



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

DENIS CARLOS DA SILVA

Filtro de Micro-ondas Passa-Baixas de Nona Ordem e Alta Rejeição à Harmônicos usando o Modelo Pseudo-Elíptico

Campinas
2024

DENIS CARLOS DA SILVA

FILTRO DE MICRO-ONDAS PASSA-BAIXAS DE NONA ORDEM E ALTA
REJEIÇÃO À HARMÔNICOS USANDO O MODELO PSEUDO-ELÍPTICO

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na Área de Telecomunicações e Telemática.

Supervisor/Orientador: Dr. Leandro Tiago Manêra

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE À VERSÃO FINAL DA DISSERTAÇÃO DEFENDIDA PELO ALUNO DENIS CARLOS DA SILVA, E ORIENTADA PELO PROF. DR. LEANDRO TIAGO MANÊRA

Campinas
2024

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP)
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Rose Meire da Silva - CRB 8/5974

Si38f Silva, Denis Carlos da, 1993-
Filtro de Micro-ondas Passa-Baixas de Nona Ordem e Alta Rejeição à Harmônicos usando o Modelo Pseudo-Elíptico / Denis Carlos da Silva. – Campinas, SP : [s.n.], 2024.

Orientador: Leandro Tiago Manêra.
Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Filtros passa-baixas. 2. Micro-ondas. I. Manêra, Leandro Tiago, 1977-. II. Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP). Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações Complementares

Título em outro idioma: Low loss and high-performance pseudo-elliptic low pass filter using a suspended stripline structure

Palavras-chave em inglês:

Low pass filter

Microwave

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Leandro Tiago Manêra [Orientador]

Marcel Veloso Campos

José Alexandre Diniz

Data de defesa: 10-05-2024

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

Identificação e informações acadêmicas do(a) aluno(a)

- ORCID do autor: <https://orcid.org/0009-0006-8652-9758>

- Currículo Lattes do autor: <https://lattes.cnpq.br/0778801815051843>

Comissão Examinadora – Dissertação de Mestrado

Candidato: Denis Carlos da Silva **RA:** 226325

Data da defesa: 10 de maio de 2024

Título da Tese: Filtro de Micro-ondas Passa-Baixas de Nona Ordem e Alta Rejeição à Harmônicos usando o Modelo Pseudo-Elíptico

Prof. Dr. Leandro Tiago Manêra (Presidente, FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Marcel Veloso Campos (UNIMONTES)

Prof. Dr. José Alexandre Diniz (FEEC/UNICAMP)

A Ata de Defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no SIGA/Sistema de Fluxo de Dissertação e na Secretaria do Programa da Unidade e na Secretaria de Pós-Graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

Dedicatória

Primeiramente à Deus, minha esposa Jeanne e meu filho Davi pelo apoio e incentivo durante toda a jornada do mestrado.

Agradeço ao apoio de toda minha família e, em especial, eu dedico à minha mãe Olga Maria da Silva, *in memoriam*.

"If I have seen further it is by standing on the shoulders of Giants." —Isaac Newton

Agradecimentos

Agradeço ao Professor Dr. Leandro Tiago Manera por toda orientação e dedicação ao trabalho como orientador.

Agradeço também a todos os professores da FEEC, em especial, ao Prof. Dr Lucas Heitzmann que me ajudou compartilhando seu conhecimento e me apoiando no início do projeto. E também ao LSERF (Laboratório de Soluções em Eletrônica e Radio-Frequência) da UNICAMP.

Agradeço também LAP (Laboratório de Antenas e Propagação) do ITA e ao Prof. Dr. Daniel Basso Ferreira por ter cedido espaço para realizar partes dos testes do Filtro no LAP e por ter me ajudado diversas vezes com ensinamentos sobre teoria eletromagnética.

Resumo

Este trabalho apresenta um ciclo completo de desenvolvimento de um filtro passa-baixas de nona ordem para a faixa de micro-ondas. O processo envolve a metodologia, síntese, simulação eletromagnética, prototipagem e testes do filtro proposto.

O protótipo é desenvolvido para operar na faixa de frequência de DC a 2,5 GHz utilizando modelos de linhas de transmissão em substrato suspenso e microfita, empregando o laminado Duroid da Rogers TM 5880, com ϵ_r de 2,2 e espessura de 0,127 mm. Além disso, aplica-se a técnica de síntese pseudo-elíptica com três zeros de transmissão.

Os filtros passa-baixas de micro-ondas com alta seletividade e rejeição a harmônicos são essenciais em aplicações militares para suprimir sinais espúrios e prevenir interferências eletromagnéticas. O projeto e a prototipagem desses filtros, visando alcançar níveis de rejeição acima de 60 dB, representam um desafio significativo na faixa de micro-ondas.

O filtro desenvolvido possui uma faixa de passagem de DC a 2,5 GHz, com baixa perda por inserção, abaixo de 0,35 dB, e alta capacidade de rejeição. Ele atinge um nível de rejeição superior a 50 dB na faixa de 3,1 GHz a 8,9 GHz, com resultados superiores a 60 dB de 3,3 GHz a 6,8 GHz. Em comparação com filtros similares e até mesmo com o estado da arte em filtros de vasta faixa de rejeição, o filtro demonstra uma melhor relação de compromisso entre requisitos como: baixa perda por inserção, alta taxa de decaimento na faixa de rejeição e altos níveis de rejeição. Esses resultados destacam a relevância e o potencial impacto do nosso trabalho na área de filtros de micro-ondas.

O trabalho também descreve detalhadamente uma metodologia de projeto e simulação de filtros de micro-ondas, cobrindo desde a síntese do modelo matemático, etapas de simulação do circuito e eletromagnética 3D, até a análise de sensibilidade das variáveis e os desafios enfrentados durante a prototipação.

Na implementação em micro-ondas, utiliza-se a técnica de impedância degrau, com *striplines* suspensos para linhas de alta impedância e microfita para linhas de baixa impedância. A qualidade do aterramento está diretamente relacionada à faixa de rejeição desses filtros. Portanto, este estudo incorpora planos de aterramento para analisar a sensibilidade na transição de *stripline* suspenso para microfita. Além disso, os zeros de transmissão observados estão em conformidade com os valores previstos pelas simulações. A perda de retorno, crucial para a eficácia do sistema, é superior a 17,5 dB na faixa de passagem. Adicionalmente, não foram identificadas frequências ressonantes na faixa de rejeição, destacando a robustez e confiabilidade do protótipo desenvolvido.

Abstract

This work presents a complete development cycle of a ninth-order low-pass filter for the microwave range. The process involves the methodology, synthesis, electromagnetic simulation, prototyping, and testing of the proposed filter.

The prototype is designed to operate in the frequency range from DC to 2.5 GHz, using transmission line models in suspended substrate and microstrip, employing Rogers Duroid TM 5880 laminate, with ϵ_r of 2.2 and a thickness of 0.127 mm. Additionally, the pseudo-elliptical synthesis technique with three transmission zeros is applied.

Microwave low-pass filters with high selectivity and harmonic rejection are essential in military applications to suppress spurious signals and prevent electromagnetic interference. Designing and prototyping these filters, aiming to achieve rejection levels above 60 dB, pose a significant challenge in the microwave range.

The developed filter has a passband from DC to 2.5 GHz, with low insertion loss below 0.35 dB and high rejection capability. It achieves a rejection level greater than 50 dB in the range from 3.1 GHz to 8.9 GHz, with results exceeding 60 dB from 3.3 GHz to 6.8 GHz. Compared to similar filters and even state-of-the-art wideband rejection filters, this filter demonstrates a better trade-off among requirements such as low insertion loss, high roll-off rate in the stopband, and high rejection levels. These results highlight the relevance and potential impact of our work in the field of microwave filters.

The work also provides a detailed description of the design and simulation methodology of microwave filters, covering everything from the synthesis of the mathematical model, circuit and 3D electromagnetic simulation stages, to the sensitivity analysis of variables and the challenges faced during prototyping.

In the microwave implementation, the step impedance technique is used, with suspended striplines for high-impedance lines and microstrip for low-impedance lines. The quality of the grounding is directly related to the rejection band of these filters. Therefore, this study incorporates ground planes to analyze the sensitivity in the transition from suspended stripline to microstrip. Additionally, the observed transmission zeros align with the values predicted by simulations. The return loss, crucial for system effectiveness, is greater than 17.5 dB in the passband. Furthermore, no resonant frequencies were identified in the stopband, highlighting the robustness and reliability of the developed prototype.

Lista de Figuras

1.1	Exemplo de funcionamento de um filtro em um sistema de micro-ondas . Fonte: Próprio autor	16
1.2	Cenário operacional de aplicação.	20
1.3	Estrutura do Projeto.	23
2.1	Uma rede de microondas de N portas. Fonte: Microwave Engineering, Pozar	24
2.2	O processo do projeto de filtro pelo método de perda por inserção.	26
2.3	Faixas de Frequências do Filtro. Fonte: Próprio autor.	28
2.4	Comparativo entre as funções pseudo-elíptica, Butterworth, Chebyshev e elíptico para $n = 9$, $f_c = 2.5 \text{ GHz}$ e $IL_m = 80 \text{ dB}$. Fonte: Próprio autor . .	33
2.5	Transformação em elementos distribuídos. Fonte: Microwave Engineering, Pozar.	35
2.6	Identities de Kuroda. Fonte: Microwave Engineering, Pozar.	36
2.7	Rede de 2 portas do tipo T	37
2.8	Representação da Linha de Transmissão	38
2.9	Segmentos curtos de linha de transmissão. Fonte: Microwave Engineering, Pozar.	39
3.1	Processo de síntese para o modelo pseudo-elíptico. Fonte: Próprio autor . .	41
3.2	Função de IL vs ω . Fonte: Próprio autor	43
3.3	Função de ω_0 vs. IL_m . Fonte: Próprio autor	43
3.4	Pólos no Plano Complexo. Fonte: Próprio autor	47
3.5	Circuito de parâmetros concentrados. Fonte: Próprio autor	48
3.6	Circuito de parâmetros concentrados no <i>Circuit</i> . Fonte: Próprio autor . . .	50
3.7	Resultado da simulação dos elementos concentrados ideais.	51
4.1	Geometria do modelo <i>stripline</i>	53
4.2	Geometria da estrutura de linhas de fita em substrato suspenso.	53
4.3	Geometria da cavidade ressonante com 3 camadas dielétricas internas . . .	55
4.4	Corte transversal do circuito Stripline Suspenso e Microfita Suspenso. . . .	56
4.5	Exemplo de circuito ressonante LC série implementado em impedância degrau - Fonte: artigo [21]	59
4.6	Calculadora de linhas em microfita da Ansys.	60
4.7	Configuração do substrato suspenso no Circuit da Ansys.	61
4.8	Configuração do substrato suspenso no <i>Circuit</i> da Ansys.	62
4.9	Modelo circuital misto em substrato suspenso <i>stripline</i> e microfita.	62
4.10	Resultado da simulação dos elementos distribuídos em substrato suspenso.	63
4.11	Vista em corte da cavidade metálica do filtro e os conectores SMA.	64
5.1	Modelo de conector SMA	66

5.2	Representação do conector SMA no modelo 3D	67
5.3	Dimensional das trilhas da placa RT/ Duroid TM 5880.	67
5.4	Vista do lado <i>bottom</i> para clarificação do plano de terra.	68
5.5	3D explodido do Filtro	69
5.6	Configuração de região aberta	70
5.7	Fonte de excitação do tipo <i>Wave Port</i>	70
5.8	Convergência da simulação eletromagnética.	71
5.9	Refinamento e discretização da malha tetraédrica	72
5.10	Resultado da simulação eletromagnética variando P1 no <i>Optimetrics</i>	73
5.11	Resultado da simulação eletromagnética com a variação de P8 entre 0,2 mm à 1,8 mm.	74
5.12	Resultado da simulação eletromagnética com a variação de P8 entre 0,2 mm à 1,8 mm.	75
5.13	Resultado da simulação eletromagnética comparada com à síntese teórica desejada.	76
5.14	Desenho mecânico da cavidade metálica final. Unidades de medidas em mm	77
6.1	Filtro fabricado, aterramento, portas e dispositivo montado final.	78
6.2	Foto do Analisador de Redes ENA E5080B do LSERF UNICAMP.	79
6.3	Resultado dos parâmetros S do filtro medido comparado ao eletromagnético simulado	80

Lista de Tabelas

1.1	Requisitos de Projeto do Filtro Passa Baixas.	21
3.1	Valores dos pólos do semi-plano esquerdo.	46
3.2	Valores dos elementos normalizados.	50
4.1	Cálculo dos valores de dimensões das trilhas.	60
4.2	<i>Eingenmodes</i> simulados no HFSS apenas da cavidade metálica.	64
5.1	Dimensão final dos elementos distribuídos.	68
6.1	Comparação com outros Filtros Passa-Baixas.	82
6.2	Especificações do Filtro	83

Lista de Abreviaturas

PEC *Perfect Electric Conductor* - Condutor Elétrico Perfeito

Lista de Símbolos

IL perda por inserção

IL_m valor mínimo de perda por inserção

ω_0 frequência angular dos zeros de transmissão

ω_c frequência angular de corte

ω_m frequência angular onde ocorre o menor nível de perda por inserção

RL valor mínimo de perda por retorno na faixa de passagem

Sumário

1	Introdução	16
1.1	Justificativa do Projeto de Pesquisa	19
1.2	Objetivo do Projeto de Pesquisa	21
1.3	Metodologia do Projeto	22
2	Teoria de Filtros de Micro-ondas	24
2.1	Matriz de Espalhamento	24
2.2	Filtros projetados pelo Método de Perda por Inserção	26
2.3	Métodos de Aproximação para Filtros Analógicos	27
2.3.1	Modelo Butterworth	28
2.3.2	Modelo Chebyshev Tipo 1	28
2.3.3	Modelo Elíptico	29
2.3.4	Modelo Pseudo-Elíptico	30
2.3.5	Comparação e Escolha do Modelo de Filtro Analógico	32
2.4	Transformação de Richard	34
2.5	Identidade de Kuroda	35
2.6	Filtro Passa Baixa de Impedância Degrau	36
2.6.1	Circuitos equivalentes para segmentos curtos de linhas de transmissão	37
3	Síntese do Filtro Pseudo-Elíptico	41
3.1	Síntese do Filtro Pseudo-Elíptico	41
3.2	Simulação Circuitual com Elementos Ideais	50
4	Implementação do Filtro em Micro-ondas	52
4.1	Síntese das Linhas de Fita e Cavidades Metálicas do Filtro	52
4.1.1	Estruturas em Substrato Suspenso	52
4.1.2	Considerações sobre o Projeto da Microcavidade	54
4.1.3	Seção Transversal do Modelo de Linha de Transmissão	55
4.1.4	Síntese de Linhas de Alta Impedância em <i>Stripline</i> e Dimensões da Cavidade Metálica em Substrato Suspenso	56
4.1.5	Síntese de Linhas de Baixa Impedância em Microfita	58
4.1.6	Implementação de Linhas LC Série usando a Técnica de Impedância Degrau	58
4.2	Cálculo dos Elementos Distribuídos	59
4.3	Simulação Circuitual dos Elementos Distribuídos em Substrato Suspenso . .	61
4.4	Simulação dos Modos de Propagação da Cavidade Metálica	63

5	Simulação Eletromagnética do Filtro	66
5.1	Construção da geometria 3D	66
5.2	Simulação Eletromagnética, Convergência e Discretização da Malha Tetraédrica	69
5.3	Análise dos Resultados e Tolerâncias de Fabricação	76
6	Prototipação e Teste do Filtro	78
6.1	Teste realizado em ambiente de Laboratório	78
6.2	Análise de Sensibilidade e Construtividade	80
6.3	Comparação dos Resultados Obtidos com outros Filtros Micro-ondas da Literatura	81
6.4	Resumo dos Resultados Obtidos Comparado aos Requisitos Propostos . . .	82
7	Conclusão	84
A	Notas complementares	89
A.1	Script do Matlab de Síntese do Filtro Analógico	89

Capítulo 1

Introdução

Um filtro de micro-ondas é uma rede linear de duas portas usada para controlar a resposta em frequência de um sistema de micro-ondas, de forma que transmita os sinais que estão dentro da faixa de passagem e atenuie os sinais na faixa de rejeição [1], [2]. Eles podem ser passa-baixas, passa-altas, passa-faixa e rejeita-faixa. A Figura 1.1 mostra um exemplo dos tipos de filtros micro-ondas ideais e o que ocorre com os sinais suprimidos pelo filtro no espectro de frequência.

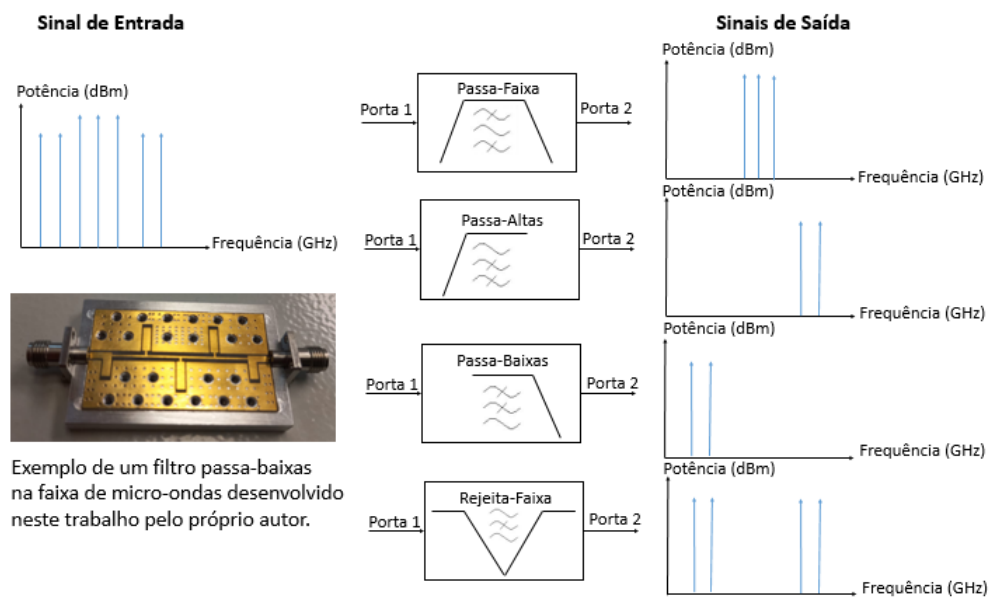


Figura 1.1: Exemplo de funcionamento de um filtro em um sistema de micro-ondas . Fonte: Próprio autor

O estudo de filtros de micro-ondas teve início por volta de 1937, época da segunda guerra mundial. A maior parte das pesquisas foram conduzidas nos Estados Unidos em Laboratórios como Harvard, Bell, Radio Research, NRL, entre outros. As primeiras sínteses de filtros de micro-ondas utilizavam o método de parâmetros de imagem e exploravam implementação de filtros em guias de ondas e coaxiais. Nessa época, existiam

poucos recursos de síntese disponíveis para análise de filtros [3].

Em 1939, Darlington publicou a síntese de teoria em cascata. Porém, teorias mais modernas foram implementadas apenas em 1950 com a publicação de Paul Richards sobre linhas comensuráveis. Tal teoria permitiu estabelecer uma relação simples entre as linhas de parâmetros concentrados com parâmetros distribuídos. Nesse mesmo período, G. Matthaei, L. Young e E. M. T. Jones publicaram um dos livros mais relevantes na teoria de filtros de micro-ondas consolidando toda teoria estudada na época da guerra, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures* [2].

Os filtros analógicos geralmente são modelados inicialmente como passa-baixas, podendo ser transformados em outros tipos de filtros. Para aplicações que requerem filtros passa-altas, passa-faixa ou rejeita-faixa, é possível realizar uma conversão matemática que transforma os valores do modelo passa-baixas para o tipo desejado. Portanto, todas as funções apresentadas neste trabalho são para filtros passa-baixas; no entanto, podem ser facilmente convertidas para outros tipos de filtros. Essas técnicas matemáticas são válidas para quaisquer filtros analógicos, independentemente da frequência de operação [1].

As técnicas de síntese de filtros passa-baixas iniciaram em meados de 1930 por Stephen Butterworth desenvolveu um método de síntese conhecido como Butterworth, em homenagem ao pesquisador. Os filtros Butterworth são conhecidos por terem uma resposta de magnitude mais plana possível na faixa de passagem, sem ondulações [4].

Em meados de 1930, o trabalho de W. Causer apresentou um método de síntese conhecido como filtro elíptico. Esta técnica oferece a característica única de permitir a maximização da inclinação da transição da faixa de passagem para a faixa de rejeição, enquanto mantém ondulações tanto na faixa de passagem quanto na faixa de rejeição. Entretanto, essa variação abrupta de transição entre a faixa de passagem e faixa de rejeição apresenta limitações quanto à fabricação, pois as dimensões físicas do circuito elétrico variam de forma abrupta também, dificultando a prototipação [4, 5].

No início da década de 1950, iniciaram-se estudos que exploravam o uso do polinômio de Chebyshev na síntese de filtros de micro-ondas. Este apresenta uma resposta mais rápida do que os filtros Butterworth, porém com ondulações na faixa de passagem [4].

Na década de 1980, algumas técnicas de sínteses de filtro foram estudadas a fim de se obter sínteses de redes de micro-ondas mais eficazes. O desafio era desenvolver filtros mais seletivos, de baixas perdas e com alta rejeição à harmônicos e espúrios na faixa de rejeição.

O modelo de síntese pseudo-elíptica foi desenvolvido a partir da função de Chebyshev por J. D. Rhodes e S. A. Alseyab. Eles desenvolveram uma nova técnica de síntese de filtros em meados de 1980, uma nova classe de protótipos de filtros passa-baixa, apresentando uma resposta na faixa de passagem com oscilações *equiripple*, com três zeros de transmissão no infinito e o restante em uma frequência real finita. Além disso,

esta técnica permite alocar os zeros de transmissão com maior flexibilidade [5, 6]. É interessante notar que essa técnica de síntese pseudo-elíptica foi apresentada por Rhodes [5, 6] já abordando aplicações em filtros micro-ondas, portanto, os detalhes dessa síntese não estão em muitos livros de filtros analógicos generalistas como [4] e, portanto, a função pseudo-elíptica (ou Chebyshev Generalizada) não deve ser confundida com as funções de Chebyshev Tipo 1 e Tipo 2.

A técnica pseudo-elíptica tem mostrado algumas vantagens se comparado às técnicas de sínteses de Chebyshev Tipo 1 e Tipo 2, Butterworth e elíptica devido a alta seletividade, melhor controle e flexibilidade para alocação dos zeros da função de transferência do filtro e variações de impedância entre elementos de 1:2 ao invés de 1:10 se comparado a síntese de filtros elípticos. Esses fatores tornam o filtro de micro-ondas mais realizável [6].

O projeto de filtros na faixa de micro-ondas também têm sido explorado a fim de obter um fator de qualidade Q mais elevado e topologias de projetos que permitam atingir níveis de rejeição mais elevado [7]. Em frequências acima de 20 GHz tem se utilizado construção de filtros em guias de onda para aplicações que precisam de alta seletividade, alta rejeição à harmônicos e capacidade de operação em alta potência. Para frequências entre 1 GHz à 10 GHz, por exemplo, têm-se utilizado técnicas de filtros passivos com implementação mista de *stripline* em substrato suspenso com microfita [6–9].

Ademais, outro fator importante é explorar o modelo matemático de síntese pseudo-elíptica a fim de verificar a quantidade de elementos n mínimos necessários para atendimento dos requisitos. Quando o circuito de elementos concentrados é transformado para elementos distribuídos há dificuldades em obter precisão, pois o modelo matemático é aproximado pelo método de Linhas de Transmissão [1]. Com isso, quanto mais elementos houver no filtro de micro-ondas, mais difícil será obter um modelo realizável. Entretanto, quantos mais elementos houver maior será a seletividade do filtro [5], [6].

Assim, buscou-se contextualizar a história e os desafios dos filtros em micro-ondas, delineando os motivos por trás das escolhas realizadas neste projeto. Em comparação com filtros similares e até mesmo com o estado da arte em filtros de vasta faixa de rejeição, o filtro proposto demonstra uma melhor relação de compromisso entre requisitos como baixa perda por inserção, alta taxa de decaimento na faixa de transição e altos níveis de rejeição. Esses resultados destacam a relevância e o potencial impacto do nosso trabalho na área de filtros de micro-ondas. Trabalhos recentes na literatura atual têm abordado esses desafios com diversas técnicas e arquiteturas, mas poucos conseguiram alcançar um equilíbrio tão eficaz entre essas características essenciais. Portanto, o nosso filtro não apenas se destaca pelas suas especificações técnicas superiores, mas também contribui significativamente para o avanço da tecnologia de filtros de micro-ondas.

1.1 Justificativa do Projeto de Pesquisa

Os sistemas telemétricos modernos militares demandam transmissores de radio-frequência cada vez mais sofisticados que atendam requisitos de normas militares rigorosas como a norma MIL-STD-461G [10]. Um requisito crucial exigido (RE103) pela MIL-STD-461G é que o nível de potência de saída de um transmissor de Radio Frequência seja de, no máximo, -20 dBm para o segundo e terceiro harmônicos, ou apresente uma rejeição mínima de 80 dB em relação ao sinal fundamental, independentemente da potência de saída do transmissor. A exigência é aplicável de 10 kHz a 40 GHz e não é aplicável dentro da largura de banda do sinal transmitido pela unidade sob teste ou dentro de ± 5 por cento da frequência fundamental, o que for maior [10].

Um transmissor é composto por diversos módulos e componentes de micro-ondas, tais como amplificadores de potência, misturadores de radiofrequência e sintetizadores de radiofrequência [1]. Tais dispositivos possuem componentes não lineares que acabam gerando frequências harmônicas indesejadas, que quando propagadas no espaço livre, podem sujar o espectro eletromagnético fazendo com que o sistema não atenda requisitos de compatibilidade eletromagnética e também interfira no funcionamento adequado de outros subsistemas eletrônicos que compõem o sistema [1].

A Figura 1.2 ilustra um exemplo de cenário operacional típico. Consideremos um sistema com N transmissores de Radio Frequência em um contexto de aplicação militar, e todos esses sistemas operando simultaneamente. É sabido que cada transmissor gerará o sinal fundamental em suas frequências de operação, além de múltiplos inteiros conhecidos como harmônicos, devido à não linearidade dos circuitos, e também sinais espúrios decorrentes de ruídos provenientes de fontes de alimentação ou devido à não linearidade. Um filtro passa-baixas altamente seletivo tem como objetivo permitir a passagem do sinal na faixa de passagem e atenuar ao máximo os sinais na faixa de rejeição, conforme requisitos da norma MIL-STD-461G.

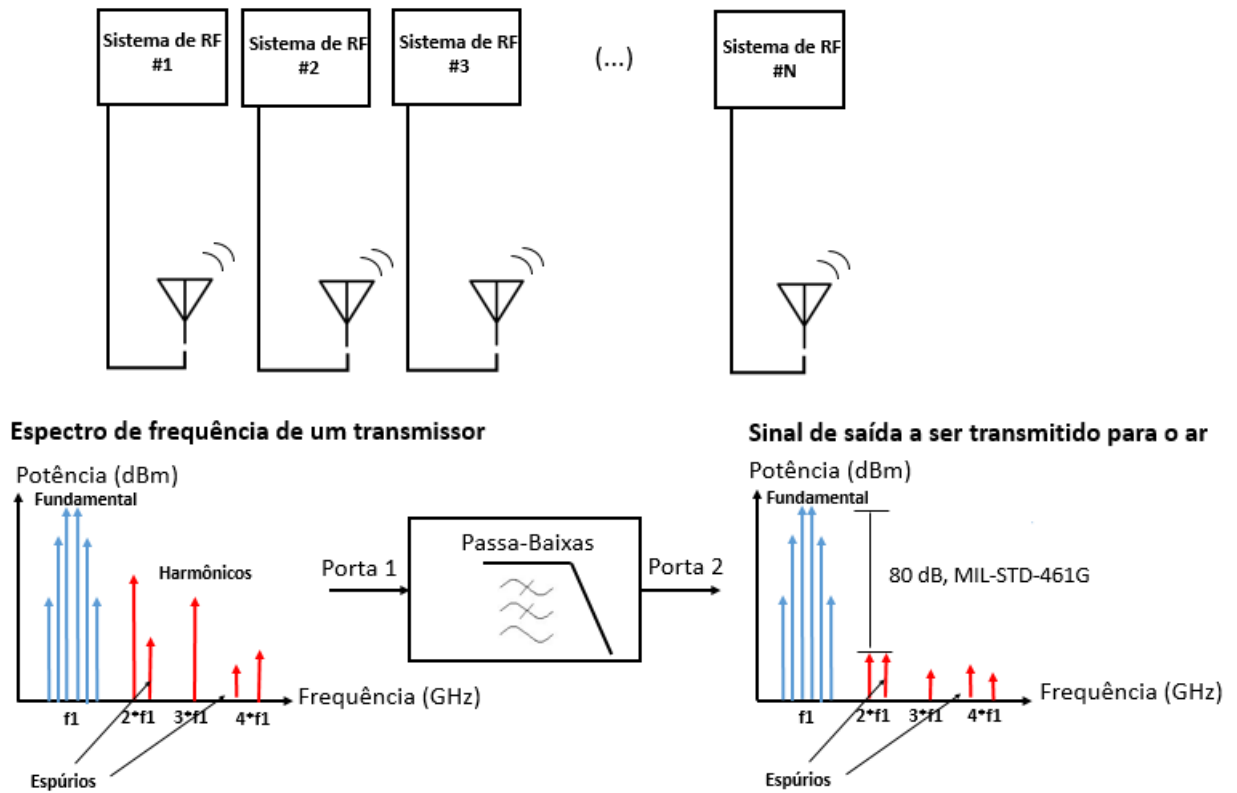


Figura 1.2: Cenário operacional de aplicação.

Sabe-se que a segunda e terceira harmônicas são as mais críticas, pois normalmente os amplificadores não lineares podem apresentar um sinal harmônico mais elevado relativo ao sinal portador nessas frequências [1]. Em geral, os componentes do sistema são dimensionados para operar apenas na faixa de interesse e em frequências superiores ao terceiro harmônico, a perda por inserção desses componentes podem ser tão elevadas que acabam contribuindo com o filtro.

Para a aplicação em questão, os requisitos do filtro são apresentados na tabela 1.1.

A tabela 1.1 apresenta os requisitos de projeto para o filtro passa-baixas proposto. Cada item da tabela representa um parâmetro específico que foi considerado crucial para o desempenho e funcionalidade do filtro. Os parâmetros mais importantes incluem a faixa de frequência de operação, a perda por inserção na faixa de passagem, a faixa de rejeição, a potência média suportada, os conectores e a faixa de temperatura.

A faixa de frequência de operação do filtro foi definida como de DC a 2,5 GHz, com o objetivo de abranger sinais de baixa frequência até micro-ondas. A especificação de perda por inserção na faixa de passagem foi estabelecida para garantir uma baixa atenuação dos sinais dentro da faixa de operação do filtro, minimizando a degradação do sinal transmitido. A faixa de rejeição foi definida para suprimir eficazmente sinais indesejados que possam interferir com o funcionamento do sistema em frequências adjacentes.

A capacidade do filtro de suportar uma potência média mínima de 10 W foi determinada com base nos requisitos de potência da aplicação e nas condições operacionais esperadas. Quanto aos conectores, os SMA (Fêmea) foram selecionados devido à sua ampla utilização em aplicações de RF e micro-ondas, garantindo uma conexão robusta e confiável. A faixa de temperatura de operação foi estabelecida para garantir o funcionamento adequado do filtro em ambientes com variações térmicas significativas.

Essas especificações foram determinadas com base em uma análise cuidadosa das necessidades da aplicação, considerando tanto os requisitos funcionais quanto as limitações técnicas dos componentes disponíveis. Além disso, elas foram validadas por meio de simulações e testes experimentais para garantir o desempenho desejado do filtro passa-baixas e serão discutidas nos próximos capítulos.

Tabela 1.1: Requisitos de Projeto do Filtro Passa Baixas.

Item	Parâmetro	Especificação
1	Faixa de Passagem	DC à 2,5 GHz
2	Perda por inserção na Faixa de Passagem	≤ 1 dB de DC à 2,35 GHz
3	Perda por inserção na Faixa de Passagem	$\leq 1,5$ dB de 2,35 GHz à 2,5 GHz
4	VSWR na Faixa de Passagem	$\leq 1,35 : 1$
5	Faixa de Rejeição 1	3,6 GHz à 7 GHz
6	Isolação na Faixa de Rejeição 1	≥ 60 dB
7	Faixa de Rejeição 2	7 GHz à 10 GHz
8	Isolação na Faixa de Rejeição 2	≥ 50 dB
9	Potência média suportada	≥ 10 W
10	Conectores	SMA (Fêmea) e SMA (Fêmea)
11	Faixa de Temperatura	-55°C à +85°C

1.2 Objetivo do Projeto de Pesquisa

O objetivo desta pesquisa é modelar, projetar, construir e testar um filtro de micro-ondas passa-baixas com faixa de passagem de DC a 2,5 GHz, destinado a aplicações militares ou aeronáuticas de diversos fins. Este filtro será de alta seletividade, no modelo pseudo-elíptico, atingindo uma rejeição de 60 dB a partir da frequência de 3,3 GHz. Pretende-se fabricar um protótipo utilizando um substrato suspenso, combinando as tecnologias de *stripline* e microfita. Este projeto visa explorar técnicas de fabricação que permitam uma produção mais rápida, sem a necessidade de ajustes do filtro durante a linha de produção.

A técnica de síntese de pólos alternados para a função pseudo-elíptica tem sido amplamente utilizada em diversos artigos e trabalhos acadêmicos relacionados a filtros de micro-ondas. Alseyab [5] apresenta valores normalizados de capacitores e indutores para filtros passa-baixas, com rejeições teóricas de até 60 dB. No entanto, muitas normas

militares recomendam uma rejeição mínima de 60 dB para assegurar a qualidade e a eficiência dos sistemas de comunicação.

Os resultados teóricos de simulações eletromagnéticas de níveis de rejeição acima de 60 dB podem apresentar resultados práticos medidos acima de 50 dB apenas, dependendo da sensibilidade das variáveis e da precisão na construção. Para garantir que o filtro atenda aos requisitos militares, este projeto aborda a síntese completa do modelo pseudo-elíptico. Desde o cálculo de componentes normalizados, dimensionamento de trilhas e cavidades metálicas, o objetivo é alcançar uma rejeição teórica de 80 dB, proporcionando uma margem de segurança no projeto para atingir os 60 dB mínimos exigidos.

A vantagem da abordagem proposta é que, ao projetar o circuito para atingir níveis de rejeições altos, os ajustes necessários durante a simulação eletromagnética tornam-se mais simples. Isso facilita a obtenção dos resultados desejados com maior precisão.

O principal desafio é utilizar o modelo matemático pseudo-elíptico para alcançar uma rejeição de 80 dB. Além disso, o projeto visa desenvolver um modelo físico compacto, com dimensões limitadas a 50 x 25 x 14 mm, explorando as tolerâncias mecânicas das trilhas, da caixa metálica e a variação da permissividade elétrica relativa na simulação eletromagnética usando o método dos elementos finitos.

Em resumo, o filtro projetado visa atender a requisitos rigorosos de rejeição e seletividade, proporcionando uma solução eficiente para aplicações militares e outras áreas que demandam alta seletividade e rejeição a harmônicos em sistemas de micro-ondas. Além do desenvolvimento teórico, este trabalho abrange a prototipagem, medições, análises e comparações com outros trabalhos relevantes da literatura atual em filtros de micro-ondas, destacando a contribuição desta pesquisa.

1.3 Metodologia do Projeto

Este projeto está estruturado conforme o diagrama em blocos da fig. 1.3. Trata-se de um projeto que envolve síntese do filtro de micro-ondas, simulação de circuitos, simulação eletromagnética 3D, otimização, prototipação e testes.

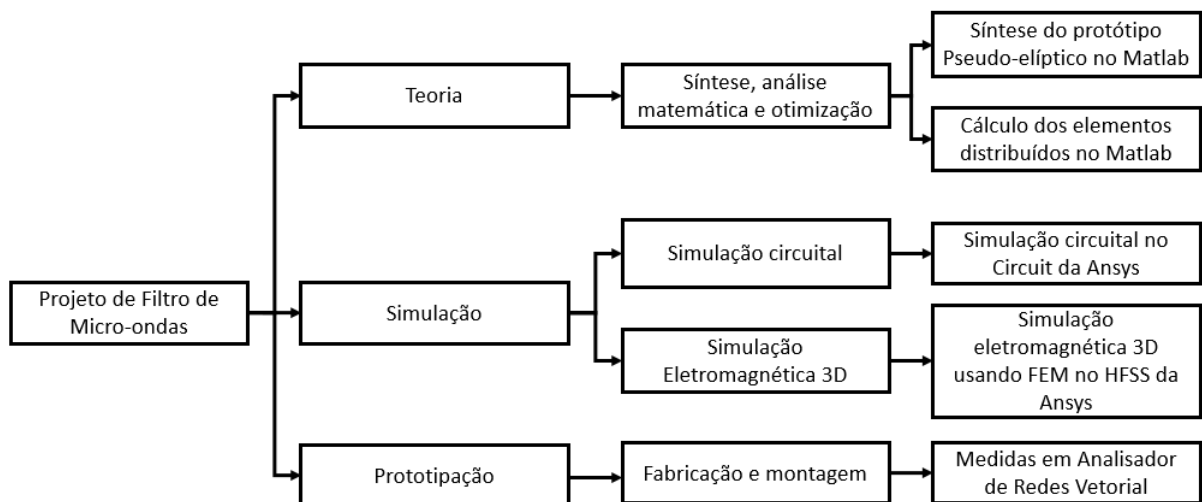


Figura 1.3: Estrutura do Projeto.

O capítulo 2 deste documento apresenta o fundamento teórico da síntese de filtro de micro-ondas, os tipos de filtros e suas funções de transferências, as vantagens e desvantagens de cada tipo de síntese, a escolha do filtro apresentado neste trabalho.

O capítulo 3 deste trabalho detalha o processo de síntese do filtro pseudo-elíptico feito no Matlab R14 da Mathworks, simulação circuital no software Circuit da Ansys e análise preliminares dos resultados.

O capítulo 4 deste documento apresenta a teoria de filtros em substrato suspenso, as vantagens e desvantagens dessa técnica, análise de sinais espúrios ressonantes em cavidades metálicas em substrato suspenso.

O capítulo 5 deste documento apresenta a simulação eletromagnética 3D no HFSS da Ansys, as tolerâncias de linhas de fita e da cavidade metálica, análise e otimização do projeto.

O capítulo 6 deste documento apresenta o filtro prototipado e as técnicas de testes para validar o projeto construído, além de apresentar os resultados e discutir os resultados a partir dos dados simulados.

O capítulo 7 deste documento apresenta a conclusão deste projeto discutindo a análise dos resultados, análises das influências de tolerâncias e construção do filtro, e também aponta as melhorias que podem ser aplicadas e exploradas em um projeto futuro.

Capítulo 2

Teoria de Filtros de Micro-ondas

2.1 Matriz de Espalhamento

Um circuito de micro-ondas pode ser caracterizado pela sua matriz de espalhamento. Esta parâmetro relaciona a tensão da onda incidente na porta de um dispositivo microondas com a tensão da onda refletida nessa porta [11].

Considerando uma rede de microondas de N portas, conforme mostrado na Figura 2.1, onde V^+ é a amplitude da tensão da onda incidente na porta e V^- é a amplitude da tensão da onda refletida na porta, assim têm-se que as relações entre tensões incidentes e refletidas em (2.1).

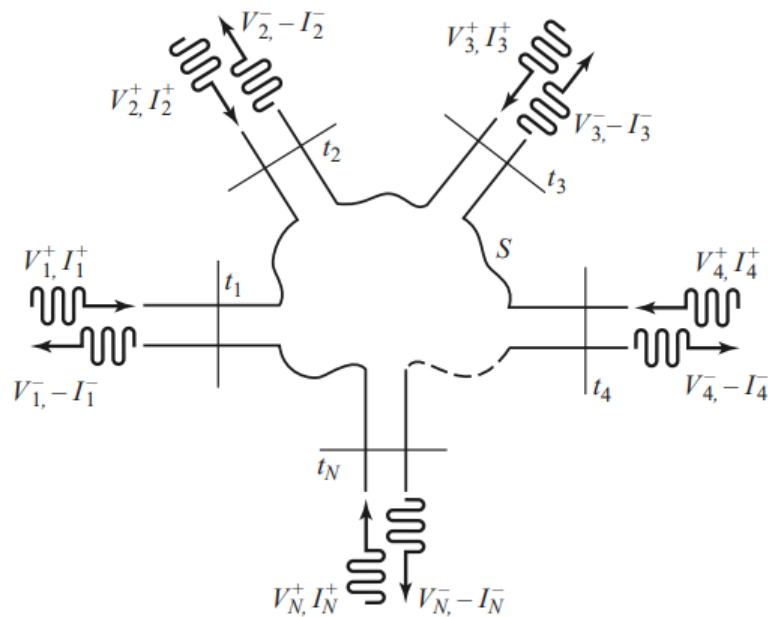


Figura 2.1: Uma rede de microondas de N portas. Fonte: Microwave Engineering, Pozar

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \dots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & \dots & S_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_{N1} & S_{N2} & S_{N3} & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \dots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$[V^-] = [S] \cdot [V^+] \quad (2.2)$$

Onde $[S]$ em (2.2) é chamada de matriz de espalhamento e um elemento específico da matriz de espalhamento pode ser determinado como em (2.3).

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0, \forall k \neq j} \quad (2.3)$$

Com $S_{ij} \in \mathbb{C}$.

Pode ser visto em (2.3) que cada elemento S_{ij}^V representa a função de transferência da porta j para a porta i . Nota-se que para o caso em que $i = j$, os elementos estão relacionados com o coeficiente de reflexão em cada porta.

Para uma rede de duas portas, o coeficiente de reflexão de entrada S_{11} pode ser expressado como em (2.4).

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} \quad (2.4)$$

Enquanto o coeficiente de reflexão de saída S_{22} pode ser calculado como em (2.5).

$$S_{22} = \left. \frac{V_2^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0} \quad (2.5)$$

A função de transferência S_{12} representa a perda por inserção relacionada ao ganho reverso e pode ser calculada por meio da equação (2.6).

$$S_{12} = \left. \frac{V_1^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0} \quad (2.6)$$

A função de transferência S_{21} representa a perda por inserção relacionada ao ganho direto e pode ser calculada por meio da equação (2.7).

$$S_{12} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} \quad (2.7)$$

Assim, uma rede de duas portas é dita recíproca se o ganho reverso é igual ao ganho direto ($S_{12} = S_{21}$).

Um filtro projetado pelo método de perda por inserção é definido pelo parâmetro

perda por inserção IL como mostrado na equação (2.8).

$$IL = 10 \log_{10} P_{LR}[dB] \quad (2.8)$$

Onde P_{LR} é a taxa de perda de potência e pode ser calculada por meio da equação (2.9)

$$P_{LR} = \frac{\text{Potência disponível na fonte}}{\text{Potência entregue para carga}} = \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2} \quad (2.9)$$

E Γ é o coeficiente de reflexão de tensão definido pela equação (2.10).

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} \quad (2.10)$$

Sendo que V_0^+ é a tensão incidente e V_0^- é a tensão refletida.

Os capítulos subsequentes abordam exemplos da função de perda por inserção IL .

2.2 Filtros projetados pelo Método de Perda por Inserção

A resposta de um filtro de microondas projetado pelo método de perda por inserção é definida pelo parâmetro perda por inserção. A Figura 2.2 mostra o processo de projeto pelo método de perda por inserção.

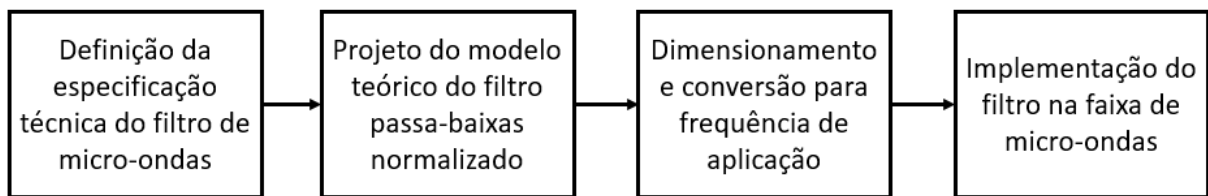


Figura 2.2: O processo do projeto de filtro pelo método de perda por inserção.

O processo de desenvolvimento de projetos de filtros envolve a definição de diversos requisitos, tais como tipo de filtro, características de banda, linearidade de fase e considerações mecânicas. Esses requisitos são fundamentais para garantir o desempenho desejado do filtro. Ao projetar um filtro, é necessário especificar o tipo desejado (por exemplo, passa-baixas, passa-altas, passa-faixa ou rejeita-faixa), a largura da faixa de transição, o nível de atenuação na faixa de passagem e de rejeição, entre outros parâmetros [1].

A partir desses requisitos, é possível realizar a síntese do protótipo do filtro, o que implica desenvolver um modelo inicial com componentes como capacitores e indutores, cuja função de transferência do sistema atenda aos critérios estabelecidos. A normalização desse protótipo em termos de impedância e frequência é um passo crucial, pois simplifica o processo de projeto, permitindo a derivação fácil de filtros para diferentes frequências, impedâncias e tipos a partir do protótipo normalizado [1].

É relevante salientar que embora a teoria mencionada aqui aborde especificamente o conceito de protótipo de filtro passa-baixas, os mesmos princípios e técnicas podem ser aplicados em qualquer síntese de filtro analógico, independentemente da frequência de operação. A abordagem de projetar inicialmente um filtro passa-baixas e depois convertê-lo para outros tipos de filtro é uma prática estabelecida e eficaz. Isso se deve à simplificação do processo, onde muitas vezes é mais simples e intuitivo projetar um filtro passa-baixas e, em seguida, aplicar a metodologia de conversão dos valores de capacitores e indutores conforme necessário para atender a uma outra função de transferência desejada [1].

Posteriormente, quando se trata de implementações em frequências mais altas, como micro-ondas, os componentes de elementos concentrados, como capacitores e indutores, são substituídos por elementos de circuito distribuído. Isso se deve aos efeitos parasitas e às características de propagação do sinal em frequências mais altas, que tornam a análise de componentes concentrados insuficientes para projetar um modelo de engenharia consistente [1].

A substituição por elementos de circuito distribuído, como linhas de transmissão, é necessária para garantir o desempenho desejado do filtro nessas frequências elevadas. Nesse processo de transformação, as características do filtro, incluindo frequência e impedância de operação, são ajustadas conforme necessário para atender aos requisitos da aplicação específica. Essa abordagem permite uma adaptação eficaz dos protótipos de filtro para diferentes cenários de aplicação, garantindo que o desempenho do filtro seja otimizado em todas as faixas de frequência relevantes [1].

Portanto, o processo de projeto de filtros envolve uma série de etapas, desde a definição dos requisitos até a síntese do protótipo e a eventual implementação do filtro. Ao entender os fundamentos por trás dessas etapas e técnicas, é possível projetar filtros eficazes e adaptáveis para uma variedade de aplicações e requisitos [1].

2.3 Métodos de Aproximação para Filtros Analógicos

Esta seção aborda diversos métodos de aproximação para projetos de filtros analógicos, destacando as vantagens e desvantagens de cada um e explicando a razão pela qual um método específico foi escolhido para este projeto [4].

A Figura 2.3 mostra um exemplo de parâmetros S de um filtro passa-baixas teórico. A faixa de passagem de DC a 2,5 GHz é a faixa de frequências que o filtro permite passar com mínima atenuação, enquanto a faixa de transição é a faixa de frequências entre a faixa de passagem e a faixa de rejeição, onde a atenuação do sinal começa a aumentar gradualmente, e a faixa de rejeição é a faixa de frequências em que o filtro atenua os sinais de forma significativa, impedindo que eles passem através do filtro.

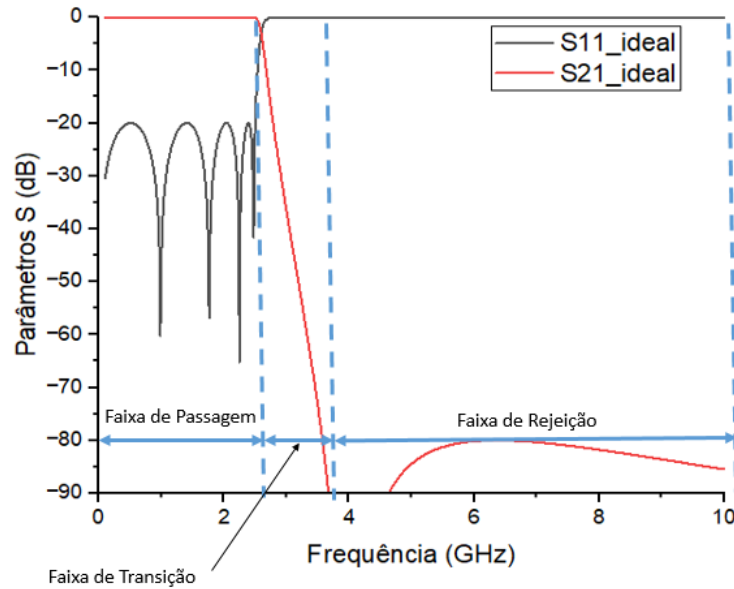


Figura 2.3: Faixas de Frequências do Filtro. Fonte: Próprio autor.

2.3.1 Modelo Butterworth

O Filtro Butterworth possui uma resposta em frequência tão plana quanto possível na faixa de passagem. A função de transferência é mostrada em equação 2.11. Além disso, os filtros Butterworth são caracterizados por uma transição gradual da faixa de passagem para a faixa de rejeição, o que significa que não têm uma abrupta queda na atenuação logo após a faixa de passagem. Isso resulta em uma resposta de magnitude mais suave e menos sensível a variações nas especificações de frequência [4].

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \omega^{2n}} \quad (2.11)$$

onde n é o número de elementos do filtro. Na faixa de rejeição a taxa cresce até $20n$ dB/década.

2.3.2 Modelo Chebyshev Tipo 1

A característica principal de um filtro Chebyshev Tipo 1 é que ele apresenta uma resposta de magnitude em frequência que possui uma taxa de variação de atenuação

mais rápida na faixa de transição do que um filtro Butterworth, permitindo uma transição mais abrupta entre a faixa de passagem e a faixa de rejeição. O filtro Chebyshev Tipo 1 convencional possui uma mínima ondulação na faixa de passagem e possui zeros de transmissão quando a frequência se aproxima de infinito. No entanto, devido à presença de oscilações na faixa de passagem, os filtros Chebyshev podem não ser adequados para todas as aplicações onde uma resposta plana na faixa de passagem é necessária. Isso pode ser visto na 2.12.

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 C_N^2(\omega)} \quad (2.12)$$

Onde:

$$C_n(\omega) = \begin{cases} \cos[(n) \cos^{-1} \omega], & \text{dentro da faixa de passagem} \\ \cosh[(n) \cosh^{-1} \omega], & \text{fora da faixa de passagem} \end{cases} \quad (2.13)$$

Onde C_n é um polinômio de Chebyshev de n ésima ordem e deve ser resolvido recursivamente [4], sendo n a ordem do filtro que representa o número de elementos do filtro. A variável ε é um fator que ajusta a função $C_n(\omega)$.

A medida que ω da função $C_n^2(\omega)$ tende a infinito, o valor de $|S_{21}(j\omega)|^2$ tenderá a zero. Na faixa de rejeição a taxa cresce até $20n$ dB/década, semelhante ao butterworth. Entretanto, seu valor absoluto é $6(n - 1)$ dB maior que o filtro butterworth.

O modelo de Chebyshev Tipo 2 não é abordado aqui neste trabalho, haja vista que ele possui um decaimento mais lento na faixa de transição e não é relevante para esta aplicação.

2.3.3 Modelo Elíptico

As aproximações de Butterworth e Chebyshev são chamadas de aproximação de pólos porque os zeros de transmissão de tais funções estão em frequência infinita [4].

O filtro elíptico, conhecido também como Cauer, tem seus zeros de transmissão em frequência finitas. Consequentemente, tem uma ondulação não apenas na faixa de passagem, mas também na faixa de rejeição [12]. A característica distintiva do filtro elíptico é sua capacidade de alcançar a mais íngreme transição entre as faixas de passagem e de rejeição, juntamente com a capacidade de proporcionar uma atenuação extremamente rápida na faixa de rejeição. Isso é alcançado através da combinação de polos e zeros no plano complexo. Em comparação com os filtros Chebyshev, os filtros elípticos conseguem uma taxa de variação de atenuação ainda mais rápida, mas em detrimento de oscilações na faixa de passagem. Essas oscilações são controladas pelos parâmetros de projeto do filtro, como a ordem do filtro e a especificação de ripple tanto na faixa de passagem quanto na faixa de rejeição.

A função de transferência é mostrada em 2.14

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 \Phi_N^2(\omega, \omega_p, \omega_s, \varepsilon_p, \varepsilon_s)} \quad (2.14)$$

Onde a função $\Phi_N(\omega)$ é a função racional de ω . A função é advinda da integral elíptica completa de primeiro tipo e as funções jacobianas. Com isso, tem-se que para n par,

$$\Phi_N(\omega, \omega_p, \omega_s, \varepsilon_p, \varepsilon_s) = \text{sn} \left[\kappa \sin^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_p} + \frac{\omega_p}{\omega_s} \right) + q X_1 \varepsilon_p, \varepsilon_s \right] \quad (2.15)$$

$\text{sn}(x, \tau)$ é o seno elíptico jacobiano de x com módulo τ , ω_p que denota a frequência da extremidade da faixa de passagem, ω_s denota a frequência da extremidade da faixa de rejeição, κ denota um parâmetro que é uma função da ordem do filtro N e valores integrais elípticos completos, ε_p é uma constante real positiva que especifica a magnitude da ondulação na faixa de passagem, ε_s é uma constante real positiva que especifica a magnitude do ondulação na faixa de rejeição, q é zero se N é ímpar e 1 se N é par, e X_1 é a integral elíptica completa de primeira espécie. Mais detalhes podem ser encontrados em [4].

A vantagem de um filtro elíptico é que possui alta seletividade se comparado a qualquer topologia de filtros. Entretanto, esse tipo de filtro é mais difícil de ser realizado devido às variações abruptas (1:10) variação de valores de impedâncias em sua estrutura física [6].

2.3.4 Modelo Pseudo-Elíptico

O filtro pseudo-elíptico possui uma mínima ondulação tanto na faixa de passagem quanto na faixa de rejeição e permite alocar os zeros de transmissão com maior flexibilidade.

A função de transferência pseudo-elíptica é baseada na função de Chebyshev, conforme é mostrado na equação 2.16

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_N^2(j\omega)} \quad (2.16)$$

Onde a função $F_N(\omega)$ é definida pela equação 2.17.

$$F_n(\omega) = \begin{cases} \cos[(n - n_z) \cos^{-1} \omega + \sum_{i=1}^{n_z} \cos^{-1} \frac{1 - \omega\omega_i}{\omega - \omega_i}], & \text{dentro da faixa de passagem} \\ \cosh[(n - n_z) \cosh^{-1} \omega + \sum_{i=1}^{n_z} \cosh^{-1} \frac{1 - \omega\omega_i}{\omega - \omega_i}], & \text{fora da faixa de passagem} \end{cases} \quad (2.17)$$

onde n é a ordem do filtro e representa o número de ondulações de Chebyshev na faixa de passagem, n_z é o número de zeros de transmissão e ω_i são as frequências dos zeros de transmissão em radianos [7]. A função $F_n(\omega)$ é definida como a razão de dois polinômios em ω :

$$F_n(\omega) = \frac{E_n^+ + E_n^-}{2Q_n} \quad (2.18)$$

Onde:

$$Q_n(\omega) = \prod_{i=1}^n (1 - \omega\omega_i) \quad (2.19)$$

$$E_n^+(\omega) = \prod_{i=1}^n \left[\left(\omega - \frac{1}{\omega_i} \right) + \omega' \sqrt{1 - \frac{1}{\omega_i^2}} \right] \quad (2.20)$$

$$E_n^-(\omega) = \prod_{i=1}^n \left[\left(\omega - \frac{1}{\omega_i} \right) - \omega' \sqrt{1 - \frac{1}{\omega_i^2}} \right] \quad (2.21)$$

$$\omega' = \sqrt{\omega^2 - 1} \quad (2.22)$$

Os coeficientes de $F_n(\omega)$ são definidos calculando as funções de $E_n^+(\omega)$ e $E_n^-(\omega)$. Estas funções polinomiais são calculadas iterativamente de forma recursiva [7]. Os parâmetros iniciais que geram estas funções polinomiais são a ondulação na faixa de passagem, a ordem do filtro e as frequências dos zeros de transmissão em radianos. Se nós escrevermos

$$E_n^+(\omega) = P_n(\omega) + M_n(\omega) \quad (2.23)$$

$$E_n^-(\omega) = P_n(\omega) - M_n(\omega) \quad (2.24)$$

Então, pode-se dizer que a função $F_n(\omega)$ pode ser definida, conforme a equação 2.25.

$$F_n(\omega) = \frac{P_n}{Q_n} \quad (2.25)$$

Logo, os polinômios P_n e Q_n podem ser gerados recursivamente, conforme as equações 2.26, 2.27, 2.28, 2.29, 2.30, 2.31.

$$P_1(\omega) = -\frac{1}{\omega_1} + \omega \quad (2.26)$$

$$M_1(\omega) = \omega' \sqrt{1 - \frac{1}{\omega_1^2}} \quad (2.27)$$

$$P_2(\omega) = \omega P_1(\omega) - \frac{P_1(\omega)}{\omega_2} + \omega' \sqrt{1 - \frac{1}{\omega_2^2}} M_1(\omega) \quad (2.28)$$

$$M_2(\omega) = \omega M_1(\omega) - \frac{M_1(\omega)}{\omega_2} + \omega' \sqrt{1 - \frac{1}{\omega_2^2}} P_1(\omega) \quad (2.29)$$

$$P_n(\omega) = \omega P_{n-1}(\omega) - \frac{P_{n-1}(\omega)}{\omega_n} + \omega' \sqrt{1 - \frac{1}{\omega_n^2}} M_{n-1}(\omega) \quad (2.30)$$

$$M_n(\omega) = \omega M_{n-1}(\omega) - \frac{M_{n-1}(\omega)}{\omega_n} + \omega' \sqrt{1 - \frac{1}{\omega_n^2}} P_{n-1}(\omega) \quad (2.31)$$

O polinômio Q_n pode ser gerado recursivamente, conforme as equações 2.32, 2.33 e 2.34.

$$Q_1(\omega) = 1 - \frac{\omega}{\omega_1} \quad (2.32)$$

$$Q_2(\omega) = (1 - \frac{\omega}{\omega_2}) Q_1(\omega) \quad (2.33)$$

$$Q_{n_z}(\omega) = (1 - \frac{\omega}{\omega_{n_z}}) Q_{n_z-1}(\omega) \quad (2.34)$$

Enfim, as funções de reflexão e transmissão podem ser expressadas em termos de polinômios P_n e Q_n , conforme as equações 2.35 e 2.36.

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(j\omega)} = \frac{Q_n^2(j\omega)}{Q_n^2(j\omega) + \varepsilon^2 P_n^2(j\omega)} \quad (2.35)$$

$$|S_{11}(j\omega)|^2 = 1 - |S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{\varepsilon^2 P_n^2(j\omega)}{Q_n^2(j\omega) + \varepsilon^2 P_n^2(j\omega)} \quad (2.36)$$

2.3.5 Comparação e Escolha do Modelo de Filtro Analógico

A Figura 2.4 apresenta um comparativo entre as funções de Butterworth, Chebyshev Tipo 1, elíptica e pseudo-elíptica para as entradas de frequência de corte f_c de 2,5 GHz, ordem $n = 9$, $IL_m = 80$ dB e $R_L = 20$ dB. O cálculo de síntese foi realizado com auxílio da ferramenta de software Matlab R14 da Mathworks disponível na UNICAMP e o código pode ser consultado em A.1.

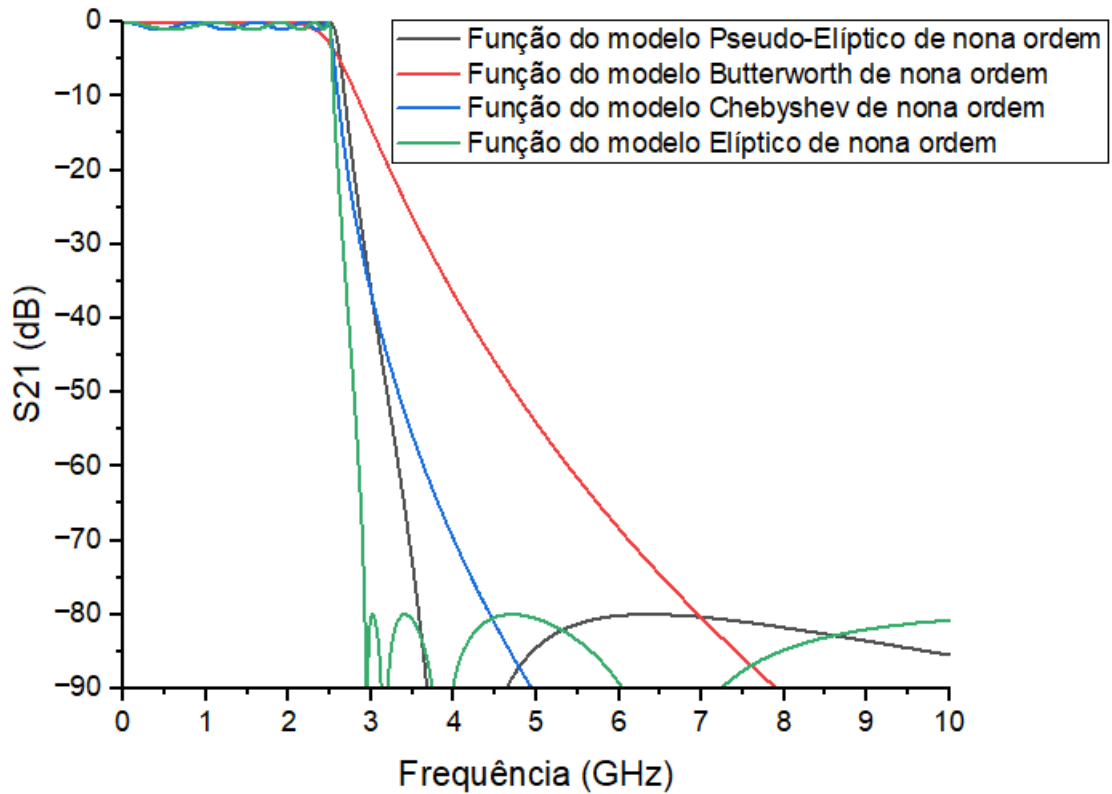


Figura 2.4: Comparativo entre as funções pseudo-elíptica, Butterworth, Chebyshev e elíptico para $n = 9$, $f_c = 2.5 \text{ GHz}$ e $IL_m = 80 \text{ dB}$. Fonte: Próprio autor

Analisando os resultados, observa-se que o modelo Butterworth apresenta uma queda lenta na faixa de rejeição, alcançando uma atenuação de 60 dB apenas na frequência de 5,4 GHz, o que é insuficiente para os requisitos de seletividade do filtro proposto, que exige uma atenuação de 60 dB já na segunda harmônica (5 GHz). Os modelos Chebyshev, pseudo-elíptico e elíptico atendem aos requisitos da faixa de rejeição. No entanto, o modelo elíptico é desfavorecido devido à sua característica construtiva mais complexa e à presença de oscilações tanto na faixa de passagem quanto na faixa de rejeição, o que levou à sua não seleção. Por sua vez, o Chebyshev apresenta menor seletividade em comparação com o pseudo-elíptico, pois atinge o requisito de atenuação de 60 dB apenas na frequência de 3,63 GHz, além de apresentar uma oscilação maior na faixa de passagem.

Para essa aplicação específica, optou-se pelo modelo pseudo-elíptico devido à sua baixa ondulação na faixa de passagem, com atenuação inferior a 0,35 dB, e rápida queda, alcançando uma atenuação de 60 dB em 3,32 GHz. No entanto, é fundamental destacar que cada projeto de filtro requer uma análise cuidadosa, levando em conta aspectos como requisitos específicos da aplicação, tipo de filtro mais adequado, facilidade de implementação, estabilidade em condições variáveis, critério de seletividade, níveis de atenuação na faixa de rejeição e requisitos de atenuação e perda por retorno na faixa de passagem.

2.4 Transformação de Richard

A transformação de Richard permite substituir os componentes de indutores e capacitores de um filtro de elementos concentrados por extensões de linha de transmissão em curto-circuito e em circuito aberto. Essa abordagem é valiosa porque simplifica o projeto de filtros, permitindo que componentes discretos sejam substituídos por linhas de transmissão. Essas linhas de transmissão, conhecidas como linhas comensuráveis, possuem comprimentos elétricos iguais, geralmente $\lambda/8$ na frequência de corte ω_c . Isso resulta em uma técnica eficaz para adaptar impedâncias e projetar filtros de micro-ondas com características desejadas de forma mais simplificada e eficiente [1].

A transformação,

$$\Omega = \tan(\beta l) = \tan\left(\frac{\omega l}{v_p}\right) \quad (2.37)$$

mapeia o plano ω para o plano Ω , que se repete no período de $2 \cdot \pi$. Esta transformação foi introduzida por P. Richards para sintetizar uma rede LC usando tocos de linha de transmissão aberta ou curto-circuitada. Logo, pode-se substituir ω por Ω e reescrever a formulação para reatância indutiva X_L , conforme a equação 2.38.

$$jX_L = j\omega L \rightarrow j\Omega L = jL \tan(\beta l) \quad (2.38)$$

e a susceptância B do capacitor em equação 2.39

$$jB_C = j\omega C \rightarrow j\Omega C = jC \tan(\beta l) \quad (2.39)$$

Este resultado indica que um indutor de elemento concentrado pode ser substituído por um toco de curto-circuito de comprimento βl e impedância característica L. Enquanto o capacitor pode ser substituído por um toco circuitalmente aberto de comprimento βl e impedância $1/C$.

A Figura 2.5 mostra a relação entre o elemento concentrado e o elemento distribuído. O comprimento do toco é de comprimento $l = \lambda/8$, onde λ é o comprimento de onda da linha na frequência de corte ω_c .

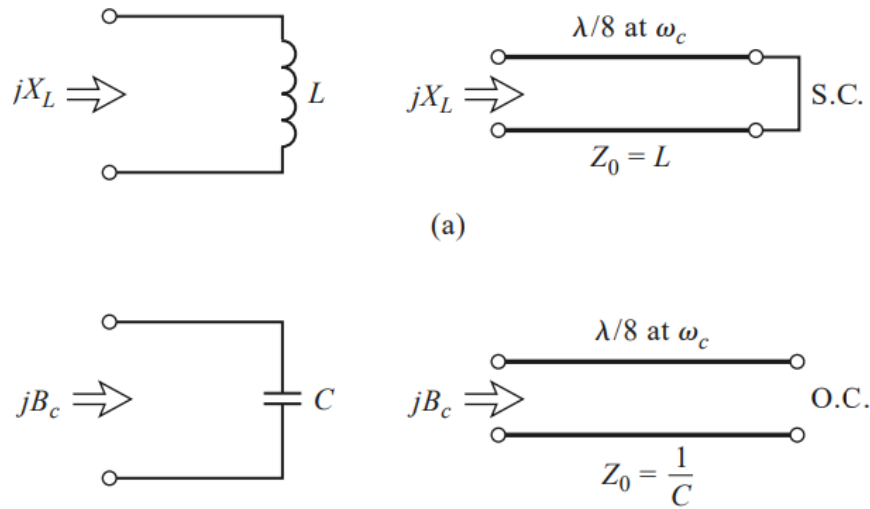


Figura 2.5: Transformação em elementos distribuídos. Fonte: Microwave Engineering, Pozar.

Para $\omega_0 = 2\omega_c$, as linhas terão comprimento de $\lambda/4$ produzindo um pólo de atenuação na faixa de rejeição. Como os tocos tem o mesmo comprimento, a resposta tem periodicidade. Isso significa que poderá ocorrer em outras frequências a cada $4\omega_c$.

A aplicação da transformação de Richard é fundamental no contexto deste trabalho, que envolve o projeto e a otimização de filtros de micro-ondas. Ao utilizar essa técnica, é possível simplificar a implementação de filtros e adaptar as impedâncias de maneira mais eficiente.

2.5 Identidade de Kuroda

As quatro identidades de Kuroda [1] são um conjunto de relações matemáticas usadas na análise e na síntese de redes de impedância, especialmente em projetos de filtros de micro-ondas. Estas identidades foram desenvolvidas por Yoshifumi Kuroda na década de 1950 e são amplamente utilizadas em engenharia de micro-ondas. Estas, ilustradas na Figura 2.6, são úteis na implementação dos tocos de linha de transmissão, pois introduzem uma separação física entre eles e convertem conexões em série em conexões paralelas. Além disso, essas identidades podem auxiliar na conversão de impedâncias características em valores mais razoáveis do ponto de vista da implementação prática [1].

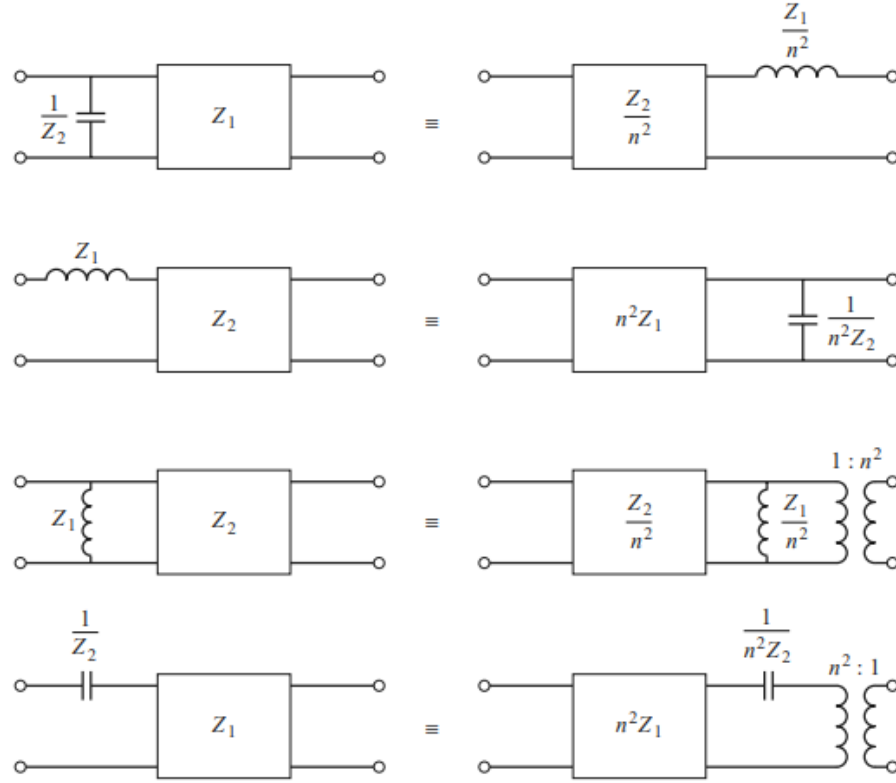


Figura 2.6: Identidades de Kuroda. Fonte: Microwave Engineering, Pozar.

As identidades de Kuroda são expressões que relacionam os coeficientes das funções de transferência de uma rede de impedância com suas impedâncias características. Essas identidades são úteis para projetar filtros com características específicas de atenuação, largura de banda e resposta de frequência, onde:

$$n^2 = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \quad (2.40)$$

2.6 Filtro Passa Baixa de Impedância Degrau

Uma forma mais fácil de implementar um filtro passa-baixas é com o uso de segmentos alternados de linhas com impedância característica muito alta e muito baixa. Tais filtros são denominados de filtros de impedância degrau (*Stepped Impedance*) e suas principais vantagens estão relacionadas a facilidade de projeto e diminuição da dimensão física do filtro se comparado a um filtro passa-baixas semelhante usando tocos de linhas de transmissão.

2.6.1 Circuitos equivalentes para segmentos curtos de linhas de transmissão

Para facilitar a análise, pode-se utilizar a matriz ABCD de uma rede de duas portas, sem perdas, do tipo T a partir de seus parâmetros de impedância.

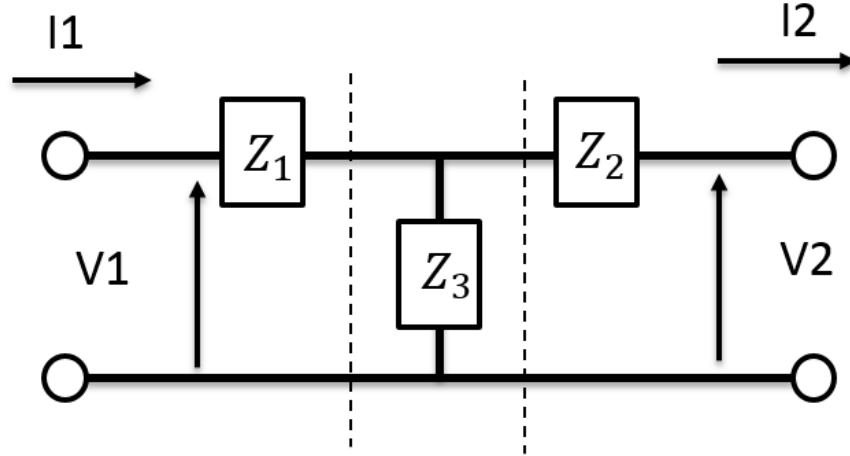


Figura 2.7: Rede de 2 portas do tipo T

Sabe-se que as tensões e correntes podem ser relacionadas com as impedâncias, como mostrado nas equações 2.41 e 2.42.

$$V_1 = I_1 Z_{11} - I_2 Z_{12} \quad (2.41)$$

$$V_2 = I_1 Z_{21} - I_2 Z_{22} \quad (2.42)$$

A matriz ABCD para uma rede de microondas de duas portas é definida em termos de suas tensões e correntes totais [13], tal que:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Logo, têm-se que os parâmetros ABCD mostrados nas equações 2.44, 2.45, 2.47 e 2.48 [1].

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} = \frac{I_1 Z_{11}}{I_1 Z_{21}} = \frac{Z_{11}}{Z_{21}} \quad (2.44)$$

$$B = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0} = \left. \frac{I_1 Z_{11} - I_2 Z_{12}}{I_2} \right|_{V_2=0} = Z_{11} \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} - Z_{12} \quad (2.45)$$

$$= Z_{11} \frac{I_1 Z_{22}}{I_1 Z_{21}} - Z_{12} = \frac{Z_{11} Z_{22} - Z_{12} Z_{21}}{Z_{21}} \quad (2.46)$$

$$C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} = \frac{I_1}{I_1 Z_{21}} = \frac{1}{Z_{21}} \quad (2.47)$$

$$D = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} = \frac{I_2 Z_{22}}{I_2} = \frac{Z_{22}}{Z_{21}} \quad (2.48)$$

Desta relação, é possível estabelecer as impedâncias da rede, conforme mostrado nas equações 2.49, 2.50, 2.51 e 2.52.

$$Z_{11} = \frac{A}{C} \quad (2.49)$$

$$Z_{12} = \frac{AD - BC}{C} \quad (2.50)$$

$$Z_{21} = \frac{1}{C} \quad (2.51)$$

$$Z_{22} = \frac{D}{C} \quad (2.52)$$

Sabe-se que o circuito é recíproco, logo $AD - BC = 1$, o que implica que $Z_{12} = Z_{21}$ e $Z_{11} = Z_{22}$.

Sabe-se que a matriz ABCD de uma linha de transmissão de comprimento l , impedância característica Z_0 e constante de propagação β , como na figura fig. 2.8, pode ser calculada conforme mostrado nas equações 2.53, 2.54, 2.55 e 2.56.

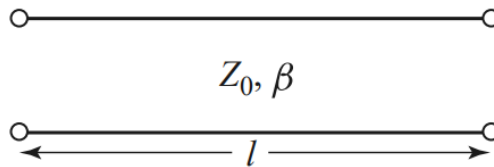


Figura 2.8: Representação da Linha de Transmissão

$$A = \cos \beta l \quad (2.53)$$

$$B = j Z_0 \sin \beta l \quad (2.54)$$

$$C = j Y_0 \sin \beta l \quad (2.55)$$

$$D = \cos \beta l \quad (2.56)$$

E, com isso, as impedâncias podem ser calculadas, conforme as equações 2.57 e 2.58.

$$Z_{11} = Z_{22} = \frac{A}{C} = \frac{\cos \beta l}{jY_0 \sin \beta l} = -jZ_0 \cot \beta l \quad (2.57)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{1}{C} = \frac{1}{jY_0 \sin \beta l} = -jZ_0 \csc \beta l \quad (2.58)$$

Os elementos série do circuito do tipo T, mostrados na Figura 2.7, tem a seguinte impedância:

$$Z_{11} - Z_{12} = -jZ_0 \left(\frac{\cos \beta l - 1}{\sin \beta l} \right) = jZ_0 \tan\left(\frac{\beta l}{2}\right) \quad (2.59)$$

e o elemento de impedância que está conectado ao terra é Z_{12} .

Com isso, agora pode-se definir as reatâncias e susceptância da rede da Figura 2.9.

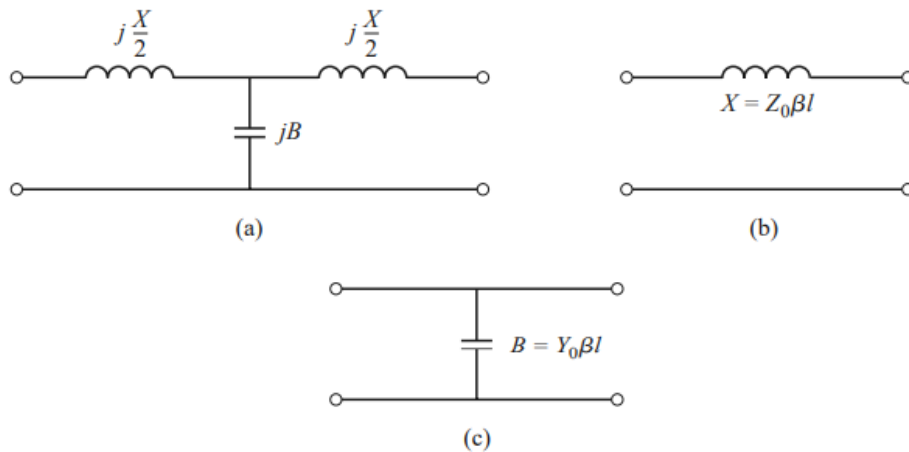


Figura 2.9: Segmentos curtos de linha de transmissão. Fonte: Microwave Engineering, Pozar.

$$\frac{X}{2} = Z_0 \tan\left(\frac{\beta l}{2}\right) \quad (2.60)$$

e

$$B = \frac{1}{Z_0} \sin \beta l \quad (2.61)$$

Se $\beta l < \frac{\pi}{2}$, os elementos em série tem reatância positiva, o que indica serem indutores. E o elemento de impedância que está conectado ao terra tem reatância negativa, o que indica ser capacitor.

Fazendo a aproximação de segmentos curtos, pode-se fazer $\beta l < \frac{\pi}{4}$ e com uma

impedância alta, isso leva às equações 2.62 e 2.63.

$$X \simeq Z_0 \beta l \quad (2.62)$$

$$B \simeq 0 \quad (2.63)$$

o que implica ser um indutor série.

Para um segmento curto de linha de transmissão e de baixa impedância, têm-se que:

$$X \simeq 0 \quad (2.64)$$

e

$$B \simeq Y_0 \beta l \quad (2.65)$$

o que implica ser equivalente ao capacitor que está conectado ao terra.

Com isso, conclui-se que os indutores em série de um protótipo de filtro passa baixa podem ser substituídos por linhas de alta impedância e os capacitores podem ser substituídos por linhas de baixa impedância.

Os comprimentos elétricos dos indutores podem ser calculados em 2.66.

$$\beta l = \frac{LR_0}{Z_h} \quad (2.66)$$

E os comprimentos elétricos dos capacitores podem ser calculados em 2.67.

$$\beta l = \frac{CZ_l}{R_0} \quad (2.67)$$

onde R_0 é a impedância do filtro, L e C são os valores normalizados dos elementos g_K do protótipo passa baixa e Z_l e Z_h são valores de baixa e alta impedância, respectivamente.

Nota-se que esta síntese segue um procedimento diferente da transformação de Richard. Primeiramente, define-se o valor de alta e baixa impedância para os segmentos de linha e, com isso, é possível calcular o comprimento elétrico dessa linha.

Entre as diversas técnicas empregadas na síntese do filtro, tais como a transformação de Richard e a Identidade de Kuroda, a abordagem adotada neste trabalho é a técnica de *Stepped Impedance*. Esta escolha se justifica pelos valores selecionados de baixa e alta impedância, os quais satisfazem os critérios de implementação e construtibilidade, eliminando a necessidade de recorrer à Identidade de Kuroda. Estes detalhes estão no próximo capítulo, explorando-a mais profundamente no contexto da implementação do filtro na faixa de micro-ondas.

Capítulo 3

Síntese do Filtro Pseudo-Elíptico

Esta seção demonstra os métodos utilizados para realizar a síntese do filtro. O software utilizado para agilizar os cálculos é o Matlab R14 da Mathworks disponível na UNICAMP. O Matlab é uma plataforma de programação e computação numérica utilizada por cientistas e engenheiros para análise de dados, desenvolvimento de algoritmos e criação de modelos matemáticos que representem um modelo físico [14].

3.1 Síntese do Filtro Pseudo-Elíptico

A síntese de redes de filtros de micro-ondas é sempre um tópico desafiador devido ao problema de aproximação [15]. Mesmo com os avanços das técnicas de síntese, o processo ainda requer cuidados para garantir o atendimento dos requisitos do filtro.

A explicação do conceito teórico parte dos requisitos de perda por inserção ($IL_m = 80$ dB), perda por retorno ($R_L = 20$ dB) e número de elementos ($n = 9$). Estas são as variáveis de entrada para o modelo teórico Pseudo-Elíptico, conforme mostrado na Figura 3.1

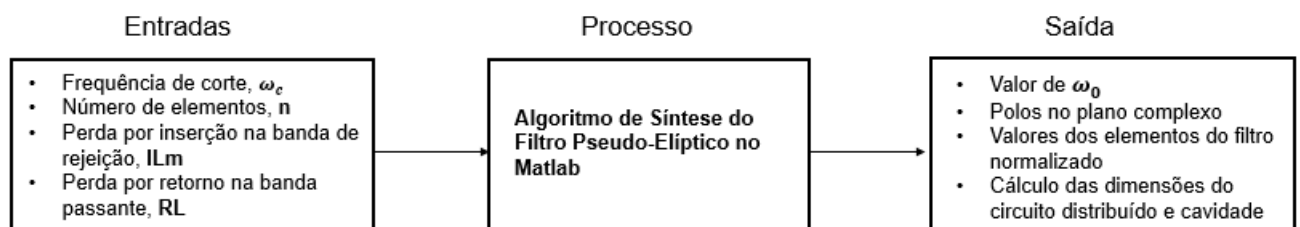


Figura 3.1: Processo de síntese para o modelo pseudo-elíptico. Fonte: Próprio autor

Uma forma de calcular a função de perda por inserção fora da faixa de passagem

do modelo pseudo-elíptico [6] é mostrada na equação 3.1.

$$IL = 1 + \varepsilon^2 \cosh^2 [(n-3) \cosh^{-1} [\omega \sqrt{\frac{\omega_0^2 - 1}{\omega_0^2 - \omega^2}}] + 3 \cosh^{-1} \omega] \quad (3.1)$$

Onde ε é um termo da equação que depende da variável perda por retorno RL e ω_0 é o ponto em ω que a função IL tende a infinito.

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{\frac{RL}{10}} - 1}} \quad (3.2)$$

A síntese pseudo-elíptica, como explicada em maiores detalhes no capítulo anterior, foi escolhida devido ao melhor atendimento dos requisitos do filtro proposto. A síntese abordada neste trabalho utiliza $n_z = 3$, ou seja, três zeros de transmissão no infinito como em [5], definidos pela aderência aos requisitos de projeto. Além disso, é importante considerar outras técnicas de síntese de filtro que poderiam oferecer diferentes abordagens para atender aos requisitos do projeto. Por exemplo, o trabalho de Kim [8] explora uma abordagem que oferece maior flexibilidade na alocação de zeros de transmissão. Embora o estudo de Kim explore essa abordagem, nossa pesquisa atual se concentra em uma aplicação onde uma configuração com três zeros de transmissão satisfaz adequadamente os requisitos de projeto. Portanto, a síntese pseudo-elíptica com três zeros de transmissão foi selecionada como a abordagem mais adequada para alcançar os objetivos do nosso estudo.

Sabendo que $F_n(\omega)$ é uma função geral de Chebyshev Generalizado e ω_m é definido pelo ponto de inserção mínima IL_m , então para encontrar este ponto basta fazer a derivada de $F_n(\omega)$ em função de ω e igualar a zero [5].

$$\left. \frac{dF_n(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_m} = 0 \quad (3.3)$$

Como a função de $F_n(\omega)$ é válida para $|\omega| > 1$, então isso representará o ponto de mínimo da função IL para $|\omega| > 1$, como pode ser visto no gráfico da Figura 3.2.

O que leva a equação 3.4.

$$\omega_m = \sqrt{\omega_0^2 + \frac{(n-3)}{3} \omega_0 \sqrt{(\omega_0^2 - 1)}} \quad (3.4)$$

Substituindo a equação 3.4 pela variável ω em 3.1, têm-se que $IL = IL_m = 80$ dB, assim teremos uma única expressão com a variável ω_0 . O motivo da escolha de $IL = IL_m = 80$ dB é estabelecer uma margem de segurança para atendimento do requisito de rejeição de 60 dB.

Para encontrar o valor de ω_0 basta obter IL_m em função de ω_0 e fazer uma interpolação linear para achar o ponto de ω_0 em que IL_m é 80 dB = 10^8 .

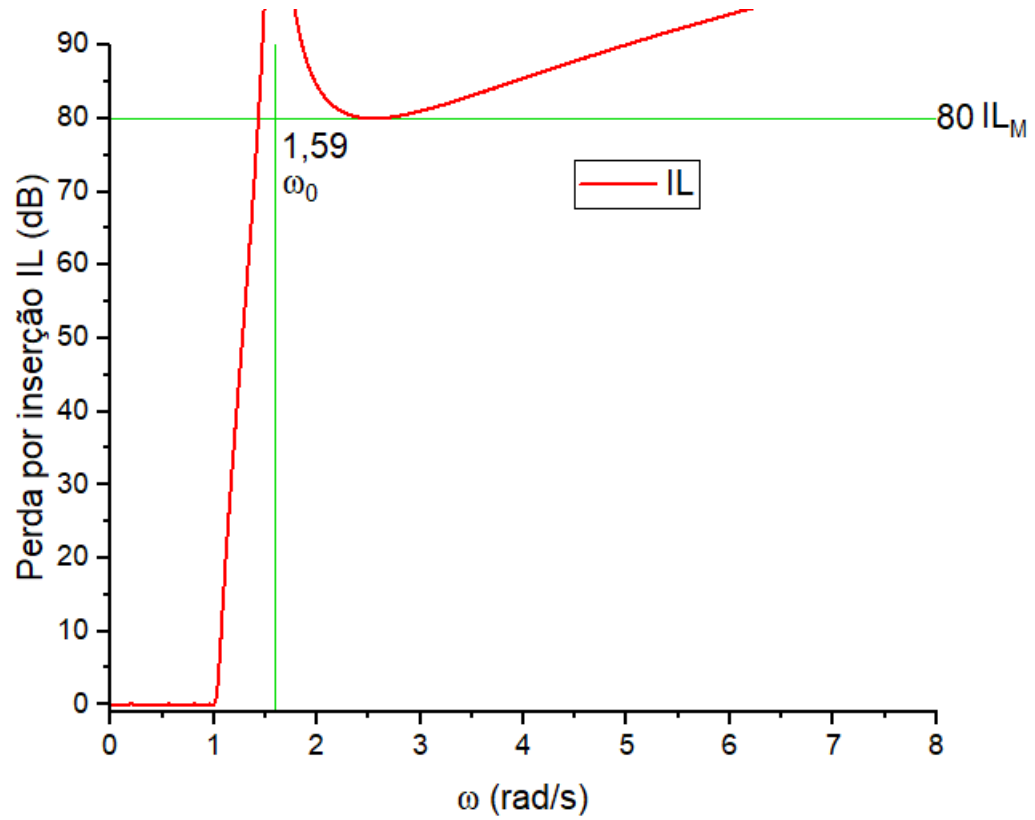


Figura 3.2: Função de IL vs ω . Fonte: Próprio autor

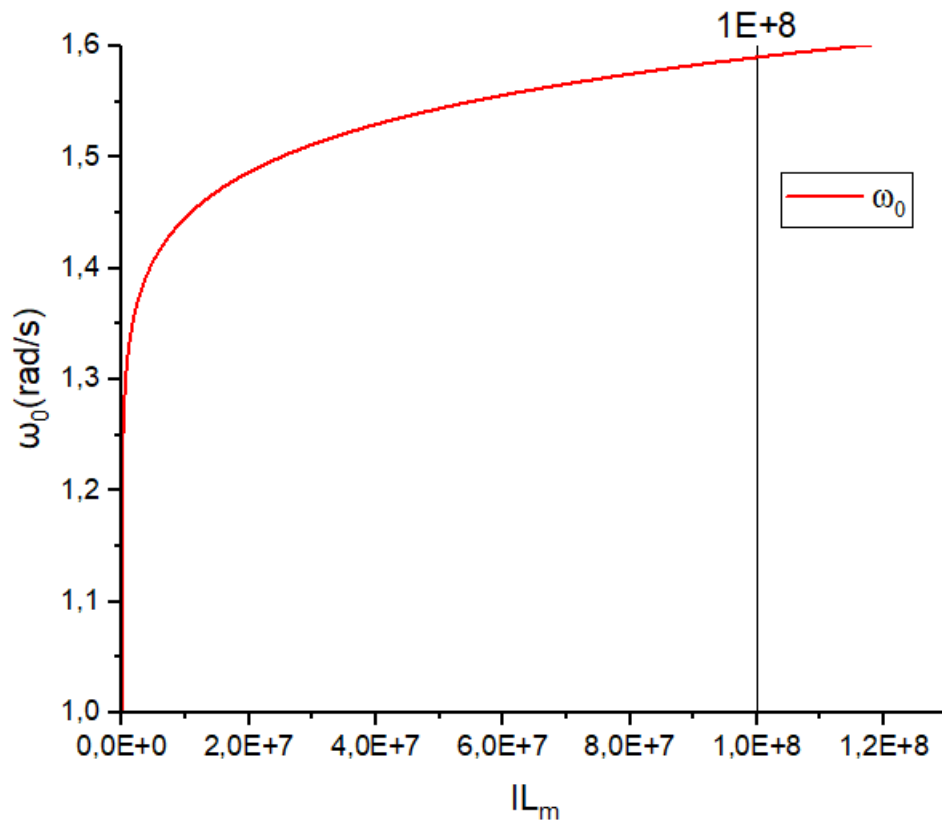


Figura 3.3: Função de ω_0 vs. IL_m . Fonte: Próprio autor

Então pode-se determinar $\omega_0 = 1,5903$ e os valores dos elementos do protótipo normalizado. Entretanto, verificou-se que não é possível realizar a síntese de redes de alto grau desse tipo usando os métodos convencionais (por exemplo, extraindo elementos no plano p ou usando a técnica transformada em Z) sem perder uma quantidade significativa de precisão. O método que tem sido adotado é a técnica de pólos alternados [6].

Para encontrar os valores dos elementos da rede, é necessário construir valores de admitância para admitância par Y_e ou admitância ímpar Y_0 exclusivamente a partir do pólos de $S_{11}(p)$, onde $Y_e(Y_0)$ é a admitância de entrada quando um plano de circuito aberto é inserido ao longo do eixo de simetria da rede. Usando o teorema da bissecção e os princípios apresentados em [5], as funções de transferência de perda por inserção e perda por retorno são expressos em termos de Y_e e Y_0 .

As equações 3.5 e 3.6 mostram a relação da expressão matemática com seu polinômio recursivo.

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(j\omega)} = \frac{Q_n^2(j\omega)}{Q_n^2(j\omega) + \varepsilon^2 P_n^2(j\omega)} \quad (3.5)$$

$$|S_{11}(j\omega)|^2 = 1 - |S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{\varepsilon^2 P_n^2(j\omega)}{Q_n^2(j\omega) + \varepsilon^2 P_n^2(j\omega)} \quad (3.6)$$

Já as funções $S_{21}(p)$ e $S_{11}(p)$ podem ser relacionadas com as admitâncias par e ímpar.

$$S_{21}(p) = \frac{Y_e - Y_0}{(1 + Y_e)(1 + Y_0)} \quad (3.7)$$

$$S_{11}(p) = \frac{1 - Y_e Y_0}{(1 + Y_e)(1 + Y_0)} \quad (3.8)$$

Para a localização dos pólos da função de transferência, primeiramente deverá ser determinado $P_n(j\omega)$ e $Q_n(j\omega)$. Como ambas as funções de transferências de 3.6 e 3.5 tem o mesmo denominador, o polinômio para determinar as raízes é $Q_n^2(j\omega) + \varepsilon^2 P_n^2(j\omega)$. Isto pode ser feito com uso da função roots no Matlab. Então, as raízes em s podem ser obtidas utilizando a relação $s \rightarrow j\omega$ [7].

Logo, basta calcular o polinômio para $n = 9$. Os zeros de transmissão tem ordem $(n - 3)$ em $\omega = \pm\omega_0$ e os outros três estão no infinito.

O polinômio $Q_n(\omega)$ é gerado de forma recursiva da seguinte forma:

$$Q_1(\omega) = 1 - \frac{\omega}{\omega_0} \quad (3.9)$$

$$Q_2(\omega) = (1 - \frac{\omega}{-\omega_0})Q_1(\omega) \quad (3.10)$$

$$Q_3(\omega) = (1 - \frac{\omega}{\omega_0})Q_2(\omega) \quad (3.11)$$

$$Q_4(\omega) = (1 - \frac{\omega}{-\omega_0})Q_3(\omega) \quad (3.12)$$

$$Q_5(\omega) = (1 - \frac{\omega}{\omega_0})Q_4(\omega) \quad (3.13)$$

$$Q_6(\omega) = (1 - \frac{\omega}{-\omega_0})Q_5(\omega) \quad (3.14)$$

$$Q_6(\omega) = Q_7(\omega) = Q_8(\omega) = Q_9(\omega) \quad (3.15)$$

Pode-se determinar o polinômio $P_n(\omega)$. Nota-se que a função $M_n(\omega)$ é uma função auxiliar à $P_n(\omega)$ e é importante reconhecer que $\omega' \cdot \omega' = \sqrt{\omega^2 - 1} \cdot \sqrt{\omega^2 - 1} = (\omega^2 - 1)$ [16]. Este recurso matemático é muito importante, pois as equações de $P_n(\omega)$ e $M_n(\omega)$ serão rearranjadas de forma que não tenha uma função de raiz quadrática de ω . Os softwares de simulação numérica, tal como o Matlab, terá que extrair os coeficientes de cada polinômio, logo uma raiz de função quadrática não permite a extração dos coeficientes dos polinômios de forma direta.

$$P_1(\omega) = -\frac{1}{\omega_0} + \omega \quad (3.16)$$

$$M_1(\omega) = \sqrt{1 - \frac{1}{\omega_0^2}} \quad (3.17)$$

$$P_2(\omega) = \omega P_1(\omega) - \frac{P_1(\omega)}{-\omega_0} + (\omega^2 - 1)\sqrt{1 - \frac{1}{(-\omega_0)^2}}M_1(\omega) \quad (3.18)$$

$$M_2(\omega) = \omega M_1(\omega) - \frac{M_1(\omega)}{-\omega_0} + \sqrt{1 - \frac{1}{(-\omega_0)^2}}P_1(\omega) \quad (3.19)$$

$$P_3(\omega) = \omega P_2(\omega) - \frac{P_2(\omega)}{\omega_0} + (\omega^2 - 1)\sqrt{1 - \frac{1}{\omega_0^2}}M_2(\omega) \quad (3.20)$$

$$M_3(\omega) = \omega M_2(\omega) - \frac{M_2(\omega)}{\omega_0} + \sqrt{1 - \frac{1}{\omega_0^2}}P_2(\omega) \quad (3.21)$$

$$P_4(\omega) = \omega P_3(\omega) - \frac{P_3(\omega)}{-\omega_0} + (\omega^2 - 1)\sqrt{1 - \frac{1}{(-\omega_0)^2}}M_3(\omega) \quad (3.22)$$

$$M_4(\omega) = \omega M_3(\omega) - \frac{M_3(\omega)}{-\omega_0} + \sqrt{1 - \frac{1}{(-\omega_0)^2}}P_3(\omega) \quad (3.23)$$

$$P_5(\omega) = \omega P_4(\omega) - \frac{P_4(\omega)}{\omega_0} + (\omega^2 - 1)\sqrt{1 - \frac{1}{\omega_0^2}} M_4(\omega) \quad (3.24)$$

$$M_5(\omega) = \omega M_4(\omega) - \frac{M_4(\omega)}{\omega_0} + \sqrt{1 - \frac{1}{\omega_0^2}} P_4(\omega) \quad (3.25)$$

$$P_6(\omega) = \omega P_5(\omega) - \frac{P_5(\omega)}{-\omega_0} + (\omega^2 - 1)\sqrt{1 - \frac{1}{(-\omega_0)^2}} M_5(\omega) \quad (3.26)$$

$$M_6(\omega) = \omega M_5(\omega) - \frac{M_5(\omega)}{-\omega_0} + \sqrt{1 - \frac{1}{(-\omega_0)^2}} P_5(\omega) \quad (3.27)$$

$$P_7(\omega) = \omega P_6(\omega) + (\omega^2 - 1)M_6(\omega) \quad (3.28)$$

$$M_7(\omega) = \omega M_6(\omega) + P_6(\omega) \quad (3.29)$$

$$P_8(\omega) = \omega P_7(\omega) + (\omega^2 - 1)M_7(\omega) \quad (3.30)$$

$$M_8(\omega) = \omega M_7(\omega) + P_7(\omega) \quad (3.31)$$

$$P_9(\omega) = \omega P_8(\omega) + (\omega^2 - 1)M_8(\omega) \quad (3.32)$$

Com isso, pode-se montar a expressão geral 2.36 e usar a função *roots* para encontrar as raízes dessa expressão [7].

Os resultados encontrados estão em função de $j\omega$, mas é necessário multiplicar as raízes encontradas por j a fim de encontrar as raízes em p [7].

Por fim, apenas os pólos no semi-plano esquerdo interessam devido ao critério de estabilidade de Routh-Hurwitz [17].

Tabela 3.1: Valores dos pólos do semi-plano esquerdo.

Pólo	Valor
p_1	-0,0399-j1,0287
p_2	-0,1296-j0,9471
p_3	-0,2414-j0,7596
p_4	-0,3546-j0,4360
p_5	-0,4058
p_6	-0,3546+j0,4360
p_7	-0,2414+j0,7596
p_8	-0,1296+j0,9471
p_9	-0,0399+j1,0287

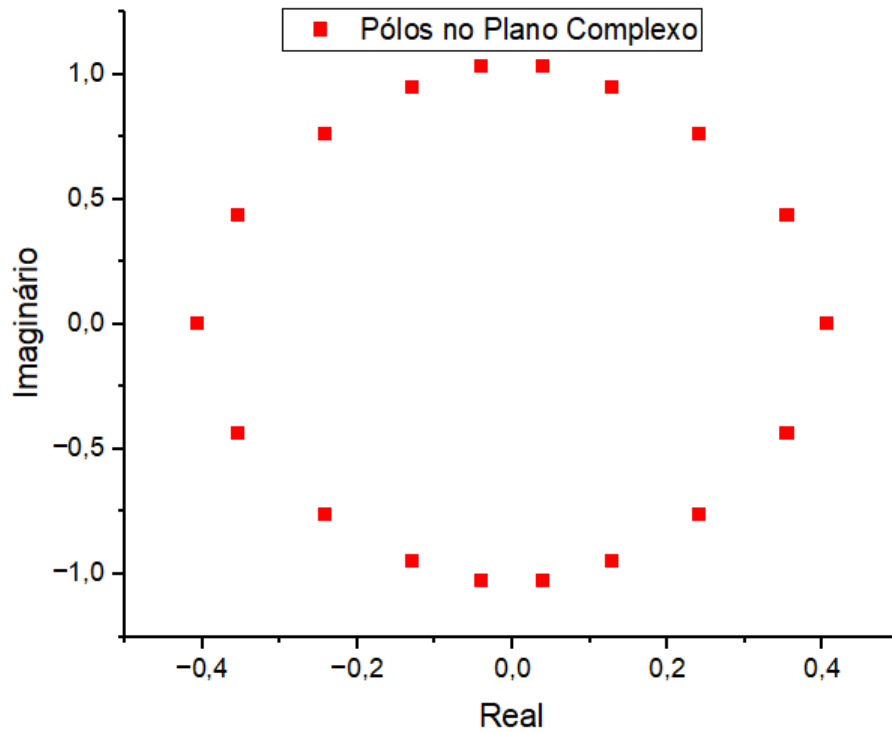


Figura 3.4: Pólos no Plano Complexo. Fonte: Próprio autor

Agora, pode-se formar um polinômio $P(p)$ dos pólos alternados, conforme mostrado nas equações 3.33 e 3.34.

$$P(p) = (p - p_1)(p - p_9)(p - p_3)(p - p_7)(p - p_5) \quad (3.33)$$

$$= 1,4852p^5 + 1,4381p^4 + 2,9138p^3 + 1,8799p^2 + 1,3389p + 0,4058 \quad (3.34)$$

Assim, a admitância par Y_e pode ser formada a partir das partes par e ímpar da equação 3.34. Rearranjando as partes par e ímpar de $P(p)$, chega-se a:

$$E(p) = 1,4381p^4 + 1,8799p^2 + 0,4058 \quad (3.35)$$

$$O(p) = 1,4852p^5 + 2,9138p^3 + 1,3389p \quad (3.36)$$

Onde:

$$P(p) = E(p) + O(p) \quad (3.37)$$

Então, pode-se dizer que a admitância de entrada par do circuito pode ser

calculada conforme a equação 3.38.

$$Y_e(p) = \frac{O(p)}{E(p)} \quad (3.38)$$

O procedimento de síntese para encontrar o valores dos elementos concentrados normalizados inicia-se com a extração do capacitor shunt C1, removendo completamente um pólo do infinito de $Y_e(p)$. O esquema circuital é mostrado na Figura 3.5.

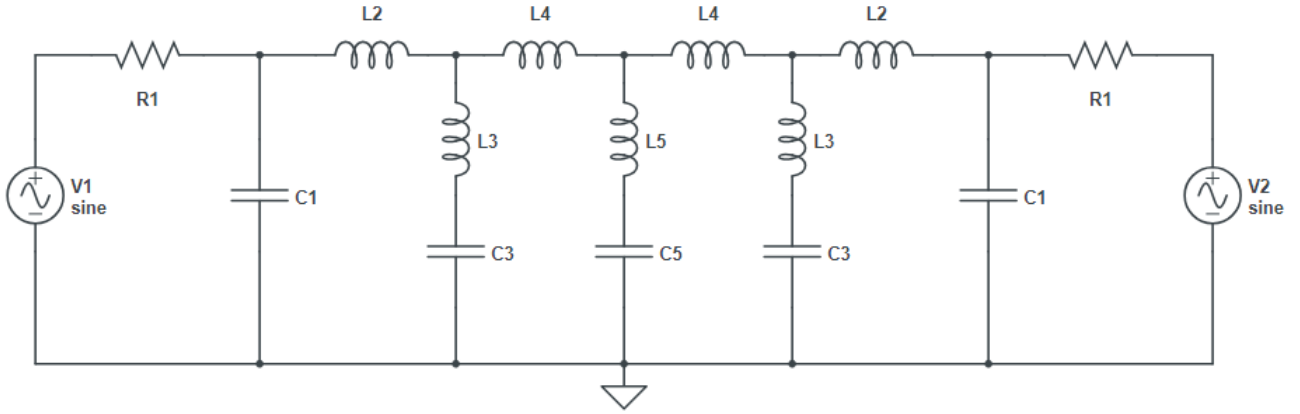


Figura 3.5: Circuito de parâmetros concentrados. Fonte: Próprio autor

$$Y_1(p) = Y_e(p) - C_1 p \quad (3.39)$$

$$C_1 = \left. \frac{Y_e(p)}{p} \right|_{p=\infty} = 1,0328 \quad (3.40)$$

A admitância restante é dada por 3.39. Então,

$$Y_1(p) = \frac{A_1(1)p + A_1(3)p^3}{B(0) + B(2)p^2 + B(4)p^4} \quad (3.41)$$

Os coeficientes $A_1(1)$ e $A_1(3)$ são calculados da seguinte forma:

$$A_1(1) = A(1) - C_1 \cdot B(0) = 0,9198 \quad (3.42)$$

$$A_1(3) = A(3) - C_1 \cdot B(2) = 0,9723 \quad (3.43)$$

Com isso, pode-se calcular a impedância $Z_1(p)$,

$$Z_1(p) = \frac{1}{Y_1(p)} \quad (3.44)$$

A indutância L_2 é extraída pelo deslocamento do zero tal que:

$$L_2 = \frac{Z_1(j\omega_0)}{j\omega_0} = \frac{B(0) + B(2)\omega_0^2 + B(4)\omega_0^4}{A_1(3)\omega_0^3 - A_1(1)\omega} = 1,2459 \quad (3.45)$$

A impedância $Z_2(p)$ pode ser calculada da seguinte forma:

$$Z_2(p) = Z_1(p) - L_2 \cdot p \quad (3.46)$$

Onde:

$$B_1(0) = B(0) = 0,4058 \quad (3.47)$$

$$B_1(2) = B(2) - A_1(1) \cdot L_2 = 0,7340 \quad (3.48)$$

$$B_1(4) = B(4) - A_1(3) \cdot L_2 = 0,2268 \quad (3.49)$$

E assim,

$$Z_2(p) = \frac{B_1(0) + B_1(2)p^2 + B_1(4)p^4}{A_1(3)p^3 + A_1(1)p} \quad (3.50)$$

E a admitância $Y_2(p)$ é o inverso da impedância $Z_2(p)$

$$Y_2(p) = \frac{1}{Z_2(p)} \quad (3.51)$$

O valor da indutância L_3 pode ser calculada com o uso da função *residue* do Matlab de forma a calcular o resíduo de $Y_2(p)$ em $j\omega_0$.

O valor do resíduo em $j\omega_0$ é de 1,8630.

Logo, a indutância L_3 pode ser calculada

$$L_3 = \frac{1}{2(\text{residuo})} = \frac{1}{2 * 1,8630} = 0,2684 \quad (3.52)$$

E com isso, também calcular o valor da capacitância C_3

$$C_3 = \frac{1}{L_3 \cdot \omega_0^2} = \frac{1}{0,2684 * (1,5903)^2} = 1,4733 \quad (3.53)$$

Repetindo o procedimento, pode-se calcular os valores dos elementos L4, C5 e L5 a partir da admitância restante. Assim, temos os valores dos elementos normalizados g_k e seus respectivos valores de indutores e capacitores, mostrados na tabela 3.2.

Os valores de indutores e capacitores foram calculados alterando a escala de frequência e impedância da fonte. Os valores de impedância da fonte $R_0 = 50\Omega$ e $f_c = 2500$ MHz devido ao requisito do projeto proposto, e a transformação são apresentadas

nas equações 3.54 e 3.55.

$$L'_k = \frac{R_0 L_k}{\omega_c} \quad (3.54)$$

$$C'_k = \frac{C_k}{R_0 \omega_c} \quad (3.55)$$

Tabela 3.2: Valores dos elementos normalizados.

Elemento	Valor Normalizado	Conversão para Elemento Concentrado em f_c
C1	1,0328	1,315pF
L2	1,2459	3,965nH
L3	0,2684	0,854nH
C3	1,4733	1,875pF
L4	1,2831	4,084nH
L5	0,2492	0,793nH
C5	1,5867	2,020pF

3.2 Simulação Circuital com Elementos Ideais

A simulação circuital dos parâmetros concentrados foi realizada no software de simulação *Circuit* da Ansys, conforme circuito da Figura 3.6, utilizando capacitores e indutores ideais na frequência de 2,5 GHz.

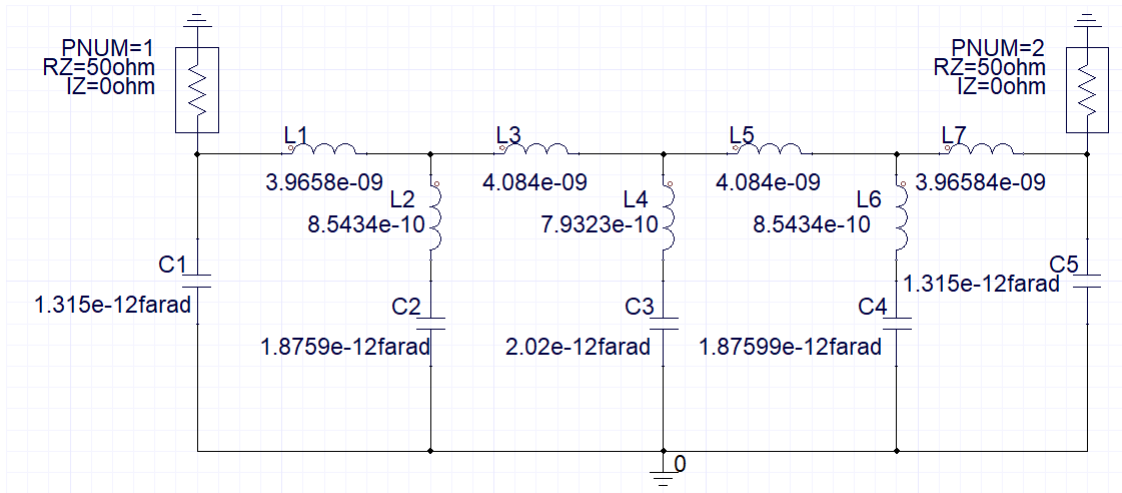


Figura 3.6: Circuito de parâmetros concentrados no *Circuit*. Fonte: Próprio autor

O resultado obtido na simulação, conforme mostrado na Figura 3.7.

Os resultados demonstram que o modelo matemático do Matlab atendeu todos os requisitos colocados nos parâmetros de entrada, incluindo os critérios de perda por inserção (IL_m) e perda por retorno (RL), validando assim a precisão do modelo teórico.

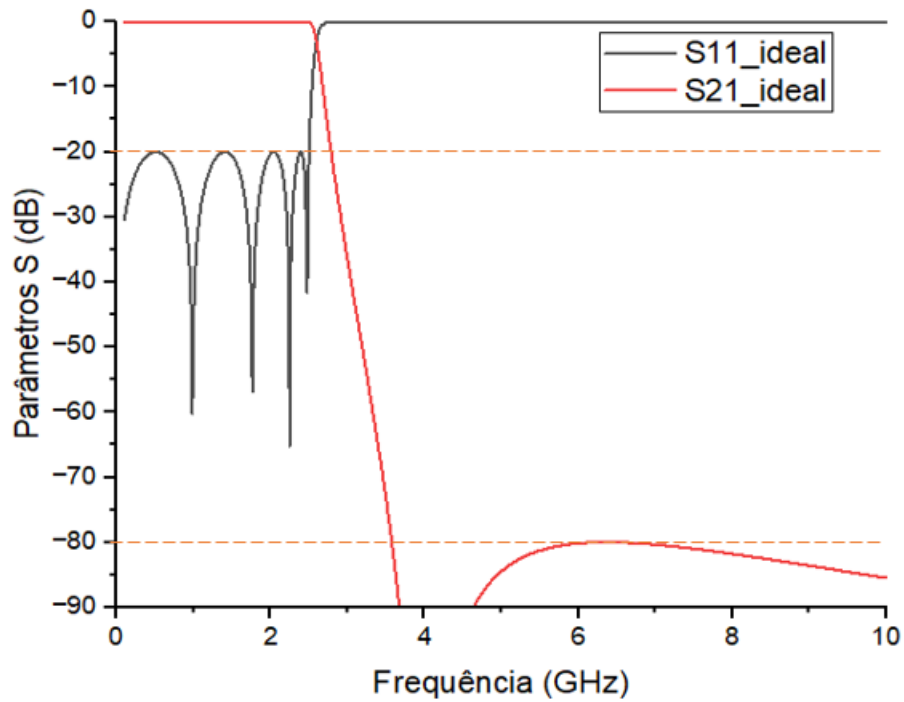


Figura 3.7: Resultado da simulação dos elementos concentrados ideais.

A coincidência da frequência de ressonância (ω_0) com 3,97 GHz, conforme observado na Figura 3.7, confirma ainda mais a precisão do modelo, uma vez que essa frequência está de acordo com o ponto onde o módulo da perda por inserção tende a infinito, conforme previsto pela teoria de filtros. Esses resultados não apenas corroboram a eficácia do projeto de filtro, mas também fortalecem a confiança na precisão do modelo teórico. Assim, a validação por meio da simulação desempenha um papel crucial na garantia da qualidade e confiabilidade do nosso trabalho de síntese de filtro.

Capítulo 4

Implementação do Filtro em Micro-ondas

A implementação do filtro em micro-ondas consiste em transformar os valores dos elementos concentrados em elementos distribuídos, utilizando o conceito de linhas de transmissão [1]. Além disso, a estrutura metálica em substrato suspenso requer o cálculo e dimensionamento das cavidades metálicas. Diferentemente de um circuito microfita convencional, as cavidades metálicas fazem parte do modelo matemático do filtro, desempenhando não apenas a função de blindagem eletromagnética [7].

4.1 Síntese das Linhas de Fita e Cavidades Metálicas do Filtro

4.1.1 Estruturas em Substrato Suspenso

O uso de linhas de transmissão impressas para circuitos de micro-ondas tem aumentado consideravelmente nas últimas décadas devido a simplicidade de fabricação, operação em uma vasta largura de banda e facilidade em construir projetos de pequenas dimensões [7].

Um primeiro tipo de linha impressa é o *stripline*, conforme geometria é apresentada na Figura 4.1. Consiste em uma linha condutora centrada entre duas camadas de substratos dielétricos idênticos e encerrada por um material do tipo *Perfect Electric Conductor* - Condutor Elétrico Perfeito (PEC) em ambos os lados. Uma pequena lacuna de ar pode existir entre os dois substratos dielétricos idênticos devido à falhas no processo de fabricação, degradando assim o desempenho de propagação [7].

As linhas de campo elétrico $\vec{E}$ saem da fita condutora central e partem para a PEC, enquanto as linhas de campo magnético $\vec{H}$ são linhas fechadas ao redor da fita condutora central [7].

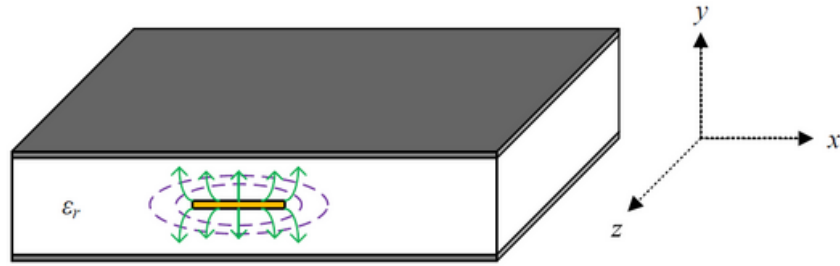


Figura 4.1: Geometria do modelo *stripline*

Uma forma de melhorar o desempenho do *stripline* convencional é usando o modelo *stripline* suspenso. Essa é uma versão modificada do *stripline* na qual a linha condutora é impressa em um substrato fino suspenso em uma caixa metálica. A maior parte do campo eletromagnético está confinado entre os dielétricos de ar e os planos de terra, similar ao que ocorre nos cabos coaxiais [7].

A Figura 4.2 mostra com mais detalhes a geometria do modelo *stripline* de substrato suspenso. Na figura, b representa a altura total da parede da cavidade metálica, H_u é a altura superior e inferior da borda do laminado até a cavidade metálica, h é a espessura do laminado, W é a largura da fita condutora onde é conectado o sinal. A região de H_u é preenchida por Ar.

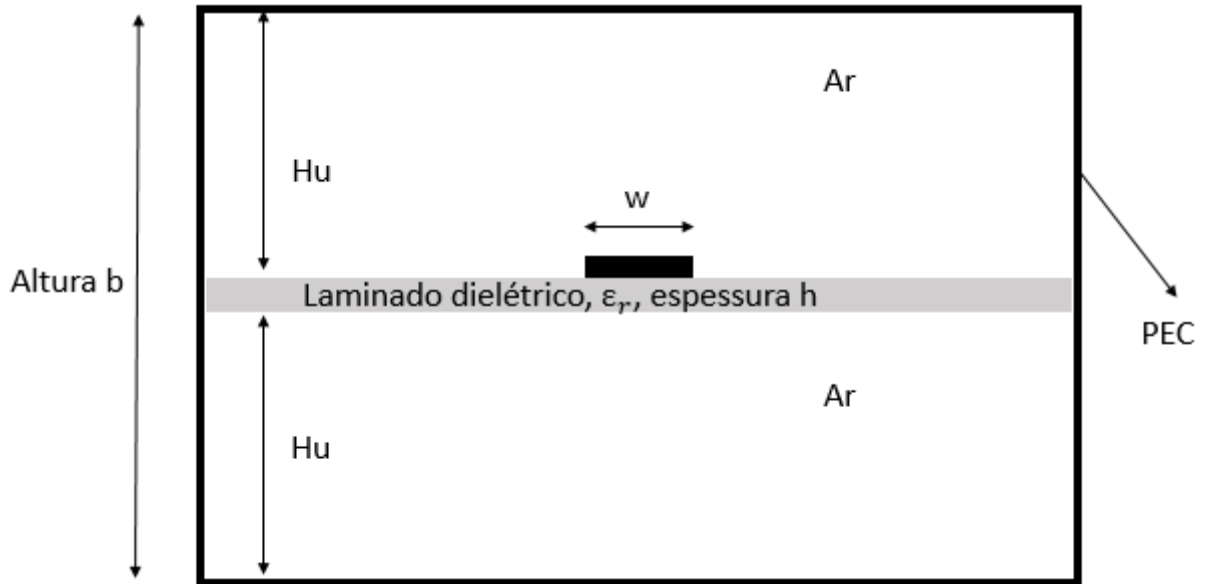


Figura 4.2: Geometria da estrutura de linhas de fita em substrato suspenso.

O desempenho do substrato suspenso depende consideravelmente da escolha do substrato. Um substrato fino, bem como uma pequena permissividade relativa ($1 < \epsilon_r < 3,8$) oferece as seguintes vantagens sobre a microfita convencional:

- Fatores de qualidade Q mais altos (na ordem de 500) são obtidos assim como perdas

mais baixas, uma vez que a maior parte da energia é propagada através dos dielétricos.

- Fabricação mais fácil para aplicações de ondas milimétricas, pois o ar como meio de propagação permite aumentar as dimensões globais do circuito.
- Uma faixa mais ampla de valores de impedância alcançáveis (150Ω).
- Operação em uma faixa de frequência mais ampla.
- Nenhuma radiação eletromagnética, pois o circuito está confinado dentro de uma caixa metálica.
- Pode ser combinado com outras estruturas planares (microfita, co-planar, *slotline*).
- Mais estável à temperatura do que os filtros microfita ou *stripline*, pois a propagação ocorre no ar.
- Maior resistência às vibrações do ambiente, o que explica por que são tão amplamente utilizados em aplicações militares.

Este capítulo apresenta detalhadamente os conceitos e características das linhas de transmissão impressas, com foco especial no modelo de substrato suspenso. Demonstrou-se que o uso deste modelo oferece uma série de vantagens significativas em relação aos métodos de transmissão convencionais, como maior largura de banda, menor perda de sinal, operação em frequências mais altas, maior estabilidade térmica e valores de impedâncias mais factíveis para fabricação.

A escolha do substrato suspenso não apenas melhorou o desempenho dos circuitos de micro-ondas desenvolvidos neste projeto, mas também proporcionou uma solução robusta e confiável para as aplicações propostas. Além disso, sua compatibilidade com outras estruturas planares e sua resistência a vibrações ambientais o tornam uma escolha ideal para uma ampla gama de cenários, incluindo aplicações militares [7].

4.1.2 Considerações sobre o Projeto da Microcavidade

O projeto da microcavidade em estruturas de substrato suspenso não pode ser negligenciado. Ela deve ser projetada com cuidado para evitar a propagação de modos de guia de onda que podem danificar seriamente as características de transferência do filtro, criando acoplamentos indesejados.

Uma microcavidade metálica pode atuar como uma cavidade ressonante e ter modos de propagação indesejados. A Figura 4.3 fornece um modelo da microcavidade metálica com o substrato suspenso. Os três materiais de camadas dielétricas estão encerrados por seis faces metálicas, caracterizando uma cavidade ressonante [7].

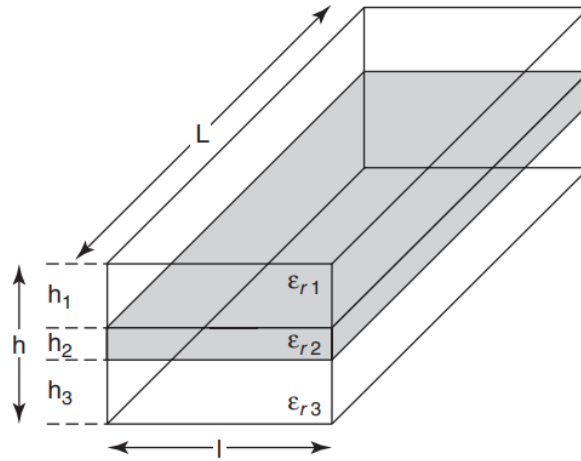


Figura 4.3: Geometria da cavidade ressonante com 3 camadas dielétricas internas

A frequência de ressonância de um dado modo de propagação n , m para a microcavidade metálica preenchida com três materiais dielétricos mostrado na Figura 4.3 pode ser calculada conforme a equação 4.1 e detalhado em [7] e [18].

$$f_{m,n,p} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{eq}}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{l}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2} \quad (4.1)$$

onde ε_{eq} é a permissividade relativa equivalente da microcavidade que pode ser calculada conforme a equação 4.2.

$$\varepsilon_{eq} = \frac{h}{\frac{h_1}{\varepsilon_{r1}} + \frac{h_2}{\varepsilon_{r2}} + \frac{h_3}{\varepsilon_{r3}}} \quad (4.2)$$

onde ε_{ri} são as permissividades relativas dos três materiais dielétricos; L , l e h são o comprimento, largura e altura da microcavidade, respectivamente, e m , n e p são os índices dos modos de propagação.

Para este projeto, têm-se que $\varepsilon_{r1} = \varepsilon_{r3} = 1$ (ar) e $\varepsilon_{r2} = 2,2$ (Duroid 5880), conforme o datasheet em [19].

Esses modos de propagação são simulados no decorrer dos próximos capítulos a fim de analisar possíveis frequências espúrias oriundas da cavidade metálica.

4.1.3 Seção Transversal do Modelo de Linha de Transmissão

A Figura 4.4 mostra as seções transversais dos modelos de linha de transmissão em substrato suspenso para as linhas de alta impedância e microfitas para as linhas de baixa impedância. É possível observar que ambos são contornados por PEC, mas no caso do substrato suspenso não há um plano terra na parte inferior da placa, há apenas a linha condutora central superior. Inicialmente, têm-se como premissa o laminado da Rogers Duroid TM 5880. Este tem uma permissividade elétrica relativa de 2,2 até a frequência de

10 GHz e uma tangente de perdas de 9×10^{-4} até a frequência de 10 GHz e uma espessura de 0,127 mm.

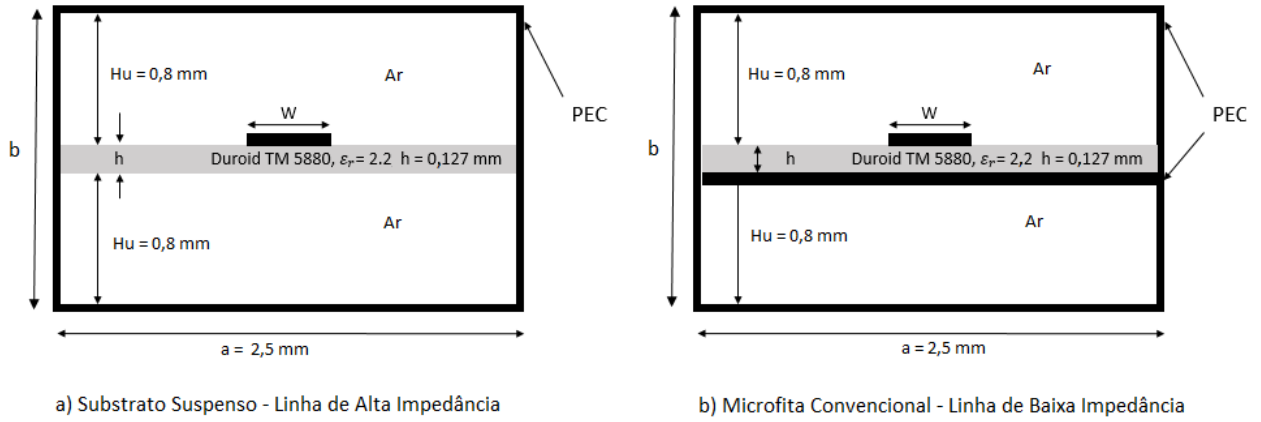


Figura 4.4: Corte transversal do circuito Stripline Suspenso e Microfita Suspenso.

Para um melhor entendimento do modelo da Figura 4.4, a equação 4.3 mostra a relação entre as variáveis a , b , h e H_u .

$$b = 2H_u + h \quad (4.3)$$

À partir dessas condições de contorno, as próximas seções definem as larguras w e comprimentos de cada trilha de elementos distribuídos.

4.1.4 Síntese de Linhas de Alta Impedância em *Stripline* e Dimensões da Cavidade Metálica em Substrato Suspenso

Uma formulação para síntese de impedâncias de linhas de transmissão em substrato suspenso é demonstrada em [20]. As equações apresentadas foram calculadas pelo método de diferença finita. As acurácias encontradas são de $\pm 2\%$ ($w < a/2$) e de $\pm 3\%$ ($a/2 < w < a$) para linha de substrato suspenso.

Todas as equações apresentadas são válidas apenas para as condições em que $1 \leq a/b \leq 2,5$, $1 < \epsilon_r < 4$ e $0,1 < h/b < 0,5$, considerando a geometria apresentada na Figura 4.2. Estas restrições são impostas pelo modelo matemático desenvolvido por Shu [20].

Para trilhas muito finas ($0 < w < a/2$), a impedância característica Z_0 pode ser calculada conforme a equação 4.4.

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi} \left[V + R \ln \left(\frac{6}{w/b} + \sqrt{1 + \frac{4}{(w/b)^2}} \right) \right] \quad (4.4)$$

A permissividade elétrica efetiva ϵ_e da estrutura pode ser calculada conforme a

equação 4.5.

$$\varepsilon_e = \frac{1}{[1 + (E - F \ln(\frac{w}{b})) \ln(\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}})]^2} \quad (4.5)$$

E sabe-se que a impedância intrínseca η_0 é dada pela equação 4.6.

$$\eta_0 = 120\pi[\Omega] \quad (4.6)$$

Os coeficientes V e R para cálculo da impedância Z_0 são calculados conforme as equações 4.7 e 4.8.

$$V = -1,7866 - 0,2035\frac{h}{b} + 0,4750\frac{a}{b} \quad (4.7)$$

$$R = 1,0835 + 0,1007\frac{h}{b} - 0,09457\frac{a}{b} \quad (4.8)$$

E os coeficientes E e F para o cálculo da permissividade elétrica efetiva ε_e podem ser determinados conforme a equação 4.9 e 4.10

$$E = 0,2077 + 1,2177\frac{h}{b} - 0,08364\frac{a}{b} \quad (4.9)$$

$$F = 0,03451 - 0,1031\frac{h}{b} + 0,01742\frac{a}{b} \quad (4.10)$$

Para trilhas muito largas ($a/2 < w < a$), a impedância característica Z_0 pode ser calculada conforme a equação 4.11.

$$Z_0 = \eta_0[V + R \frac{1}{(\frac{w}{b} + 1,3930 + 0,6670 \ln(\frac{w}{b} + 1,444))}] \quad (4.11)$$

E a impedância efetiva Z pode ser calculada conforme a equação 4.12.

$$Z = \frac{Z_0}{\sqrt{\varepsilon_e}} \quad (4.12)$$

A permissividade elétrica efetiva ε_e da estrutura pode ser calculada conforme a equação 4.13.

$$\varepsilon_e = \frac{1}{[1 + (E - F \ln(\frac{w}{b})) \ln(\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}})]^2} \quad (4.13)$$

E sabe-se que a impedância intrínseca η_0 é dada por 4.14.

$$\eta_0 = 120\pi[\Omega] \quad (4.14)$$

E a impedância efetiva Z é calculada conforme a equação 4.15.

$$Z = \frac{Z_0}{\sqrt{\varepsilon_e}} \quad (4.15)$$

Os coeficientes V e R para cálculo da impedância Z_0 são calculados conforme as equações 4.16 e 4.17.

$$V = -0,6301 - 0,07082 \frac{h}{b} + 0,2470 \frac{a}{b} \quad (4.16)$$

$$R = 1,9492 + 0,1553 \frac{h}{b} - 0,5123 \frac{a}{b} \quad (4.17)$$

E os coeficientes E e F para o cálculo da permissividade elétrica efetiva ε_e são determinados conforme as equações 4.18 e 4.19.

$$E = 0,4640 + 0,9647 \frac{h}{b} - 0,2063 \frac{a}{b} \quad (4.18)$$

$$F = -0,1424 + 0,3017 \frac{h}{b} - 0,02411 \frac{a}{b} \quad (4.19)$$

4.1.5 Síntese de Linhas de Baixa Impedância em Microfita

A linha de microfita é a linha de transmissão planar mais utilizada por sua simplicidade no processo de fabricação. Este projeto emprega o método de síntese dos elementos distribuídos por impedância degrau, mais conhecido por *Stepped Impedance* [1].

A constante dielétrica efetiva ε_e pode ser aproximada conforme a equação 4.20, considerando a geometria da Figura 4.4.

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{W}}} \quad (4.20)$$

As impedâncias características podem ser calculadas conforme a equação 4.21.

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}} \ln \frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}, & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e} [\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \frac{W}{h} + 1,444]}, & \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (4.21)$$

4.1.6 Implementação de Linhas LC Série usando a Técnica de Impedância Degrau

Alguns estudos recentes tem mostrado técnicas de síntese de circuitos ressonantes LC Série com utilização da técnica de impedância degrau [21]. A Figura 4.5 mostra uma linha de alta impedância muito fina e a linha de baixa impedância muito larga. Os autores mostram em seus estudos que quanto mais fina a linha indutiva e mais larga

a linha capacitiva, mais precisa será a implementação em micro-ondas. Esse resultado, teoricamente previsto, está em consonância com os princípios estabelecidos na teoria de impedância degrau, conforme discutido no Capítulo 2.6.

Nota-se que, para atender a esse requisito, é necessária uma disponibilidade de espaço razoável, e o filtro tende a ocupar um espaço físico significativamente maior. Portanto, torna-se necessário estabelecer um compromisso entre as dimensões das linhas e o espaço disponível no projeto construtivo.

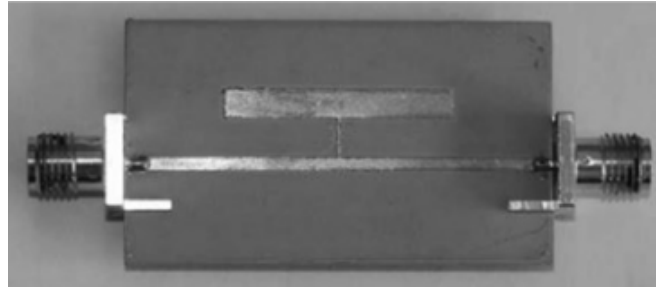


Figura 4.5: Exemplo de circuito ressonante LC série implementado em impedância degrau - Fonte: artigo [21]

Observa-se na Figura 4.5 que o elemento de trilha principal é ajustado para a frequência de ressonância, proporcionando uma impedância de 50Ω , enquanto as dimensões físicas do circuito LC são calculadas com base na teoria da Impedância degrau, conforme descrito por Martin [21].

4.2 Cálculo dos Elementos Distribuídos

Os valores de dimensões dos elementos distribuídos são calculados, conforme a síntese de impedância degrau, apresentada em capítulo anterior. Foram definidos valores para as linhas de alta impedância (indutores) e linhas de baixa impedância (capacitores), e sintetizados conforme a formulação apresentada nas seções 4.1.4 e 4.1.6.

Para facilitar o processo de síntese da linha de microfita, o software de simulação circuital *Circuit* da Ansys permite usar a calculadora *Microstrip Single*, conforme mostrado na Figura 4.6, o que permite ajustar esses valores de forma mais rápida. Para isso, pode ser inserido os valores de impedância Z , comprimento elétrico E , permissividade elétrica relativa ϵ_r , tangente de perdas, dimensões das paredes metálicas, espessura do dielétrico. Com isso, a ferramenta fornece os valores de largura W e o comprimento P .

Os cálculos para a síntese da linha de substrato suspenso foram realizados utilizando o software Matlab da MathWorks, devido à familiaridade do autor com a ferramenta. No entanto, as formulações apresentadas na seção 4.1.4 podem ser calculadas manualmente, se necessário.

A Tabela 4.1 apresenta os valores das dimensões do circuito calculadas.

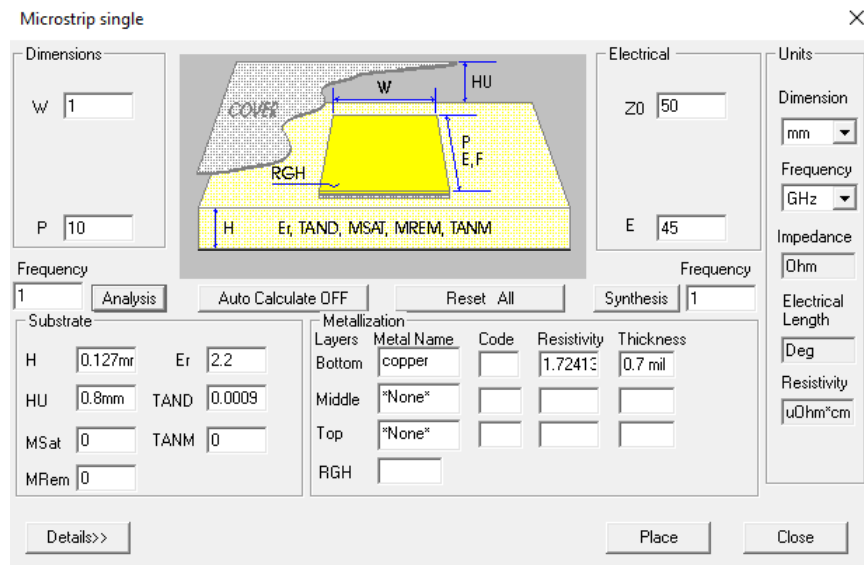


Figura 4.6: Calculadora de linhas em microfita da Ansys.

Tabela 4.1: Cálculo dos valores de dimensões das trilhas.

Componente	Valor	Tipo	$Z_i[\Omega]$	βl [graus]	W [mm]	P [mm]
C1	1,315 [pF]	Microfita	10	17,75	1,82	4,13
L2	3,965 [nH]	Substrato Suspenso	120	29,74	0,33	7,54
L3	0,854 [nH]	Substrato Suspenso	120	6,40	0,33	1,62
C3	1,875 [pF]	Microfita	15	25,32	1,8	5,90
L4	4,084 [nH]	Substrato Suspenso	120	30,63	0,33	7,77
L5	0,793 [nH]	Substrato Suspenso	120	5,94	0,33	1,50
C5	2,020 [pF]	Microfita	15	27,27	1,83	6,36

A precisão da máquina de prototipação da Griffus (Empresa de Prototipação de Placas) para fabricação de laminados de espessura de 0,5 Oz de cobre, valor escolhido devido a espessura do cobre do laminado da Rogers Duroid TM 5880 [19], é uma menor pista de 0,10 mm e mínimo espaçamento de 0,12 mm.

O capacitor C1 foi calculado para uma baixa impedância de 10 Ω , enquanto os capacitores C3 e C5 foram calculados para uma baixa impedância de 15 Ω . Os valores de βl estão abaixo de $\pi/4$, indicando que os parâmetros satisfazem o requisito de fase conforme discutido nos conceitos de Impedância degrau na seção 2.6. As dimensões físicas dos capacitores em elementos distribuídos são realizáveis do ponto de vista da fabricação.

Quanto aos indutores, foram definidos com uma alta impedância de 120 Ω , e os valores de βl também estão abaixo de $\pi/4$. O parâmetro mais crítico para a prototipagem dos indutores é a largura de 0,33 mm. Apesar de ser uma largura bastante fina, é possível prototipá-la na máquina da Griffus.

4.3 Simulação Circuitual dos Elementos Distribuídos em Substrato Suspenso

Recordando o circuito mostrado na Figura 3.5, nota-se que é necessário acrescentar as linhas de $50\ \Omega$ em ambas as portas. A síntese dessa linha é implementada em substrato suspenso, pois este componente estará interligado com a linha de alta impedância. Verificou-se uma largura de 1,5 mm e comprimento de 5 mm para uma permissividade elétrica relativa ϵ_r de 2,2, espessura do laminado de 0,127 mm e frequência de corte de 2,5 GHz.

A simulação circuitual tem por objetivo economizar tempo computacional da simulação eletromagnética e permite avaliar a sensibilidade das variáveis calculadas na Tabela 4.1 e ajustes iniciais para, posteriormente, realizar a simulação do modelo eletromagnético.

O simulador *Circuit* da Ansys permite configurar diferentes tipos de substrato para a modelagem das linhas de transmissão. A simulação circuitual para geometrias de substrato suspenso pode não ser possível, dependendo da ferramenta de software, já que essa funcionalidade não é oferecida por todas as empresas que fornecem software de simulação eletromagnética.

A Figura 4.7 mostra a configuração de substrato suspenso no qual é necessário selecionar o modelo de linha de transmissão como *Suspended Stripline* e digitar os valores de altura H, H_u , H_L permissividade elétrica ϵ_r , tangente de perdas do material.

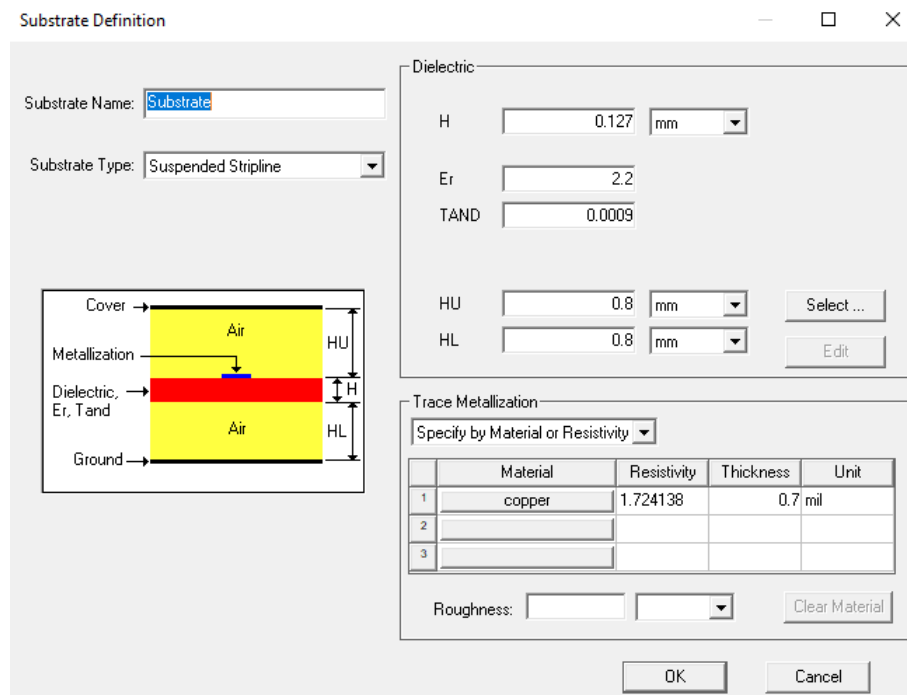


Figura 4.7: Configuração do substrato suspenso no Circuit da Ansys.

A Figura 4.8 mostra a configuração de microfita suspenso no qual é necessário selecionar o modelo de linha de transmissão como *Microstrip* e digitar os valores de

altura H , H_u , permissividade elétrica ϵ_r , tangente de perdas do material. Entretanto, é importante notar que as variáveis podem estar com nomes diferentes e devem ser preenchidas adequadamente.

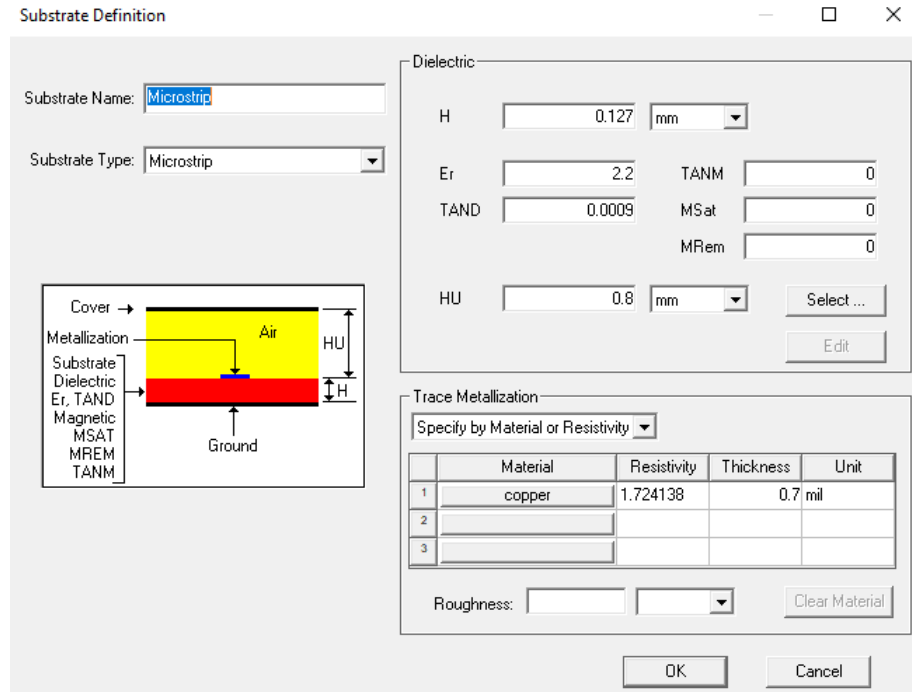


Figura 4.8: Configuração do substrato suspenso no *Circuit* da Ansys.

A Figura 4.9 mostra o circuito projetado na ferramenta *Circuit* da Ansys na qual cada linha de transmissão é configurada para linhas de substrato suspenso e microfita suspenso dentro da mesma simulação. A simulação utiliza duas portas de onda (mais conhecidas como *microwave port*) de 50Ω e com potência de 0 dBm.

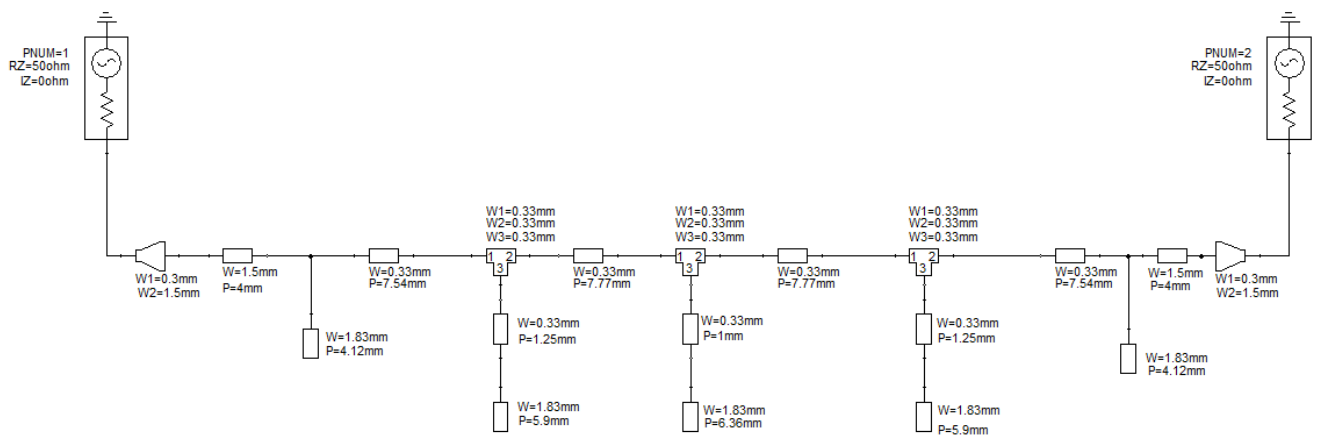


Figura 4.9: Modelo circuitual misto em substrato suspenso *stripline* e microfita.

A Figura 4.10 mostra o resultado da simulação. Nota-se uma boa concordância com todos os zeros de transmissão teóricos simulados.

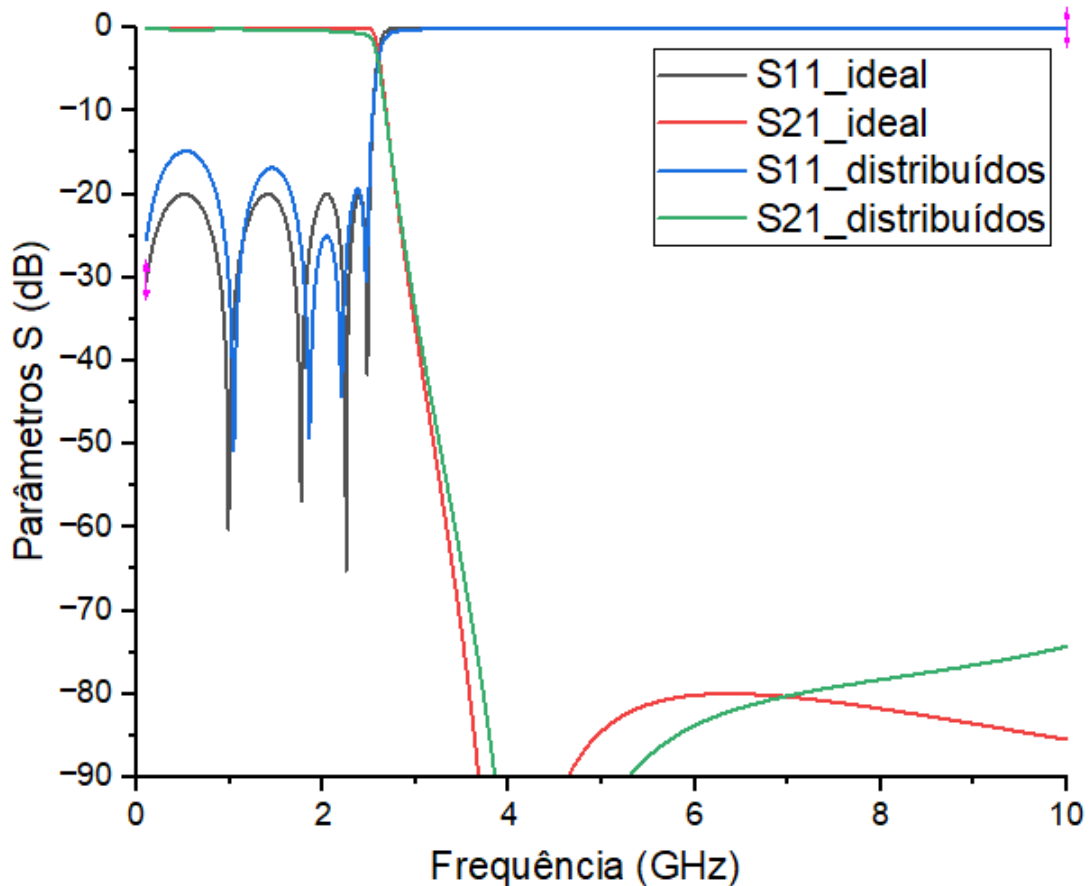


Figura 4.10: Resultado da simulação dos elementos distribuídos em substrato suspenso.

Os valores de perda por retorno apresentam um descasamento de impedância um pouco maior até a frequência de 1 GHz (pico em -15 dB), porém que vai convergindo para a simulação teórica entre 1 GHz e 2,5 GHz, conforme pode ser observado na Figura 4.10. A faixa de rejeição atende o requisito de -80 dB da segunda harmônica até a quarta harmônica com uma tendência a subir apenas quando se aproxima de 10 GHz. Isso já é previsto, pois os elementos distribuídos em microfita ou *stripline* são estruturas periódicas e podem apresentar respostas harmônicas indesejadas a partir do terceiro harmônico [1].

As otimizações eletromagnéticas são exploradas no modelo eletromagnético 3D, pois garantem uma maior precisão nos ajustes. Esta fase da simulação é útil para validar as dimensões teóricas com um menor tempo de simulação computacional, entretanto, ajustes finos nessa fase podem não ser válidos para a simulação eletromagnética.

4.4 Simulação dos Modos de Propagação da Cavidade Metálica

O software HFSS da Ansys oferece uma funcionalidade de simulação denominada *Eigenmode* [22].

Eigenmode são as ressonâncias da estrutura. Nela, O solucionador de auto valores encontra as frequências ressonantes da estrutura e os campos nessas frequências ressonantes [11]. O propósito é identificar quais são as frequências naturais da cavidade metálica e se estas podem influenciar na resposta em frequência do filtro com mútuo-acoplamento [22].

A Figura 4.11 mostra a vista em corte da cavidade metálica com os conectores SMA's construídos no HFSS. As portas não são excitadas nessa simulação, pois o intuito é avaliar apenas as frequências naturais da cavidade metálica [22].

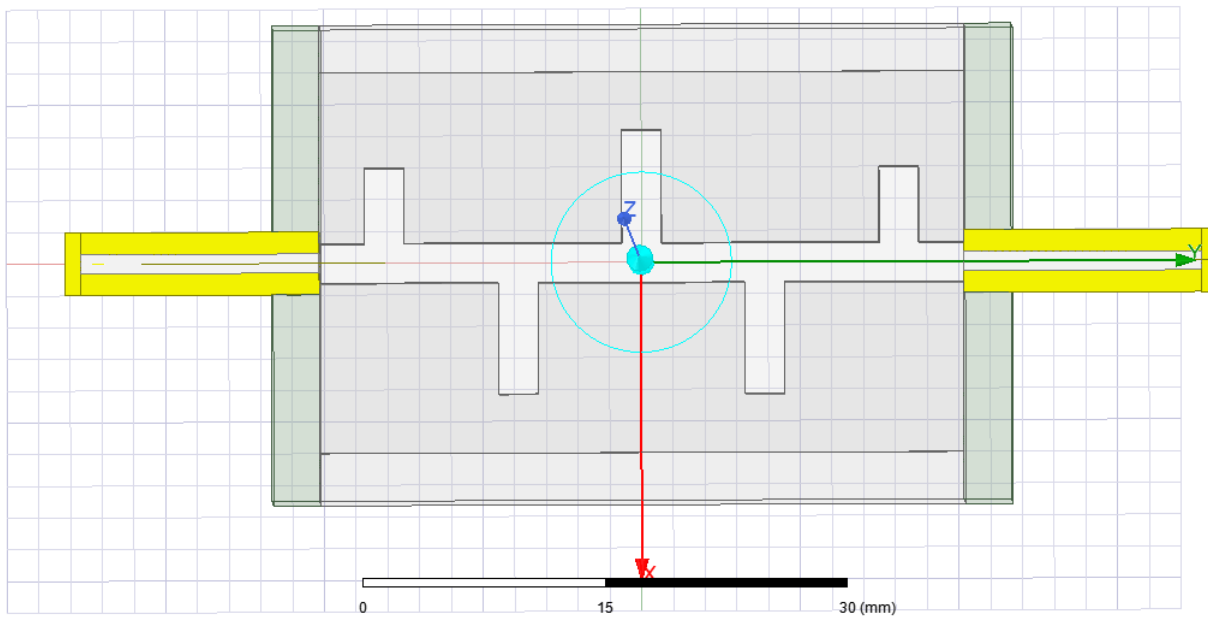


Figura 4.11: Vista em corte da cavidade metálica do filtro e os conectores SMA.

Uma cavidade que têm frequências naturais operando dentro da sua banda de passagem podem apresentar um comportamento indesejado, pois as frequências naturais podem causar mútuo acoplamento e interferir no resultado de parâmetros S teóricos estimados [7]. Ademais, a faixa de rejeição também requer atenção nesse aspecto [7].

Tabela 4.2: *Eingenmodes* simulados no HFSS apenas da cavidade metálica.

Modo	Frequência Complexa (GHz)	Fator de Qualidade Q
1	5,3044 + 0,0023 j	1667,04
2	6,2304 + 0,0027 j	1152,37
3	6,5149 + 0,0028 j	1158,57
4	7,6580 + 0,0034 j	1141,79
5	7,7186 + 0,0034 j	1143,63
6	9,8542 + 0,0042 j	1159,45
7	10,1705 + 0,0044 j	1167,7
8	10,7140 + 0,0046 j	1159,68
9	14,2514 + 0,0061 j	1157,22
10	14,5813 + 0,0063 j	1150,63

A Tabela 4.2 contém as frequências complexas identificadas durante a simulação. Embora sejam encontradas 7 frequências complexas distintas dentro da banda de funcionamento do filtro proposto (0 à 10 GHz), é observado que todas elas exibem um alto fator de qualidade, indicativo de uma ressonância pronunciada. Esse fenômeno é sugerido pelo fato de que mesmo com uma variedade de frequências detectadas, a largura de banda associada a cada modo é notavelmente estreita. Por exemplo, quando o fator Q é excepcionalmente alto, como por exemplo acima de 1000, isso implica que a largura de banda dessa excitação é extremamente estreita, o que significa que a energia é altamente concentrada em torno da frequência ressonante. Essa concentração de energia em um intervalo estreito de frequências implica que a capacidade de excitar efetivamente qualquer modo específico é limitada. Em outras palavras, devido à estreita faixa de frequência em que os modos ressonantes estão ativos, é menos provável que ocorra uma interação significativa com a fonte excitadora de filtro [7].

Capítulo 5

Simulação Eletromagnética do Filtro

5.1 Construção da geometria 3D

O projeto do filtro leva em consideração as pequenas dimensões do circuito. Um conector SMA padrão normalmente têm pino central com diâmetro de 1,27 mm, entretanto, a altura da cavidade H_u foi sintetizada em 0,8 mm. Com isso, faz-se necessário a escolha de outro modelo de conector SMA que atenda tanto ao critério de impedância do sistema de 50Ω quanto ao critério de limitação de espaço.

A Figura 5.1 mostra um modelo de conector SMA escolhido que possui um raio de pino central a de 0,19 mm, raio até o dielétrico de teflon b de 0,636 mm e uma permissividade elétrica relativa do teflon ε_t de 2,1. O VSWR especificado desse conector construído é menor que 1,1:1 de DC à 18 GHz. O valor especificado garante um excelente casamento de impedância nas portas do filtro e a impedância característica do conector pode ser calculada conforme a equação 5.1 [1].



Figura 5.1: Modelo de conector SMA

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \frac{\ln \frac{b}{a}}{2\pi} = 50\Omega \quad (5.1)$$

A Figura 5.2 mostra a instalação do conector na placa. Nota-se que o diâmetro do pino central do conector SMA é compatível com altura da cavidade. O diâmetro do teflon também é importante, pois a malha externa do conector SMA feita de PEC não pode estar em curto-circuito com o condutor central da placa. A parte branca da Figura 5.2 representa o teflon, enquanto parte em amarelo representa o material PEC.

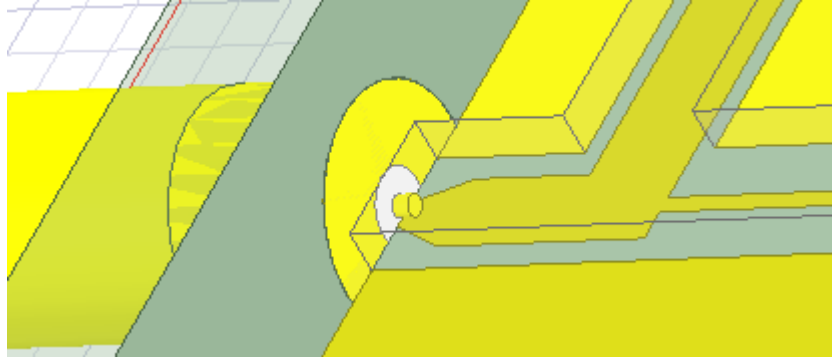


Figura 5.2: Representação do conector SMA no modelo 3D

A Figura 5.3 mostra a placa desenhada no HFSS. O critério de faixa de rejeição depende do aterramento adequado da placa e cavidades metálicas e, com isso, foi desenhado um plano de terra adicional ao entorno das trilhas dos elementos distribuídos, tanto no *top* quanto no *bottom*. Os dimensionais são identificados e a tabela 5.1 indica os respectivos dimensionais de cada trilha. As linhas em amarelo representam a camada de cobre da placa do lado *top*, enquanto a área em cinza escuro é referente à vista da parte inferior (*bottom*).

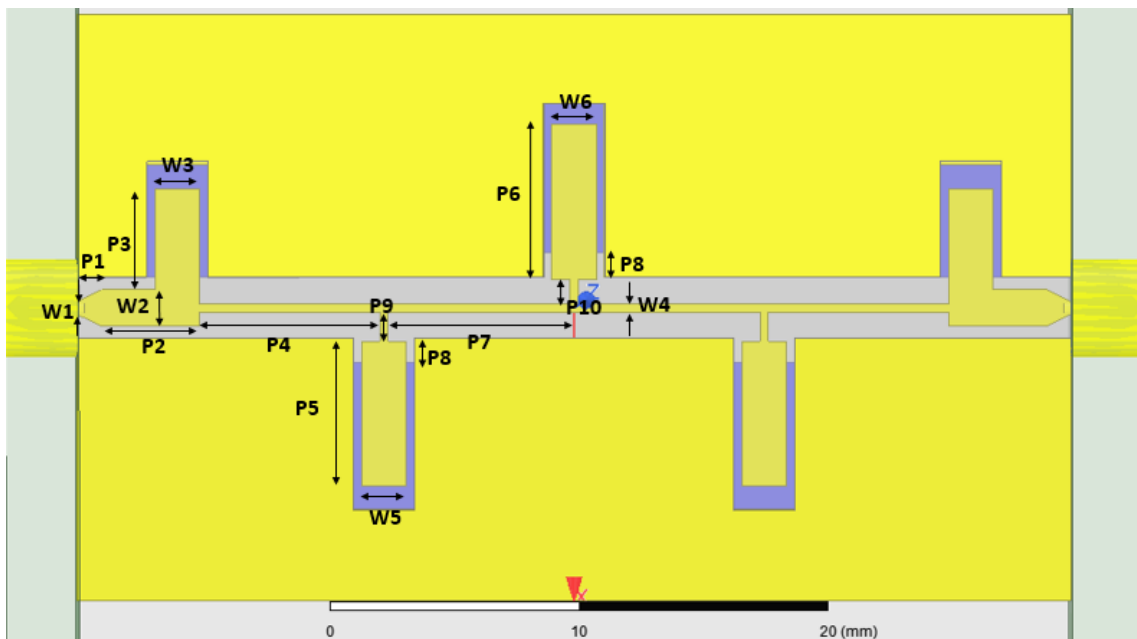
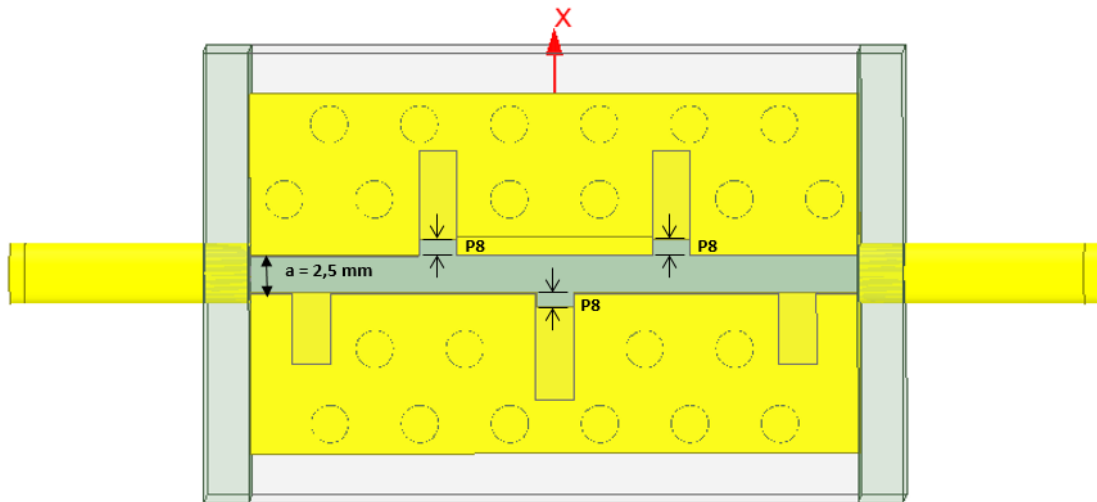


Figura 5.3: Dimensional das trilhas da placa RT/ Duroid TM 5880.

Tabela 5.1: Dimensão final dos elementos distribuídos.

Variável	Dimensão (mm)	Variável	Dimensão (mm)
W_1	0.30	W_5	1.80
P_1	* <i>Optimetrics</i> , Ver 5.2	P_5	5.90
W_2	1.50	W_6	1.83
P_2	5.00	P_6	6.36
W_3	1.82	P_7	7.77
P_3	4.13	P_8	* <i>Optimetrics</i> , Ver 5.2
W_4	0.33	P_9	1.62
P_4	7.54	P_{10}	1.50

A Figura 5.4 mostra especificamente o lado *bottom* da placa de modo a clarificar a forma de aterramento. Os círculos no plano terra representam os parafusos M2 que atravessam placa para aterramento da cavidade metálica. O modelo do conector SMA especificado apresenta um VSWR excelente na faixa de frequência de utilização, sendo assim, o desenho do conector representa as dimensões reais de raio pino central a e raio b até o teflon. Entretanto, não faz-se necessário colocar o desenho real de todo o conector com todos os detalhes, pois a especificação garante a impedância necessária.

Figura 5.4: Vista do lado *bottom* para clarificação do plano de terra.

O comprimento de conector SMA foi posicionado a uma distância de $\lambda/8$ em relação à frequência de corte do filtro para fins de simulação. O intuito é que, em termos de simulação, à partir deste comprimento têm-se uma linha coaxial de 50Ω como, por exemplo, um cabo coaxial, evitando possíveis superposições de campos indesejados na simulação.

Outra variável relevante para a simulação é o chanfro da trilha em P1 da Figura 5.3. Esse chanfro faz uma transição entre a linha de 50Ω do conector coaxial que têm diâmetro de 0,38 mm para uma linha W2 de largura de 1,5 mm. O valor de P1 deve ser avaliado quanto à sensibilidade.

O plano terra no lado *bottom* também possui uma variável sensível denominada P8 na Figura 5.3. A transição entre a linha de alta impedância para baixa impedância sugere que o aterramento deve estar na linha de microfitas de baixa impedância e sem aterramento na linha de alta impedância de modelo *stripline*. Porém, a simulação eletromagnética deve explorar o valor de P8 para analisar o quanto este pode interferir na descontinuidade de transição entre microfitas e *stripline*.

A Figura 5.5 apresenta uma vista explodida do filtro desenhado na ferramenta Solidworks na qual dá uma visibilidade melhor do produto final e contém as dimensões em mm da cavidade metálica. A tampa superior e inferior são simétricas, portanto, têm as mesmas dimensões.

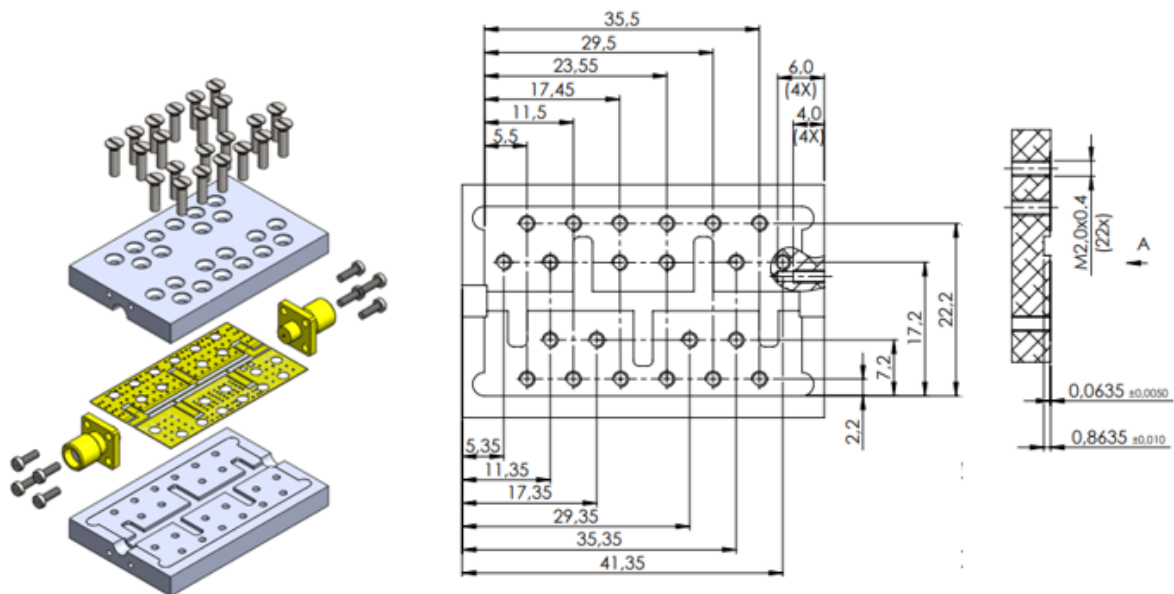


Figura 5.5: 3D explodido do Filtro

5.2 Simulação Eletromagnética, Convergência e Discretização da Malha Tetraédrica

A simulação eletromagnética foi realizada em conformidade com os valores apresentados na tabela 5.1, variando o valor de P1 de 0,5 mm à 1,5 mm, utilizando a ferramenta *optimetrics* do HFSS. Neste momento, foi estabelecido um valor de P8 de 1 mm para o recuo do plano terra na face *bottom*.

A condição de contorno para fora da caixa foi configurada como região aberta, conforme é mostrado na Figura 5.6. O modelo de condição selecionado é o *Radiation* que usa uma condição de contorno absorvente de modo a absorver as ondas de saída da simulação sem gerar reflexões indesejadas.

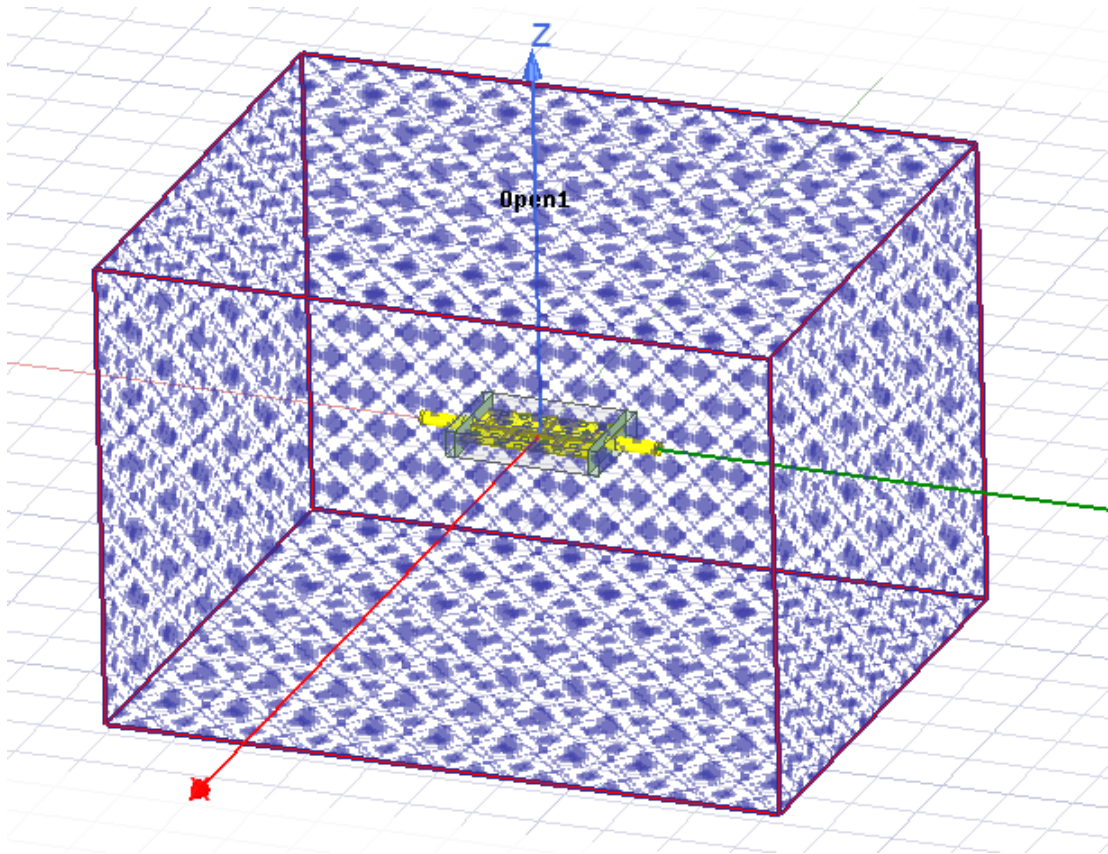


Figura 5.6: Configuração de região aberta

As portas de micro-ondas foram configuradas, conforme mostrado na Figura 5.7. As linhas de integração indicam a direção do vetor campo elétrico para o modo TEM. As portas estão configuradas para uma impedância de referência de 50Ω e a direção do vetor campo elétrico está apontado para dentro da cavidade metálica.

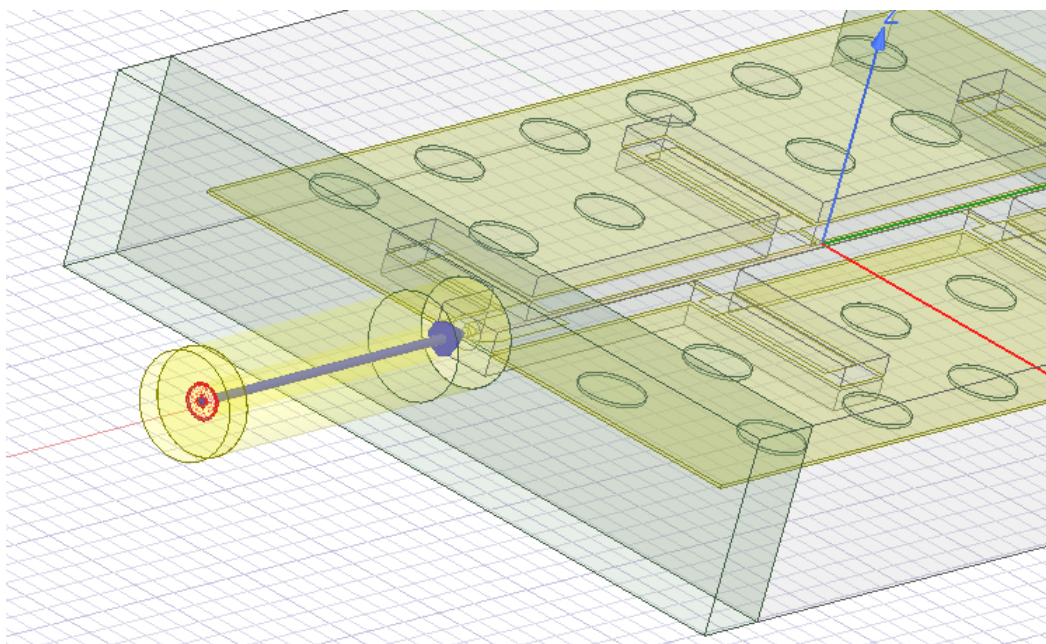


Figura 5.7: Fonte de excitação do tipo *Wave Port*

A simulação eletromagnética aplicada usa métodos de elementos finitos e foi realizada uma varredura de 100 MHz à 10 GHz. A configuração do *Optimetrics* avalia inicialmente a sensibilidade da variável P1. A Figura 5.8 mostra que a malha convergiu com $\Delta S = 0,01$, o que mostra a validade do resultado. A variável ΔS é a magnitude da alteração dos parâmetros S entre duas passagens consecutivas.

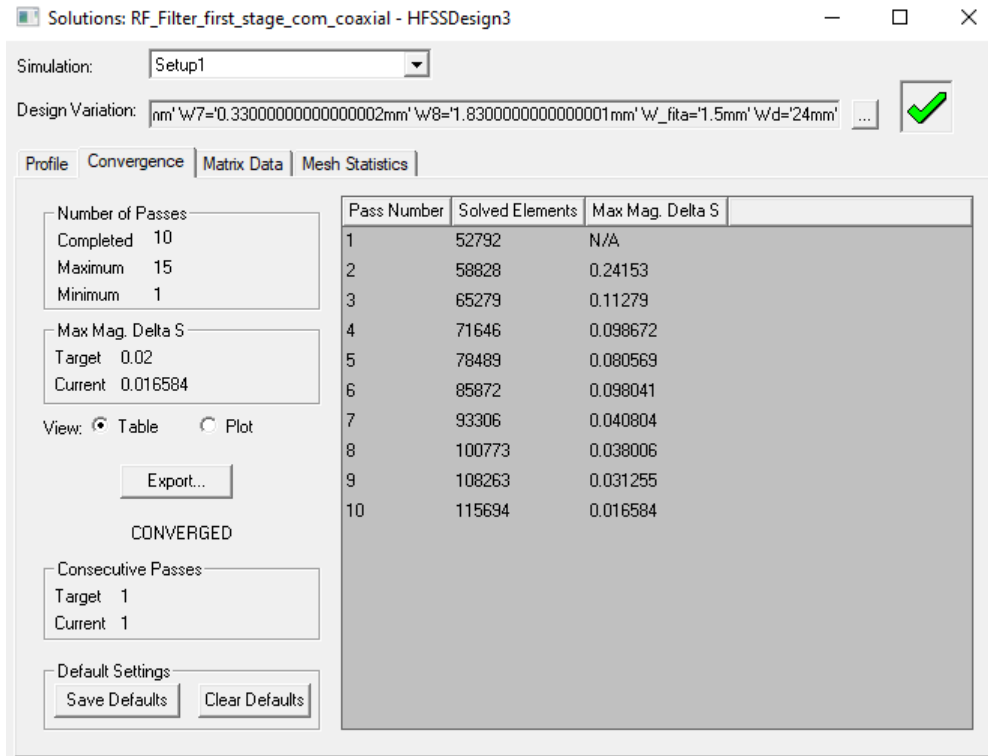


Figura 5.8: Convergência da simulação eletromagnética.

A Figura 5.9 mostra a discretização da malha tetraédrica. É possível observar que a linha condutora central está bem discretizada, enquanto regiões de grandes plano terra e parafusos estão com uma discretização menor. A ferramenta executa esta discretização de forma automática, porém, se as linhas condutoras centrais foram pouco discretizadas, faz-se necessário executar novamente com um número de pontos maior.

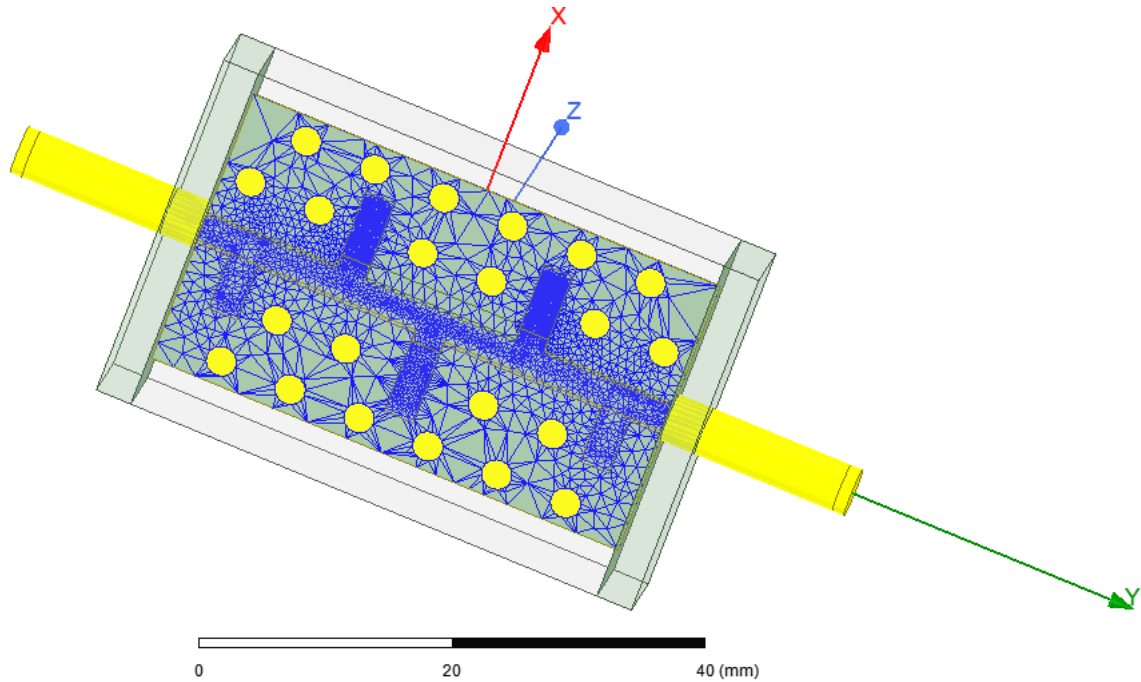


Figura 5.9: Refinamento e discretização da malha tetraédrica

A Figura 5.10 mostra o resultado da simulação dos parâmetros S com a variação do parâmetro $P1$. A variação de $P1$ na transição da linha de 0,38 mm para 1,5 mm mostrou-se pouco significativa, entretanto, foi possível notar que a maior variação ocorre na perda por retorno na faixa entre 2 GHz e 2,5 GHz. O melhor casamento de impedância ocorre para $P1 = 1$ mm.

Outro ponto digno de nota é que os requisitos de perda por inserção é inferior a 1 dB na faixa de passagem e a perda por retorno está acima de 16,5 dB na faixa de passagem e faixa de rejeição permanece com atenuação superior a 60 dB em toda a faixa de rejeição. Os resultados apontam que os requisitos foram atendidos e mostram que a síntese de elementos distribuídos é promissora.

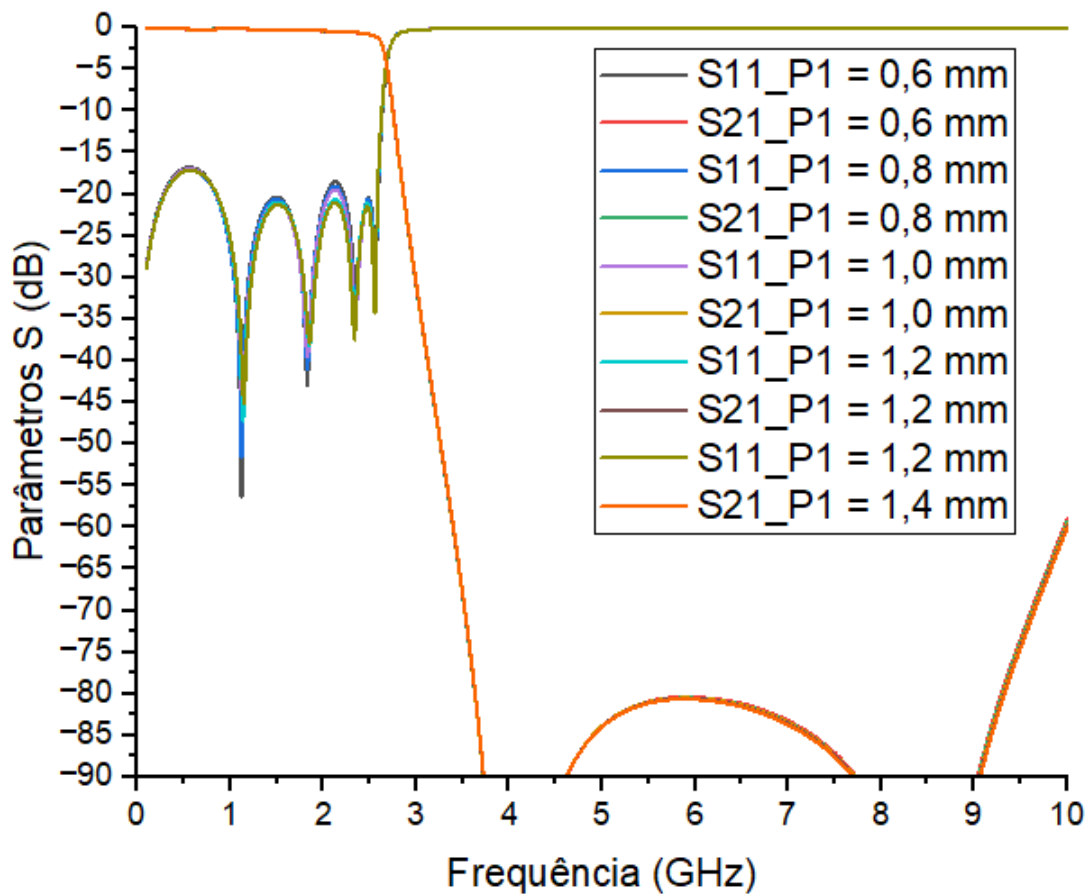


Figura 5.10: Resultado da simulação eletromagnética variando P1 no *Optimetrics*.

Nota-se na Figura 5.10 que a variação de 0,6 mm à 1,4 mm da variável P1 não é significativa para alteração dos parâmetros S.

A segunda simulação consistiu em fixar a variável $P1 = 1$ mm e usar a ferramenta *Optimetrics* para variar o recuo de plano terra P8 de 0,2 mm à 1,8 mm para avaliar a sensibilidade de P8.

A Figura 5.11 mostra o resultado de simulação obtido. Nota-se que a variação de P8 influencia pouco na faixa de rejeição do filtro, porém, a faixa de passagem é significativamente afetada em termos de perda por retorno. A Figura 5.12 apresenta os mesmos dados, porém em uma faixa mais estreita de 100 MHz a 3 GHz a fim de obter uma resolução mais nítida da curva de parâmetro S e evidenciar as marcações importantes.

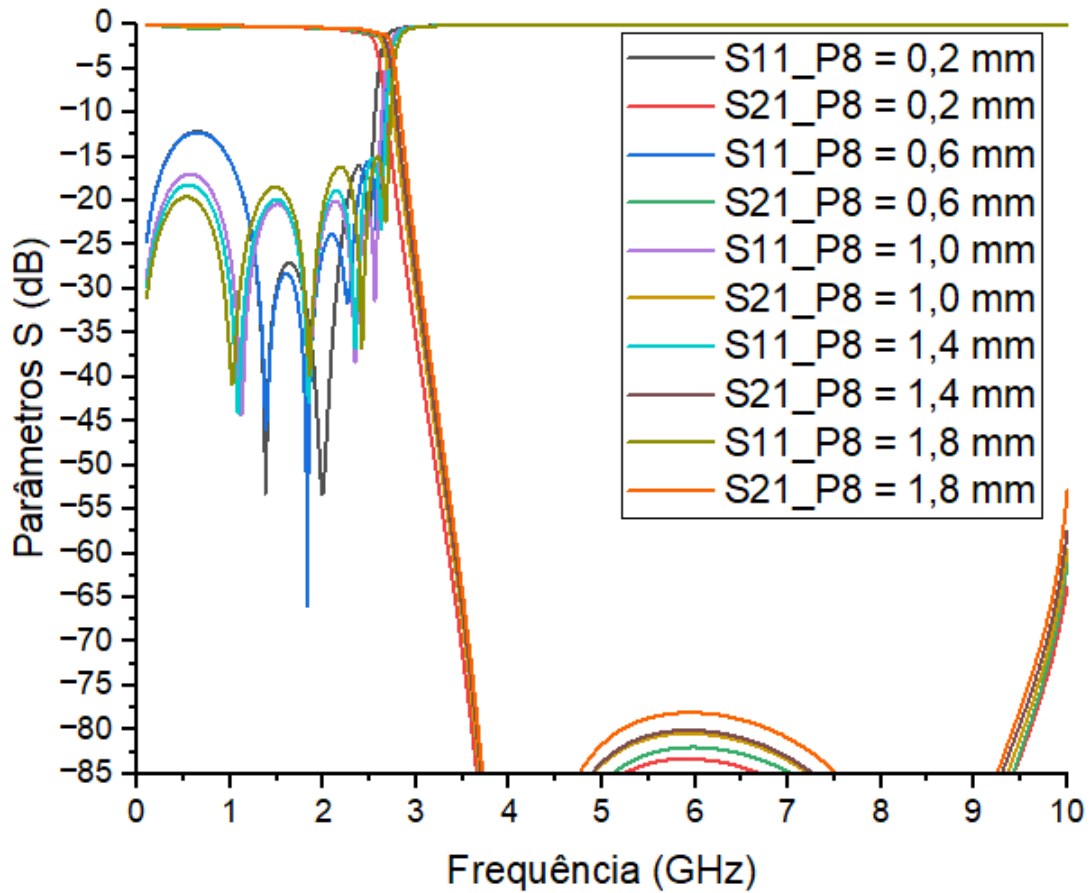


Figura 5.11: Resultado da simulação eletromagnética com a variação de P8 entre 0,2 mm à 1,8 mm.

A Figura 5.12 apresenta os resultados em maiores detalhes com as marcações. É possível observar que para $P8 = 0,2$ mm a $P8 = 0,6$ mm, a curva perda por retorno é alterada significativamente e não atende o valor limite de -16,5 dB, conforme mostrado no marcador no valor de -12,4 dB de pico. Outro ponto importante que torna mais crítico é que os zeros de transmissão ficam deslocados em frequência, o que mostra que o circuito possui alguns acoplamentos indesejados que interferem na obtenção das curvas de parâmetros S desejadas.

Na medida que P8 varia de 0,8 mm a 1,8 mm, observa-se um atendimento gradativamente melhor com valores de perda de retorno abaixo de -16,5 dB conforme mostrado nos marcadores.

Este é um ponto de discussão intrigante neste estudo, pois envolve uma descoberta significativa para o modelo em questão: o impacto do aterramento na obtenção das curvas sintetizadas no modelo eletromagnético. Essa transição marca a descontinuidade entre a saída de uma linha em *stripline* suspenso e microfita. Outros estudos, como os referenciados em [23] e [24], também exploram diferentes técnicas de implementação em micro-ondas. Essas referências adicionais oferecem insights valiosos sobre abordagens alternativas e complementam nossa compreensão do tema.

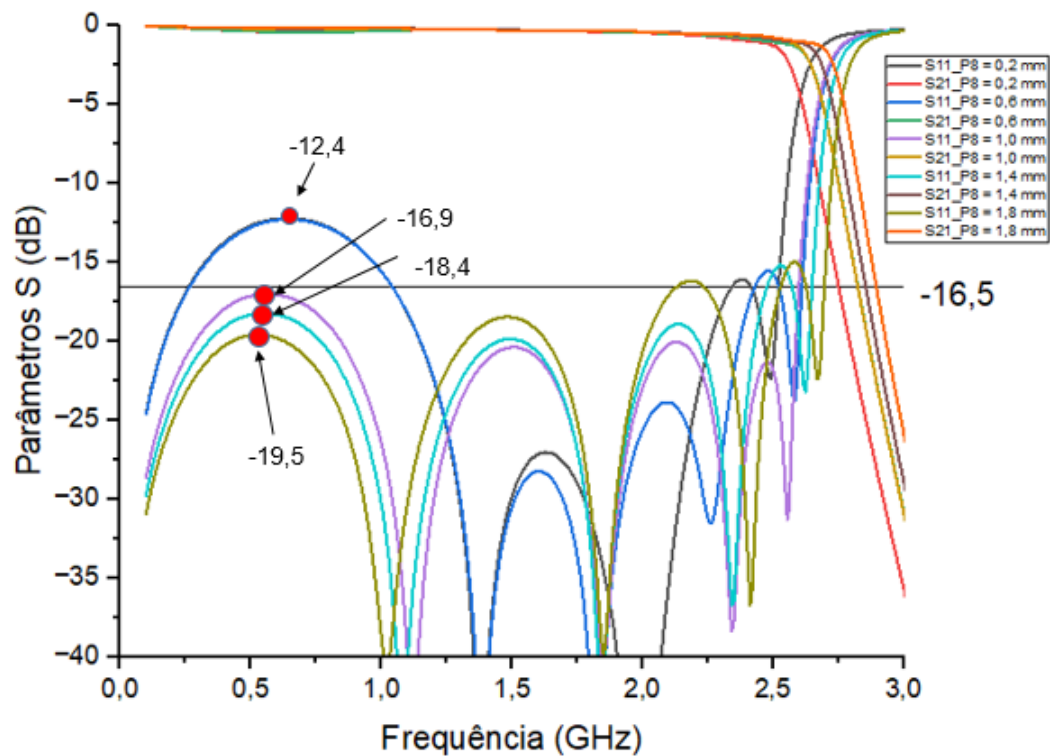


Figura 5.12: Resultado da simulação eletromagnética com a variação de P8 entre 0,2 mm à 1,8 mm.

Após as otimizações no HFSS, verificou-se que o valor de $P8 = 1$ mm é o mais adequado para atendimento dos requisitos de perda por retorno, pois abrange um comportamento melhor na faixa de passagem. Com isso, foi realizada uma simulação eletromagnética final com os valores de P1 e P8 definidos.

A 5.13 mostra o resultado final da simulação eletromagnética comparada à curva de síntese teórica calculada para o filtro. É possível observar uma boa concordância em todos os zeros de transmissão e o atendimento aos requisitos de perda por inserção e perda por retorno, tanto faixa de passagem quanto na faixa de rejeição.

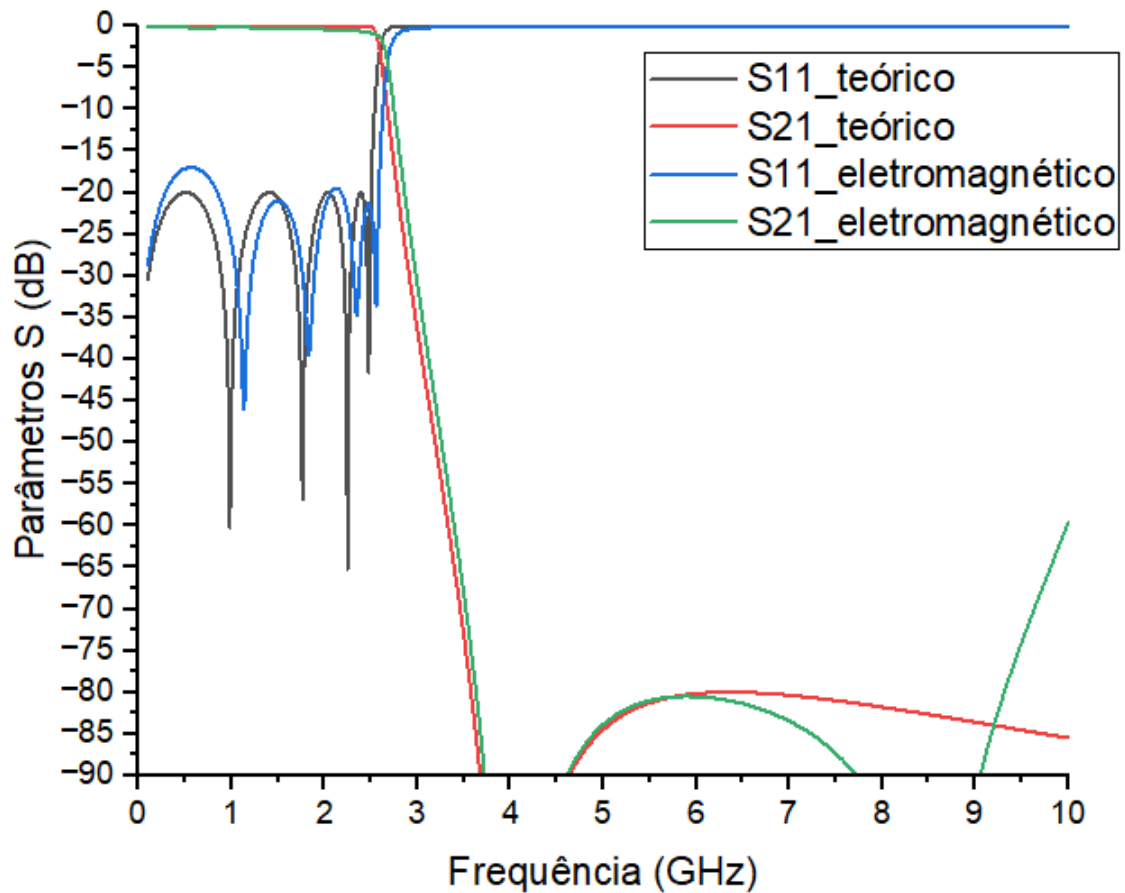


Figura 5.13: Resultado da simulação eletromagnética comparada com à síntese teórica desejada.

5.3 Análise dos Resultados e Tolerâncias de Fabricação

A empresa encarregada da prototipagem de placas de circuito impõe algumas restrições relacionadas à tolerância de fabricação. Para uma camada de cobre com espessura de 0,5 oz, a menor largura de trilha permitida é de 0,1 mm, e o espaçamento mínimo entre trilhas é de 0,12 mm. As outras variáveis além de P1 e P8 simuladas, não são influenciadas significativamente quanto à tolerâncias dentro desse erro.

A empresa de usinagem escolhida é especialista em mecânica de precisão. Em todas as simulações eletromagnéticas, verificou-se que variações de até um centésimo de milímetro nas dimensões da cavidade metálica não alteram significativamente os valores de perda por inserção ou perda por retorno. Com isso, foi imposto esta restrição para empresa de usinagem.

A Figura 5.14 mostra o desenho da peça final a ser usinada. Elas são simétricas, a única diferença é que a parte superior tem apenas o furo de passagem para o parafuso

M2 X 08, enquanto o lado inferior possui as roscas para acomodação do parafuso M2 X 08.

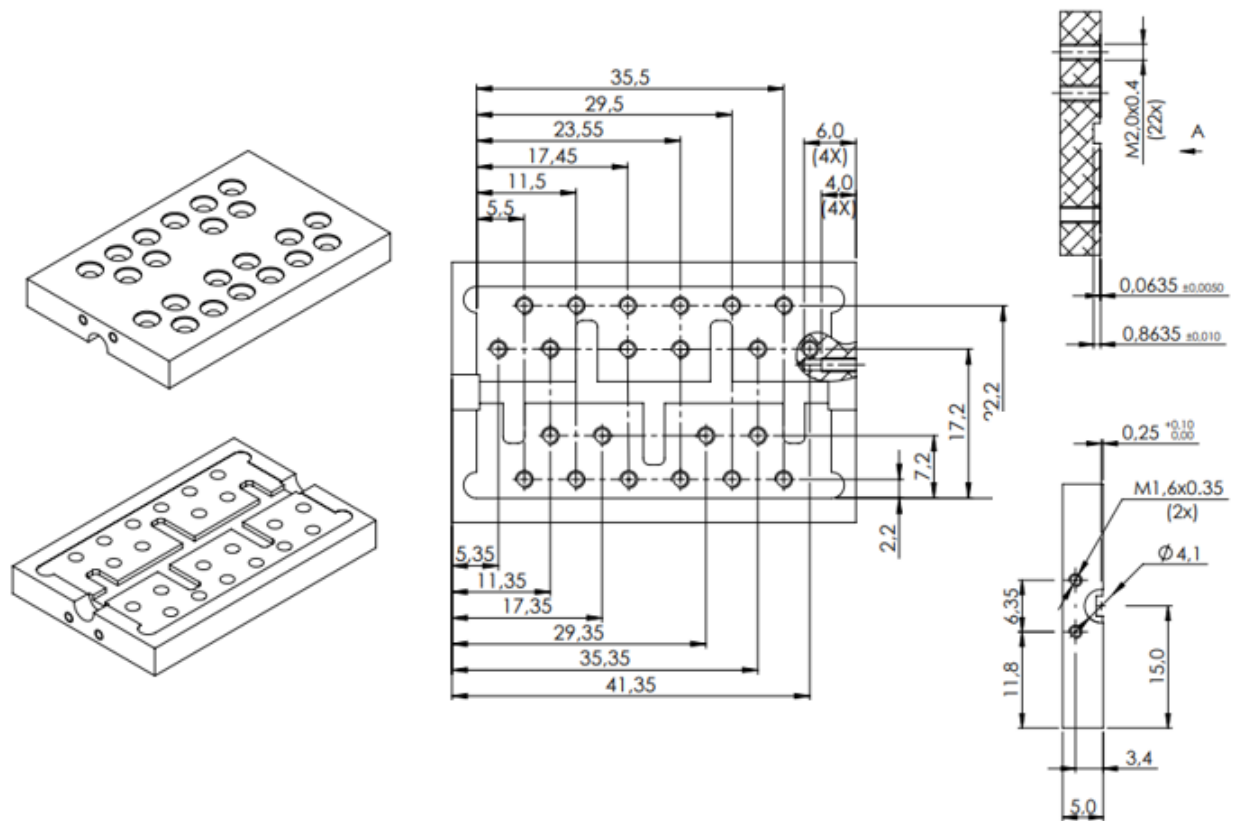
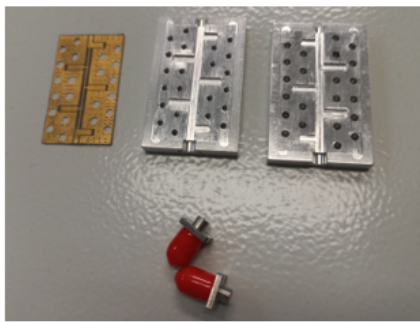


Figura 5.14: Desenho mecânico da cavidade metálica final. Unidades de medidas em mm

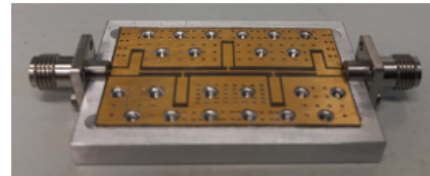
Capítulo 6

Prototipação e Teste do Filtro

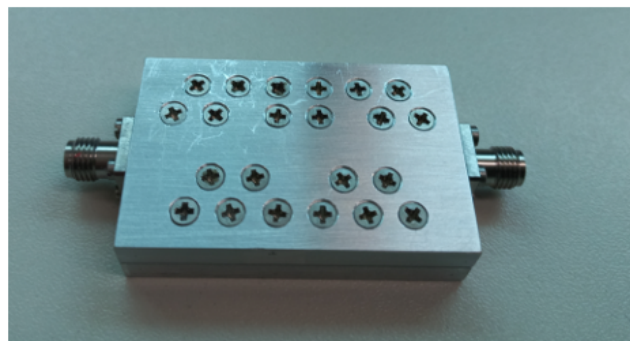
A Figura 6.1 mostra o protótipo fabricado com os detalhes de conectores, placa, cavidades metálicas e também o filtro montado.



Conectores SMA, cavidades metálicas e laminado fabricados



Placa instalada na cavidade metálica com os dois conectores



Filtro montado com todos os parafusos instalados

Figura 6.1: Filtro fabricado, aterramento, portas e dispositivo montado final.

A Figura 6.1 apresenta a caixa metálica usinada em alumínio, composta por 24 parafusos de cabeça sextavada do tipo Philips M2x08, 02 conectores SMA especiais e 04 parafusos de 1,6 x 04. Não foi aplicada nenhuma camada de cobre niquelado na placa, e a cavidade de alumínio não requer nenhum tipo de preparo especial, pois este tipo de tratamento pode aumentar as perdas em circuitos de micro-ondas, influenciando no resultado esperado de baixas perdas.

6.1 Teste realizado em ambiente de Laboratório

O teste de parâmetros de espalhamento do filtro (Parâmetros S) foi realizado com auxílio de um Analisador de Redes Vetorial da Keysight que pertence ao LSERF

(Laboratório de Soluções em Eletrônica e Radio Frequência) da UNICAMP, modelo ENA E5080B de duas portas, e que opera até a frequência de 26,5 GHz [25], conforme mostrado na Figura 6.2.



Figura 6.2: Foto do Analisador de Redes ENA E5080B do LSERF UNICAMP.

A calibração foi realizada nas duas portas com os dispositivos curto, aberto e carga, conforme disponibilizado e recomendado pelo fabricante. O equipamento foi configurado para medir na faixa de frequência de 100 MHz à 10 GHz, com nível de potência de 0 dBm e número de pontos de discretização $N = 1001$.

A Figura 6.3 mostra o resultado de parâmetros S medido comparado aos dados de simulação eletromagnética.

Conforme ilustrado na Figura 6.3, apresenta-se uma comparação entre o modelo eletromagnético simulado no HFSS com os valores medidos. A perda de inserção mínima medida até 2 GHz têm módulo inferior a 0,35 dB, e o módulo da perda por retorno é superior a 17,5 dB dentro da faixa de passagem. O nível de rejeição da faixa de rejeição é inferior a -60 dB na faixa de 3,3 à aproximadamente 7 GHz e -50 dB na faixa de 3,18 GHz à 9 GHz. Existe uma boa concordância em todos os zeros de transmissão.

Na faixa de frequência observada de 3,9 GHz à 6 GHz, são obtidos valores de

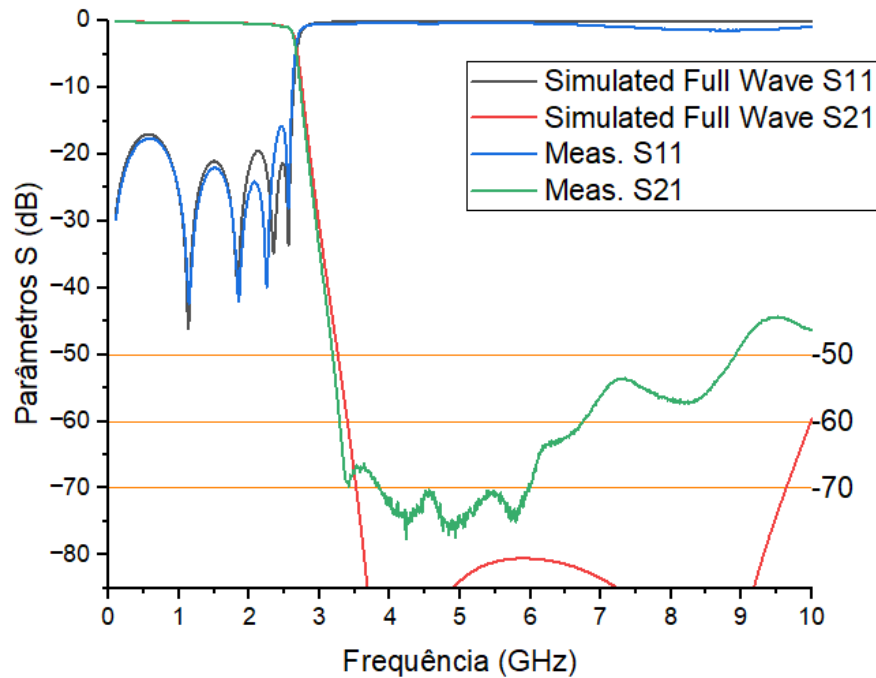


Figura 6.3: Resultado dos parâmetros S do filtro medido comparado ao eletromagnético simulado

rejeição excepcionalmente baixos, abaixo de -70 dB. Essa conquista notável aprimora o desempenho geral da abordagem proposta, especialmente quando contrastada com tecnologias de microstrip convencionais, conforme ilustrado nas referências [23, 26]. Estendendo a análise para cobrir o espectro mais amplo de 3,3 GHz até aproximadamente 7 GHz, revela-se valores de rejeição consistentemente abaixo de -60 dB. É importante ressaltar que, à medida que a frequência aumenta (a partir de 5 GHz, o uso de estruturas mais complexas, como configurações de substrato suspenso, tende a apresentar níveis de rejeição mais baixos devido ao aumento do fator de qualidade (Q)). Esse fato destaca a eficácia da abordagem proposta em alcançar um desempenho de rejeição superior a 60 dB dentro da faixa de frequência de 3,3 GHz a 7 GHz, tornando-a uma alternativa convincente às tecnologias de microfita convencionais, especialmente em aplicações que requerem características de rejeição acima de 60 dB em frequências acima de 3 GHz.

6.2 Análise de Sensibilidade e Construtividade

As análises provenientes da simulação eletromagnética revelaram que a subdivisão da cavidade metálica em duas partes propiciou a formação de pequenas lacunas de ar, da ordem de milímetros. Essa condição, por sua vez, facilitou a ocorrência de vazamentos sutis de sinais de radiofrequência, impactando negativamente o desempenho do filtro em frequências mais elevadas. Importante notar que tal subdivisão não foi considerada na simulação eletromagnética inicial, na qual a cavidade metálica foi modelada como uma

única peça.

Outro ponto que foi notado é que a espessura da camada de cobre de 0,127 mm, na prática, ficaram maiores com espessura em torno de 2 mm devido à inserção de cobre nos furos metalizados e aplicação de cobre niquelado. Embora isso não afete a impedância das linhas de transmissão significativamente, isso faz aumentar a relação da lacuna de ar entre uma cavidade metálica conectada à outra, prejudicando o aterramento adequado do circuito.

O objetivo deste trabalho foi também explorar as tolerâncias e critérios de fabricação do filtro de modo ter uma linha de produção mais ágil e sem necessidades de ajustes. Os resultados obtidos nesse trabalho são dignos de notas, visto que não foi inserido nenhum ajuste nas linhas de transmissão ou quaisquer intervenções foram necessárias para ajuste do filtro.

Uma proposta de melhoria é repensar a forma de montagem do filtro de forma que todas as paredes laterais da cavidade metálicas sejam únicas e permita uma blindagem eletromagnética mais adequada, aumentando ainda mais o fator de qualidade Q . E outro ponto importante é aumentar a razão a/w para evitar o efeito quasi-superfície em altas frequências, evitando assim o aumento da capacitância e melhorando os valores de faixa de rejeição para frequências superiores.

6.3 Comparação dos Resultados Obtidos com outros Filtros Micro-ondas da Literatura

O resumo de desempenho do filtro proposto e uma comparação com outros filtros semelhantes são mostrados na Tabela 6.1. Nela é apresentada uma comparação com o estado da arte em filtros passa-baixas de vasta largura de faixa de rejeição e também com outros filtros passa-baixas de estruturas comparáveis, como [27] e [9], bem como com filtros de vasta largura de faixa de rejeição recentemente publicados, como [23], [26], [9], [28] e [29]. Nesta tabela, f_c representa a frequência de corte do filtro passa-baixas. RO denota a taxa de decaimento do filtro em dB/ GHz. I_L denota o valor máximo do módulo da perda de inserção dentro da faixa de passagem, e SRL representa o valor absoluto do nível de rejeição mínimo da faixa de rejeição.

A partir da análise da Tabela 6.1, conclui-se que a estrutura apresentada neste trabalho possui um baixo valor de perda de inserção e um alto nível de rejeição a partir do segundo harmônico, além de uma ampla faixa de rejeição. Ao observarmos todos os parâmetros juntos, nota-se que a solução apresentada neste trabalho apresenta uma melhor relação de compromisso com as variáveis baixa perda de inserção, *roll-off* acentuado e alta rejeição na faixa de rejeição.

Tabela 6.1: Comparação com outros Filtros Passa-Baixas.

Ref.	f_c (GHz)	RO (dB/GHz)	I_L (dB)	SRL (dB)		
				$f_0 \rightarrow 2f_c$	$2f_c \rightarrow 3f_c$	$3f_c \rightarrow 4f_c$
Este tra- balho	2,5	100	0,35	66,7 (3,6 GHz)	54,0 (7,3 GHz)	44,8 (9,5 GHz)
Fig. 11 [27]	4,2	100	0,69	56,3 (5 GHz)	54,0 (8,8 GHz)	20,1 (16,8 GHz)
Fig. 6 [23]	1,96	104	0,8	31,0 (3,3 GHz)	39,8 (5,9 GHz)	37,6 (6,28 GHz)
Fig. 13 [26]	1	123,3	0,8	34 (1,87 GHz)	38,8 (2,4 GHz)	41 (4 GHz)
Fig. 8 [9]	1	65	0,75	–	39,5 (2,8 GHz)	50,1 (3,5 GHz)
Fig. 10a [28]	2,2	51,4	2,4	–	54,5 (4,7 GHz)	52,3 (7,7 GHz)
Fig. 6 [29]	1,65	57,8	1,3	–	48 (4,8 GHz)	49,6 (5,1 GHz)

6.4 Resumo dos Resultados Obtidos Comparado aos Requisitos Propostos

A Tabela 6.2 apresenta um resumo detalhado dos requisitos propostos neste trabalho, destacando cada resultado obtido e observado. A faixa de passagem de DC a 2,5 GHz é plenamente atendida, garantindo a cobertura total da banda desejada. A perda por inserção na faixa de DC a 2,35 GHz foi significativamente melhor do que a especificação máxima de 1,0 dB, com um valor observado de apenas 0,35 dB. Na faixa de 2,35 GHz a 2,5 GHz, a perda por inserção atingiu um máximo de 1,0 dB, ainda bem dentro do limite especificado de 1,5 dB, demonstrando um desempenho robusto.

O VSWR na faixa de passagem manteve-se abaixo de 1,3:1 em toda a faixa, cumprindo rigorosamente o requisito de estar abaixo de 1,35:1. Esse resultado evidencia um excelente casamento de impedâncias, minimizando reflexões indesejadas e garantindo uma operação eficiente do filtro.

Em relação à faixa de rejeição 1, que cobre de 3,6 GHz a 7 GHz, a especificação exigia uma atenuação superior a 60 dB. Os resultados mostraram que esta faixa foi atendida até 6,8 GHz com valores de rejeição superiores a 60 dB. No entanto, no final da faixa de rejeição 1 de 6,8 GHz a 7 GHz, a atenuação caiu 4 dB do valor limite especificado, não atendendo plenamente o requisito de 60 dB.

Para a faixa de rejeição 2, que se estende de 7 GHz a 10 GHz, o requisito era uma atenuação superior a 50 dB. Este critério foi cumprido até 9 GHz, com a atenuação observada sendo superior a 50 dB. No entanto, entre 9 GHz e 10 GHz, a atenuação não atingiu o valor desejado de 50 dB, apresentando um valor mínimo de 44,8 dB. Assim, no

final da faixa de rejeição 2, o requisito especificado não foi totalmente cumprido.

Apesar de pequenas deficiências nos extremos das faixas de rejeição, o desempenho geral do filtro é excelente, com a maioria dos requisitos sendo atendidos ou até mesmo superados. A faixa de passagem e as principais características de perda por inserção e VSWR estão dentro dos limites especificados, assegurando uma operação eficiente e confiável. Esses resultados destacam a eficácia do projeto e a robustez do filtro em cumprir os requisitos técnicos propostos, evidenciando sua aptidão para aplicações práticas.

Tabela 6.2: Especificações do Filtro

Parâmetro	Especificação	Resultado	Observação
Faixa de Passagem	DC – 2,5 GHz	DC – 2,5 GHz	Cobertura total da faixa de frequência desejada
Perda por Inserção	DC - 2.35 GHz ($\leq 1,0 \leq 0,35$ dB)		Atenuação mínima na faixa principal
	2.35 - 2.5 GHz ($\leq 1,5 \leq 1,00$ dB)		Atenuação moderada na faixa superior
VSWR na Faixa de Passagem	$\leq 1,35:1$ (valor de pico)	$\leq 1,3:1$ (valor de pico)	Excelente casamento de impedâncias, minimizando reflexões
Faixa de Rejeição	Faixa de Rejeição 1 (3,6 - 7 GHz) ≥ 60 dB	≥ 60 dB até 6,8 GHz	Isolamento superior contra sinais indesejados na primeira faixa de rejeição
	Faixa de Rejeição 2 (7 - 10 GHz) ≥ 50 dB	≥ 50 dB até 9 GHz	Isolamento robusto contra sinais indesejados na segunda faixa de rejeição

Capítulo 7

Conclusão

Neste trabalho, foi modelado, projetado, construído e testado um filtro de micro-ondas passa-baixas com faixa de passagem de DC a 2,5 GHz, destinado a aplicações militares e aeronáuticas. O filtro, utilizando um modelo pseudo-elíptico, demonstrou alta seletividade e eficiência, atingindo a maioria dos objetivos estabelecidos.

Os resultados mostraram que a faixa de passagem de DC a 2,5 GHz foi plenamente atendida, garantindo a cobertura total da banda desejada. A perda por inserção na faixa de DC a 2,35 GHz foi significativamente melhor do que a especificação máxima de 1,0 dB, com um valor observado de apenas 0,35 dB. Na faixa de 2,35 GHz a 2,5 GHz, a perda por inserção atingiu um máximo de 1,0 dB, ainda bem dentro do limite especificado de 1,5 dB, demonstrando um desempenho robusto.

O VSWR na faixa de passagem manteve-se abaixo de 1,3:1 em toda a faixa, cumprindo rigorosamente o requisito de estar abaixo de 1,35:1. Esse resultado evidencia um excelente casamento de impedâncias, minimizando reflexões indesejadas e garantindo uma operação eficiente do filtro.

As implicações práticas deste trabalho são significativas para o desenvolvimento tecnológico do Brasil, especialmente na área de defesa. O projeto e a fabricação do filtro de micro-ondas dentro do país reduzem a dependência de fornecedores estrangeiros, contribuindo para a soberania tecnológica.

Outro ponto relevante foi a explanação do uso da metodologia de síntese de filtros analógicos de modelo pseudo-elíptico. Este detalhamento, que muitas vezes não é explorado em profundidade na literatura, proporciona um recurso valioso para engenheiros e pesquisadores que atuam na área de micro-ondas. A prototipagem bem-sucedida, sem a necessidade de ajustes adicionais, demonstra a repetibilidade do modelo e a viabilidade de sua produção em série, o que é crucial para aplicações industriais e militares.

Embora o filtro tenha sido especificado para aplicações militares, os requisitos criteriosos permitem que ele possa ser usado para inúmeras aplicações diversas em telecomunicações que operem até a frequência de 2,5 GHz, visto que os resultados obtidos apresentam desempenho muito acima dos exigidos por outras aplicações. Essa versatilidade

amplia as possibilidades de utilização do filtro, beneficiando uma gama maior de setores que demandam alta performance em filtragem de sinais em micro-ondas.

Além disso, este trabalho foi muito bem explanado do ponto de vista de metodologia de ciclo de projeto de filtro em micro-ondas, mas a metodologia pode ser estendida para quaisquer projetos na faixa de micro-ondas, sejam antenas ou circuitos de micro-ondas em geral. Muitos trabalhos de dissertação focam apenas no aspecto matemático; entretanto, este trabalho aborda uma metodologia completa de engenharia, desde o design teórico até a prototipagem e testes, garantindo a aplicabilidade prática dos resultados obtidos.

Embora o desempenho geral do filtro tenha sido excelente, algumas limitações foram identificadas, particularmente nas frequências mais altas das faixas de rejeição. Na faixa de rejeição 1, que cobre de 3,6 GHz a 7 GHz, a atenuação caiu 4 dB do valor limite especificado no final da faixa, não atendendo plenamente o requisito de 60 dB. Para a faixa de rejeição 2, que se estende de 7 GHz a 10 GHz, o requisito de atenuação superior a 50 dB foi cumprido até 9 GHz, mas entre 9 GHz e 10 GHz, a atenuação mínima observada foi de 44,8 dB. Embora esses valores ainda representem um alto nível de rejeição, melhorias são necessárias para garantir o atendimento completo aos requisitos especificados.

Para aprimorar o desempenho do filtro nas frequências mais altas das faixas de rejeição, recomenda-se explorar o fechamento completo das laterais metálicas da cavidade. Isso poderia melhorar o fator de qualidade (Q) do filtro, confinando melhor os campos eletromagnéticos e reduzindo perdas parasitas.

Outro aspecto a ser investigado é o aumento do espaçamento entre a largura da linha de microfita e o plano terra, a fim de minimizar capacitâncias parasitas que podem interferir na faixa de rejeição. Além disso, a miniaturização do filtro utilizando geometrias fractais representa uma área promissora para aplicações que requerem dispositivos ainda mais compactos.

Este trabalho gerou um artigo que foi aceito pela *Electronics Letters* e está em fase de publicação [30], destacando a relevância e a contribuição desta pesquisa para a comunidade acadêmica e industrial.

Em suma, este estudo não apenas atingiu os objetivos propostos, mas também forneceu uma base sólida para futuras pesquisas e desenvolvimentos na área de filtros de micro-ondas. A abordagem metodológica detalhada, aliada à prototipagem bem-sucedida, demonstra a capacidade do Brasil de produzir filtros de alta performance, contribuindo para a autonomia tecnológica e a soberania nacional em aplicações militares. As contribuições teóricas e práticas deste trabalho destacam sua importância para o avanço da tecnologia de micro-ondas, oferecendo soluções eficientes e confiáveis para desafios complexos na área de defesa e comunicações.

Referências

- [1] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, Fourth Edition. Wiley, 2011.
- [2] George Matthaei, Leo Young e E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, First Edition. Artech House, 1980.
- [3] R. Levy e S. Cohn, “A History of Microwave Filter Research, Design, and Development,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. MTT-32, pp. 1055–1067, 1984.
- [4] Larry D. Paarmann, *Design and Analysis of Analog Filter, A Signal Processing Perspective with Matlab Examples*, First Edition. Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [5] J. D. Rhodes e S. A. Alseyab, “The Generalized Chebyshev Low Pass Prototype Filter,” *IEEE*, v. 8, pp. 113–125, 1980.
- [6] S. Alseyab, “A Novel Class of Generalized Chebyshev Low-Pass Prototype for Suspended Substrate Stripline Filters,” *IEEE*, v. MTT-30, n. 9, pp. 1341–1347, 1982.
- [7] Pierre Jarry e Jacques Beneat, *Design and realizations of miniaturized fractal RF and microwave filters*, First Edition. John Wiley e Sons, 2009.
- [8] I. Kim, K. Kim, J. Ling e D. Ahn, “A Modified Generalized Chebyshev Low-Pass Filter with Wide Stopband,” *Microwave and Optical Technology Letters*, v. 51, n. 6, pp. 1428–1431, 2009.
- [9] S. M. Zonglin Ma, “An Ultra-Wide Stopband Self-Packaged Quasi-Lumped-Element Low Pass Filter Based on Substrate Integrated Suspended Line Technology,” *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2017. DOI: [10.1109/MWSYM.2017.8058783](https://doi.org/10.1109/MWSYM.2017.8058783).
- [10] Department of Defense, *MIL-STD-461G - Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment*, G. 2015.
- [11] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, Second Edition. IEEE Press series on electromagnetic wave theory, originally published: New York: McGraw Hill, 1992.
- [12] P. Pramanich e P. Bhartia, *Modern RF and Microwave Filter Design*, First Edition. Artech House, 2016.

-
- [13] Richard J. Cameron, Chandra M. Kudsia e Raafat R. Mansour, *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design and Applications*, Second Edition. John Wiley e Sons, 2018.
 - [14] Stephen R. Otto e J. P. Denier, *An Introduction to Programming and Numerical Methods in MATLAB*, First Edition. Springer, 2005.
 - [15] S. Winkler, “The Approximation Problem of Network Synthesis,” *IRE Transactions on Circuit Theory*, 1954.
 - [16] R. J. Cameron, “General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebyshev Filtering Functions,” *IEEE*, v. 47, 1999.
 - [17] I. Hunter, *Theory and Design of Microwave Filters*, First Edition. The Institution of Electrical Engineers, 2001.
 - [18] Constantine A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, First Edition. John Wiley e Sons, 1989.
 - [19] R. Corporation, *RT/duroid 5870 5880 data sheet*, Data de acesso: 5 set. 2022, 2022. endereço: <https://www.rogerscorp.com/-/media/project/rogerscorp/documents/advanced-electronics-solutions/english/data-sheets/rt-duroid-5870---5880-data-sheet.pdf>.
 - [20] X.-x. Q. Yong-hui Shu e Y.-y. Wang, “Analysis Equations for Shielded Suspended Substrate Microstrip Line and Broadside Coupled Stripline,” *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1987.
 - [21] J. Naqui, M. Durán-Sindreu, J. Bonache e F. Martin, “Implementation of shunt-connected series resonators through stepped-impedance shunt stubs: analysis and limitations,” *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, v. 5, 2011.
 - [22] I. G. K. Grigorios P. Zouros Georgios D. Kolezas, “Complex Resonances of Anisotropic Spherical Resonators,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 5282–5290, 2018. DOI: [10.1109/TAP.2018.2855745](https://doi.org/10.1109/TAP.2018.2855745).
 - [23] Shu Jiang e Jinping Xu, “Sharp roll-off planar lowpass filter with ultra-wide stopband up to 40 GHz,” *Electronics Letters*, v. 53, n. 11, pp. 734–735, 2017. DOI: [10.1049/el.2017.1238](https://doi.org/10.1049/el.2017.1238).
 - [24] Chuantao Cai, Jianpeng Wang e Gang Zhang, “Tunable microstrip lowpass filter with compact size and ultra-wide stopband,” *Electronics Letters*, v. 51, n. 19, pp. 1514–1516, 2015. DOI: [10.1049/el.2015.0829](https://doi.org/10.1049/el.2015.0829).
 - [25] Keysight, *Datasheet do Analisador de Redes Vetorial E8050B da Keysight*, Data de último acesso: 01 april. 2024, 2024. endereço: <https://www.keysight.com/br/pt/assets/7018-06574/data-sheets/5992-3843.pdf>.

-
- [26] Serkan Yildiz, Ahmet Aksen, Sedat Kilink e Siddidk B. Yarman, “Low pass filter design with improved stop-band suppression and synthesis with transformer-free ladders,” *IET Circuits, Devices, and Systems*, v. 15, n. 6, pp. 504–510, 2021. DOI: [10.1049/cds2.12045](https://doi.org/10.1049/cds2.12045).
- [27] M. Sarkar, “Compact microstrip lowpass filter with ultra-wide stopband based on dual-plane structure,” *2019 TEQIP III Sponsored International Conference on Microwave Integrated Circuits, Photonics and Wireless Networks (IMICPW)*, pp. 90–94, 2019. DOI: [10.1109/IMICPW.2019.8933172](https://doi.org/10.1109/IMICPW.2019.8933172).
- [28] J. de Dios Ruiz, F. L. M. Viviente e J. Hinojosa, “Optimisation of chirped and tapered microstrip Koch fractal electromagnetic bandgap structures for improved low-pass filter design,” *Electronics Letters*, 2015. DOI: [10.1049/iet-map.2014.0453](https://doi.org/10.1049/iet-map.2014.0453).
- [29] S. L. Bo Zhang e J. Huang, “Compact lowpass filter with wide stopband using coupled rhombic stubs,” *Electronics Letters*, 2015. DOI: [10.1049/el.2014.3490](https://doi.org/10.1049/el.2014.3490).
- [30] L. T. Manera e D. C. da Silva, “Low Loss and High-Performance Pseudo-Elliptic Low Pass Filter using a Suspended Stripline Structure,” *Electronics Letters*, 2024. DOI: [10.1049/el12.13224](https://doi.org/10.1049/el12.13224).

Apêndice A

Notas complementares

A.1 Script do Matlab de Síntese do Filtro Analógico

```
%-----Síntese de um Filtro Passa Baixa no modelo Pseudo
      Eliptico -----
% Autor - Denis Carlos da Silva
clc;
clear all;
close all;
format short;
%-----Especificação do Filtro -----
%-----Prototipo do Filtro Passa Baixas%--
      -----
%%% Variaveis de Entrada %%%
fc = 2.5;          %% Frequencia de corte do filtro em 2500 MHz
N = 9;              %%% Ordem do filtro
RL = 20;            %%% Minima perda por
      retorno RL em dB na faixa de rejeicao
ep = 1/ (sqrt(10.^(RL/10)-1));      %%% Parametro epsilon
      em funcao da perda por retorno RL
ILa = 1e8;          %%% Perda por insercao
      no ponto ILm
num_pontos = 4096;
%%%-----Calculo Numerico de w0-----%%%
w0 = 1.00001:0.0000001:2;
wm = sqrt(w0.^2+(((N-3)/3).*w0.*sqrt(w0.^2-1)));
a = (w0.^2-1)./(w0.^2-wm.^2);
x = (N-3).*acosh(wm.*sqrt(a))+3*acosh(wm);
```

```

ILm = 1 + (ep.^2).*(cosh(x).^2);
ILm_real = real(ILm);
figure(1)
plot (ILm_real, w0);
xlim([0 1e7]);
hold on;
w_0 = interp1(ILm_real, w0, ILa);
title ('\omega_0 em funcao de ILm');
xlabel('ILm');
ylabel('\omega_0 [rad/s]')
text(ILa,w_0,'\uparrow \omega_0')

w_1 = -w_0;
w_2 = w_0;
w_3 = -w_0;
w_4 = w_0;
w_5 = -w_0;
%%%-----Plotando a funcao de transferencia de IL_real
-----%%%
w1 = 0:0.00001:1;
w2 = 1.00001:0.00001:10;
b1 = (w_0.^2-1)./(w_0.^2-w1.^2);
b2 = (w_0.^2-1)./(w_0.^2-w2.^2);
y1 = (N-3).*acos(w1.*sqrt(b1))+3*acos(w1);
y2 = (N-3).*acosh(w2.*sqrt(b2))+3*acosh(w2);
IL1 = (1 + (ep.^2).*(cos(y1).^2));
IL2 = real(1 + (ep.^2).*(cosh(y2).^2));
IL_dB1 = 10*log10(IL1);
IL_dB2 = 10*log10(IL2);
figure(2)
plot (w1, IL_dB1, w2, IL_dB2);
title ('Perda por Insercao IL em funcao da frequencia angular
');
xlabel('\omega [rad/s]');
ylabel('Perda por Insercao IL [dB]')
text(w_0,40,'\uparrow \omega_0')
text(2.015,58,'\uparrow \omega_m')
ylim([-1 100]);
hold on;

```

```

%%-----Forma polinomial recursiva da funcao Pseudo Eliptica
-----%%
syms Omega1;

Omega_1 = sqrt((Omega1^2)-1);

%Primeira ordem
P1_Omega = -1/w_0 + Omega1;
M1_Omega = sqrt(1-(1/(w_0^2)));

%Segunda ordem
P2_Omega = Omega1*P1_Omega-(P1_Omega/w_1)+(Omega1^2-1)*sqrt
(1-(1/(w_1^2)))*M1_Omega;
M2_Omega = Omega1*M1_Omega-(M1_Omega/w_1)+sqrt(1-(1/(w_1^2)))
*M1_Omega;

%Terceira ordem
P3_Omega = Omega1*P2_Omega-(P2_Omega/w_2)+(Omega1^2-1)*sqrt
(1-(1/(w_2^2)))*M2_Omega;
M3_Omega = Omega1*M2_Omega-(M2_Omega/w_2)+sqrt(1-(1/(w_2^2)))
*M2_Omega;

%Quarta ordem
P4_Omega = Omega1*P3_Omega-(P3_Omega/w_3)+(Omega1^2-1)*sqrt
(1-(1/(w_3^2)))*M3_Omega;
M4_Omega = Omega1*M3_Omega-(M3_Omega/w_3)+sqrt(1-(1/(w_3^2)))
*M3_Omega;

%Quinta ordem
P5_Omega = Omega1*P4_Omega-(P4_Omega/w_4)+(Omega1^2-1)*sqrt
(1-(1/(w_4^2)))*M4_Omega;
M5_Omega = Omega1*M4_Omega-(M4_Omega/w_4)+sqrt(1-(1/(w_4^2)))
*M4_Omega;

%Sexta ordem
P6_Omega = Omega1*P5_Omega-(P5_Omega/w_5)+(Omega1^2-1)*sqrt
(1-(1/(w_5^2)))*M5_Omega;
M6_Omega = Omega1*M5_Omega-(M5_Omega/w_5)+sqrt(1-(1/(w_5^2)))

```

```

    *P5_Omega;

%Setima ordem
P7_Omega = Omega1*P6_Omega+(Omega1^2-1)*M6_Omega;
M7_Omega = Omega1*M6_Omega+P6_Omega;

%Oitava ordem
P8_Omega = Omega1*P7_Omega+(Omega1^2-1)*M7_Omega;
M8_Omega = Omega1*M7_Omega+P7_Omega;

%Nona ordem
P9_Omega = Omega1*P8_Omega+(Omega1^2-1)*M8_Omega;
M9_Omega = Omega1*M8_Omega+P8_Omega;

coeffA = coeffs(P9_Omega);                                %%
    Determina os coeficientes do polinomio simbolico de P;
coeff_revA = fliplr(coeffA);                                %%
    Inverte os coeficientes da matriz 1x1 da direita para
    esquerda
P9 = double(coeff_revA);

%Calculo do polinomio Qn
Q1_Omega = (1-(Omega1/w_0));
Q2_Omega = Q1_Omega*(1-(Omega1/w_1));
Q3_Omega = Q2_Omega*(1-(Omega1/w_2));
Q4_Omega = Q3_Omega*(1-(Omega1/w_3));
Q5_Omega = Q4_Omega*(1-(Omega1/w_4));
Q6_Omega = Q5_Omega*(1-(Omega1/w_5));

coeffB = coeffs(Q6_Omega);
    %% Determina os coeficientes do polinomio simbolico de P;
coeff_revB = fliplr(coeffB);
Q6 = double(coeff_revB);

%Calculo de Cn
polinomio = Q6_Omega^2+ep^2*P9_Omega^2;
coeffC = coeffs(polinomio);
    %% Determina os coeficientes do polinomio simbolico de P;
coeff_revC = fliplr(coeffC);

```

```

value_poles = roots(coeff_revC);

%%% Calculo dos polos da funcao de transferencia no plano S
poles_s = value_poles*1i;
poles_sd = double(poles_s);
figure(3)
plot(poles_sd, 'x');
title ('Polos no Plano Complexo');
xlabel('Real');
ylabel('Imaginario');

%%% Selecao dos polos do plano s que estao no semiplano
      esquerdo (criterio
%%% de estabilidade

filtered_pole_s = poles_sd(real(poles_sd)<=0);

%%% Comparacao entre tipos de filtros analogicos com mesma
      frequencia de
%%% corte e ordem

IL_dBx = -10*log10(IL1);
IL_dBy = -10*log10(IL2);
figure
plot (w1*2.5, IL_dBx, w2*2.5, IL_dBy);
hold on
title ('Comparacao da perda por insercao de modelos de
      Filtros Analogicos, n = 9, fc = 2500 MHz');
xlabel('\omega [rad/s]');
ylabel('Perda por Insercao IL [dB]')
[zb,pb,kb] = butter(N,2*pi*fc,"s");
[bb,ab] = zp2tf(zb,pb,kb);
[hb,wb] = freqs(bb,ab,num_pontos);
[z1,p1,k1] = cheby1(N,1,2*pi*fc,"s");
[b1,a1] = zp2tf(z1,p1,k1);
[h1,w1] = freqs(b1,a1,num_pontos);
[ze,pe,ke] = ellip(N,1,80,2*pi*fc,"s");
[be,ae] = zp2tf(ze,pe,ke);

```

```
[he,we] = freqs(be,ae,num_pontos);

plot(wb/(2*pi), mag2db(abs(hb)))
plot(w1/(2*pi), mag2db(abs(h1)))
plot(we/(2*pi), mag2db(abs(he)))
hold off

grid
xlim([0 10]);
ylim([-90 0]);
xlabel("Frequencia (GHz)")
ylabel("Perda por Insercao (dB)")
legend(["pseudo1" "pseudo2" "butterworth" "chebyshev" "
    elliptic" ])
```