

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE
SANTA CATARINA – CÂMPUS FLORIANÓPOLIS
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA
CURSO SUPERIOR DE ENGENHARIA ELETRÔNICA**

ARIHÉ REDIVO RAMOS

**FILTROS PASSA-BAIXA EM PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO PARA
MICROONDAS**

FLORIANÓPOLIS, 2019

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE
SANTA CATARINA – CÂMPUS FLORIANÓPOLIS
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA
CURSO SUPERIOR DE ENGENHARIA ELETRÔNICA**

ARIHÉ REDIVO RAMOS

**FILTROS PASSA-BAIXA EM PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO PARA
MICROONDAS**

Trabalho de conclusão de curso submetido ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina como parte dos requisitos para obtenção do título de engenheiro eletrônico.

Orientador:
Luis Carlos Martinhago Schlichting

FLORIANÓPOLIS, 2019

Ramos, Arihé Redivo.

Filtros passa-baixa em placas de circuito impresso para microondas / Arihé Redivo Ramos; orientador, Luis Carlos Martinhago Schlichting – Florianópolis, SC, 2019.

87p.

Trabalho de Conclusão de Curso da Engenharia Eletrônica - Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina.

1. Filtro Passa-Baixa. 2. PCI. 3. Microondas. 4. Filtros em PCI. 5. Microfita I. Schlichting.II. Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina III. Filtros passa-baixa em placas de circuito impresso para microondas

FILTROS PASSA-BAIXA EM PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO PARA MICROONDAS

Arihé Redivo Ramos

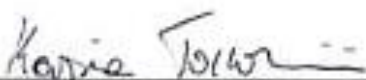
Este trabalho foi julgado adequado para obtenção do título de Engenheiro Eletrônico em 2019 e aprovado na sua forma final pela banca examinadora do Curso de Engenharia eletrônica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina.

Florianópolis, 09 de julho, 2019.

Banca Examinadora:



Prof. Luis Carlos Martinhago Schlichting, Dr
Orientador



Prof. Kassia Toccolini, Eng.
Coorientadora



Prof. Muriel Bittencourt de Liz, Dr



Prof. Robinson Pizzio, Dr

AGRADECIMENTOS

À minha família e amigos que me auxiliaram a chegar onde estou, acreditando em meu potencial e ajudando a alcançar meus objetivos.

Ao Instituto Federal de Santa Catarina (IFSC), por me proporcionar a oportunidade de realizar meus estudos de forma gratuita e de qualidade.

Ao projeto LabCEM que cedeu os materiais e aparelhos para medições para que essa pesquisa fosse possível.

Ao meu Orientador e Coorientadora, Luis Carlos Martinhago Schlichting e Kassia Toccolini, pelo ensino, apoio técnico na pesquisa para este trabalho e por acreditar na minha capacidade.

“Na vida, não existe nada a se temer, apenas a ser compreendido.”

Marie Curie.

RESUMO

O presente trabalho tem como o objetivo estudar e implementar filtros passa-baixa em uma estrutura de microfita para frequências de microondas, apresentando o estudo teórico para o cálculo da modelagem matemática dos filtros e confrontando resultados do parâmetro S21 entre a simulação no software Sonnet Lite e a prática para cada projeto de filtro realizado. Os estudos realizados buscaram observar a resposta S21 dos filtros de mesma ordem, tipo de aproximação e frequência de corte variando apenas o valor da constante dielétrica do substrato da placa de circuito impresso, além de analisar filtros de diferentes ordens e aproximações, porém com a mesma frequência de corte. Com os ensaios realizados, foi observado que a simulação conseguia retratar os resultados práticos, então realizou-se apenas no software Sonnet Lite estudos variando a largura do plano de referência e também a frequência de corte. Os resultados obtidos foram satisfatórios, onde se pode comprovar que o modelo matemático estudado se mostrou eficaz, sendo assim possível realizar tanto os projetos propostos em simulação como na prática.

Palavras-Chave: Microfita. Filtro em placa de circuito impresso. Microondas.

ABSTRACT

This work aims to study and implement low pass filters using microstrip structure for microwave frequencies, presenting a theoretical study for mathematical modeling of filters and also confronting the results for S21 parameter between its simulation using Sonnet Lite software and its practical realization. The performed studies intend to observe the S21 response for filters of the same order, approximation type and cutoff frequency, just varying the value of dielectric substrate constant of the printed circuit board, as well as the analysis for different order and approximations with the same cutoff frequency. Based on the performed tests, it was observed that the simulation was completely able to describe the practical results, then, a series of simulations with Sonnet Lite software was done varying the reference plane width and also the cutoff frequency. The results obtained were satisfactory, and confirm that the studied mathematical model is effective, allowing the realization of proposed projects both in practice and simulation.

Keywords: Microstrip. Filter on printed circuit board. Microwave.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Espectro eletromagnético de VLF até EHF.....	16
Figura 2 - Representação de linha de transmissão por seções T em cascata	17
Figura 3 – Seção T simples.....	18
Figura 4 – Terminação aberta: (a) Reflexão de uma onda de corrente e (b) reflexão de uma onda de tensão.....	20
Figura 5 – (a) Onda se propagando para a esquerda, em instante t (b) Onda idêntica a (a), mas se propagando para a direita, nos mesmos instantes t. (c) Instantes em que ocorreram a superposição das duas ondas (onda estacionária), onde T é o período da oscilação.	21
Figura 6 – Relação de máxima e mínima de tensão da onda estacionária	21
Figura 7 – Estrutura do cabo coaxial. A- Cobertura plástica externa; B- Blindagem de cobre; C- Dielétrico; D- Núcleo de cobre	23
Figura 8 – Impedância característica de um cabo de 50 Ω	24
Figura 9 – Propagação da onda	25
Figura 10 – Parâmetros S	25
Figura 11 – Parâmetros S para uma, duas e três portas	26
Figura 12- Resposta passa-baixa Butterworth	30
Figura 13 - Resposta passa-baixa Chebyshev.....	31
Figura 14 - Resposta passa-baixa Elíptico.....	32
Figura 15 – Estrutura Ladder para o protótipo de um filtro passa-baixa.....	33
Figura 16 – Protótipo de um filtro passa-baixa Elíptico	35
Figura 17 – Protótipo de filtro passa-baixa de 2 polos	37
Figura 18 – Estrutura genérica de microfita	38
Figura 19 – Linha de transmissão Microfita.....	39
Figura 20 – Indutores em microfita: (a) linha de alta impedância; (b) linha de meandro; (c) espiral circular; (d) espiral retangular; (e) Representação do circuito ideal.....	43
Figura 21 – Capacitores em microfita: (a) capacitor interdigital; (b) capacitor MIM; (c) Representação do circuito ideal	44
Figura 22 - Elemento de linha curta de alta impedância	45
Figura 23 - Elemento de linha curta de baixa impedância.....	46
Figura 24 – Filtro desenvolvido no software Sonnet Lite	48
Figura 25 – Receiver Rohde & Schwarz	48
Figura 26 – Conector do Tipo N	49
Figura 27 – Conector tipo SMA	49
Figura 28 – Conexão dos cabos para medir o parâmetro S12.....	50
Figura 29 – Resultado do Parâmetro S21 dos cabos.....	50
Figura 30 – Normalização dos Cabos	50
Figura 31 – Fotografia do filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem com constante dielétrica de 4,1	54
Figura 32 - Fotografia do filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem com constante dielétrica de 4,4	55
Figura 33 - Fotografia do filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem com constante dielétrica de 4,7	55
Figura 34 – Resultados da simulação no Sonnet para os filtros passa-baixa de 3ª ordem Chebyshev: (A) Projeto com a constante dielétrico de 4,1; (B) Projeto com a constante dielétrica de 4,4; (C) Projeto com a constante dielétrica de 4,7	56
Figura 35 – Resultados prático para os filtros passa-baixa de 3ª ordem Chebyshev: (A) Projeto para a constante dielétrico de 4,1; (B) Projeto para a constante dielétrica de 4,4; (C) Projeto para a constante dielétrica de 4,7	57

Figura 36 - Comparação entre o resultado prático e simulado para diferentes constantes dielétricas, para a aproximação Chebyshev 3ª ordem	58
Figura 37 - Comparação entre o resultado prático e simulado para projetos com constantes dielétricas diferentes, considerando a constante dielétrica para a simulação de 4,1 para a aproximação Chebyshev 3ª ordem	58
Figura 38 - Fotografia do filtro passa-baixa Butterworth 3ª ordem com constante dielétrico de 4,1	60
Figura 39 - Fotografia do filtro passa-baixa Cauer 3ª ordem com constante dielétrico de 4,1	61
Figura 40 - Fotografia do filtro passa-baixa Butterworth 5ª ordem com constante dielétrico de 4,1	61
Figura 41 - Fotografia do filtro passa-baixa Cauer 5ª ordem com constante dielétrico de 4,1	62
Figura 42 - Fotografia do filtro passa-baixa Chebyshev 5ª ordem com constante dielétrico de 4,1	62
Figura 43 - Fotografia do filtro passa-baixa Butterworth 7ª ordem com constante dielétrico de 4,1	63
Figura 44 - Fotografia do filtro passa-baixa Cauer 7ª ordem com constante dielétrico de 4,1	63
Figura 45 - Fotografia do filtro passa-baixa Chebyshev 7ª ordem com constante dielétrico de 4,1	64
Figura 46- Resultados das simulações no Sonnet para os filtros passa-baixa de 3ª ordem:(A) Butterworth; (B)Cauer; (C) Chebyshev.....	65
Figura 47 - Comparações entre os resultados simulados entre diferentes aproximações de 3ª ordem.....	66
Figura 48 - Resultados das simulações no Sonnet para os filtros passa-baixa de 5ª ordem :(A) Butterworth; (B)Cauer; (C) Chebyshev.....	66
Figura 49 - Comparações entre os resultados simulados entre diferentes aproximações de 5ª ordem.....	67
Figura 50 - Resultados das simulações no Sonnet para os filtros passa-baixa de 7ª ordem: (A) Butterworth; (B)Cauer; (C) Chebyshev.....	67
Figura 51 - Comparações entre os resultados simulados entre diferentes aproximações de 7ª ordem.....	68
Figura 52 – Resultados práticos dos filtros passa-baixa de 3ª ordem :(A) Butterworth; (B)Cauer; (C) Chebyshev	69
Figura 53 - Comparações entre os resultados práticos entre diferentes aproximações de 3ª ordem.....	69
Figura 54 – Resultados práticos dos filtros passa-baixa de 5ª ordem :(A) Butterworth; (B)Cauer; (C) Chebyshev	70
Figura 55 - Comparações entre os resultados práticos entre diferentes aproximações para 5ª ordem.....	70
Figura 56 - Resultados práticos dos filtros passa-baixa de 7ª ordem :(A) Butterworth; (B)Cauer; (C) Chebyshev	71
Figura 57 – Comparações entre os resultados práticos entre diferentes aproximações para 7ª ordem.....	71
Figura 58 – Comparação entre a prática e a simulação, para o filtro Butterworth 3ª ordem	72
Figura 59 – Comparação entre a prática e a simulação, para o filtro Cauer 3ª ordem	73
Figura 60 - Comparação entre a prática e a simulação, para o filtro Chebyshev 3ª ordem	73

Figura 61 – Comparação entre a prática e a simulação, para o filtro Butterworth 5ª ordem	73
Figura 62 - Comparação entre a prática e a simulação, para o filtro Cauer 5ª ordem	74
Figura 63 - Comparação entre a prática e a simulação, para o filtro Chebyshev 5ª ordem	74
Figura 64 – Comparação entre a prática e a simulação, para o filtro Butterworth 7ª ordem	74
Figura 65 - Comparação entre a prática e a simulação, para o filtro Cauer 7ª ordem	75
Figura 66 - Comparação entre a prática e a simulação, para o filtro Chebyshev 7ª ordem	75
Figura 67 – Filtro Butterworth 3ª ordem com diferentes tamanhos de plano de referência: (A) Plano de referência com largura de 22mm; (B) Plano de referência com largura de 40mm; (C) Plano de referência com largura de 60mm.....	76
Figura 68 - Filtro Cauer 3ª ordem com diferentes tamanhos de plano de referência: (A) Plano de referência com largura de 10mm; (B) Plano de referência com largura de 18mm; (C) Plano de referência com largura de 28mm.....	77
Figura 69 - Filtro Chebyshev 3ª ordem com diferentes tamanhos de plano de referência: (A) Plano de referência com largura de 22mm; (B) Plano de referência com largura de 40mm; (C) Plano de referência com largura de 60mm.....	77
Figura 70 - Filtro Butterworth 3ª ordem com diferentes tamanhos de plano de referência	78
Figura 71 - Filtro Cauer 3ª ordem com diferentes tamanhos de plano de referência	78
Figura 72 - Filtro Chebyshev 3ª ordem com diferentes tamanhos de plano de referência	79
Figura 73 - Filtro Cauer 3ª ordem com plano de referência 3 e 4,3 vezes maior que a largura máxima do filtro	79
Figura 74 – Projeto do filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem para a frequência de corte de 300 MHz	81
Figura 75 – Resposta em frequência do filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem para a frequência de corte de 300 MHz	81
Figura 76 - Projeto do filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem para a frequência de corte de 3 GHz	82
Figura 77 - Resposta em frequência do filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem para a frequência de corte de 3 GHz.....	83

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Valores dos elemento para um filtro passa-baixa Butterworth	34
Tabela 2 - Valores dos elemento para um filtro passa-baixa Chebyshev	35
Tabela 3 - Valores dos elementos capacitivos e indutivos para um filtro passa-baixa Cauer	36
Tabela 4 – Tabela de substratos para alta frequência	40
Tabela 5 - Parâmetros de projeto de microfita para um filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem com constante dielétrica de 4,1	53
Tabela 6 – Comprimento dos elementos de um filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem com constante dielétrica de 4,1	53
Tabela 7 Parâmetros de projeto de microfita para um filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem com constante dielétrica de 4,4.....	54
Tabela 8 - Comprimento dos elementos de um filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem com constante dielétrica de 4,4.....	54
Tabela 9 - Parâmetros de projeto de microfita para um filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem com constante dielétrica de 4,7	55
Tabela 10 - Comprimento dos elementos de um filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem com constante dielétrica de 4,7	55
Tabela 11 - Comprimento dos elementos de um filtro passa-baixa Butterworth 3ª ordem com constante dielétrico de 4,1	60
Tabela 12 - Comprimento dos elementos de um filtro passa-baixa Cauer 3ª ordem com constante dielétrico de 4,1	61
Tabela 13 - Comprimento dos elementos de um filtro passa-baixa Butterworth 5ª ordem com constante dielétrico de 4,1	61
Tabela 14 - Comprimento dos elementos de um filtro passa-baixa Cauer 5ª ordem com constante dielétrico de 4,1	62
Tabela 15 - Comprimento dos elementos de um filtro passa-baixa Chebyshev 5ª ordem com constante dielétrico de 4,1	62
Tabela 16 - Comprimento dos elementos de um filtro passa-baixa Butterworth 7ª ordem com constante dielétrico de 4,1	63
Tabela 17 - Comprimento dos elementos de um filtro passa-baixa Cauer 7ª ordem com constante dielétrico de 4,1	63
Tabela 18 - Comprimento dos elementos de um filtro passa-baixa Chebyshev 7ª ordem com constante dielétrico de 4,1	64
Tabela 19 – Atenuação mínima esperada na banda de rejeição	64
Tabela 20 - Parâmetros de projeto de microfita para um filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem para a frequência de corte de 300 MHz	80
Tabela 21 – Comprimento dos elementos de um filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem para a frequência de corte de 300 MHz	81
Tabela 22 - Parâmetros de projeto de microfita para um filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem para a frequência de corte de 3 GHz	82
Tabela 23 – Comprimento dos elementos de um filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem para a frequência de corte de 3 GHz	82

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	14
1.1 <i>Justificativa</i>	14
1.2 <i>Definições do problema</i>	15
1.3 <i>Objetivo geral</i>	15
1.4 <i>Objetivos específicos</i>	15
2 DEFINIÇÕES E CONCEITOS	16
2.1 <i>Microonda</i>	16
2.2 <i>Linha de transmissão</i>	17
2.2.1 <i>Impedância Característica</i>	17
2.2.2 <i>Casamento de impedância</i>	20
2.2.3 <i>Onda estacionária</i>	21
2.2.4 <i>Cabo coaxial</i>	22
2.3 <i>Parâmetros S</i>	25
2.4 <i>Teoria de filtros</i>	28
2.4.1 <i>Função de transferência de filtros</i>	28
2.4.2 <i>Polos e zeros</i>	29
2.4.3 <i>Resposta do Filtro Butterworth</i>	29
2.4.4 <i>Resposta do Filtro Chebyshev</i>	30
2.4.5 <i>Resposta do Filtro Elíptico</i>	32
2.4.6 <i>Protótipo filtro passa-baixa</i>	32
2.5 <i>Microfita</i>	38
2.5.1 <i>Modelo Quasi-tem para Microfita</i>	38
2.5.2 <i>Dielétrico e características de impedância</i>	39
2.5.3 <i>Comprimento de Onda Guiado</i>	42
2.5.4 <i>Componentes Microfita</i>	42
3 METODOLOGIA	47
4 ANÁLISE E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS	52
4.1 <i>Análise do dielétrico</i>	52
4.2 <i>Comparação entre diferentes tipos de aproximações para filtro de 3^a, 5^a e 7^a ordem</i>	59
4.3 <i>Diferentes tamanhos de plano de referência</i>	76
4.4 <i>Tamanho do filtro em relação a frequência de corte</i>	80
5 CONCLUSÃO	84
6 REFERÊNCIAS	86

1 INTRODUÇÃO

Atualmente os filtros desempenham um importante papel no ramo de desenvolvimento de tecnologias na remoção de ruídos indesejáveis, principalmente em sistemas de comunicação que utilizam sinais de alta frequência.

Com o avanço de novos materiais e novas tecnologias, temos cada vez mais dispositivos que trabalham com diversas frequências, gerando assim uma multiplicidade de componentes harmônicos. Por consequência estes harmônicos podem gerar ruídos indesejáveis que podem causar falhas nas leituras de dados, ou até mesmo interferência eletromagnética (EMI) no próprio equipamento, ou em equipamentos próximos (WINDER, 2002).

Sabendo que cada vez mais se busca a miniaturização dos dispositivos, vem como desafio um circuito eletrônico com menor preço, menor volume, e melhor desempenho, ou seja, com uma resposta do equipamento mais rápida, o que, muitas vezes, está associada a uma frequência de trabalho alta (HONG e LANCASTER, 2001).

Visto os desafios para um dispositivo, a estrutura de microfita se mostra vantajosa, por sua eficiência, baixo valor e facilidade de fabricação (POZAR, 2012).

Este trabalho tem como foco o estudo de filtros passa-baixas em uma estrutura microfita para altas frequências, onde será visto o estudo teórico sobre linha de transmissão em cabos coaxiais, bem como o estudo de aproximações do tipo Butterworth, Cauer e Chebyshev.

1.1 Justificativa

Com o avanço dos materiais e de fabricação de microeletrônicos, o desempenho dos aparelhos em relação a velocidade dos dados transmitidos vem aumentando, devido a capacidade tecnológica destes materiais de trabalhar com frequências altas. Com isso, a frequência que atualmente se vem trabalhando é cada vez maior, principalmente em sistemas de comunicação, para assim se garantir uma comunicação rápida e de qualidade.

Como um dispositivo pode trabalhar com várias frequências, um dos problemas possíveis é o surgimento de harmônicas indesejadas que podem provocar o mau funcionamento da aplicação desejada, ou até mesmo agentes externos, como outros dispositivos podem causar essa interferência.

Uma das soluções para o problema de harmônicos indesejados é o desenvolvimento de filtros. A implementação destes filtros encontra como desafio o preço, atenuação na banda desejada, e volume ocupado (HONG e LANCASTER, 2001). Uma forma de reduzir os problemas na confecção de filtros é a implementação do mesmo em placas de circuito impresso (PCI). Assim, este trabalho apresenta um estudo para a implementação de filtros em PCI passa-baixa.

1.2 Definições do problema

A partir dos requisitos de facilidade de fabricação, menor valor e bom desempenho de atenuação na banda de rejeição para um filtro passa-baixa de frequências microondas, visa-se responder a seguinte pergunta: É possível realizar e analisar filtros passa-baixa em placas de circuito impresso obedecendo as condições esperadas para o seu correto funcionamento?

1.3 Objetivo geral

Analisar filtros passa-baixa para microondas baseado numa estrutura de microfita.

1.4 Objetivos específicos

- Realizar o estudo teórico da topologia microfita para um filtro passa-baixa;
- Projetar filtros passa-baixa numa estrutura de microfita;
- Analisar os projetos estudados em simulação;
- Implementar e analisar os projetos de filtros em placa de circuito impresso;
- Comparar os resultados práticos com os obtidos por simulação;
- Observar via software alterações ocorridas advindas de mudanças parâmetros do filtro.

2 DEFINIÇÕES E CONCEITOS

2.1 Microonda

Ao contrário que sugere o prefixo micro na palavra microondas, microondas não vem de um da faixa de tamanho micrometro, o prefixo serve apenas para indicar que são ondas de comprimento curto, mais curtas que as ondas de rádio (VHF). O termo microondas pode ser utilizado para descrever ondas eletromagnéticas de frequências de 300 MHz até 300 GHz, onde são ondas que se encontram na região de televisão e na região de infravermelho no espectro de ondas eletromagnéticas (MAI, 2006).

Segundo Paul (2006), o comprimento de onda de um sinal está associado ao meio em que se é propagado e da frequência deste sinal, seguindo a equação 1:

$$\lambda = \frac{V}{f} \quad (1)$$

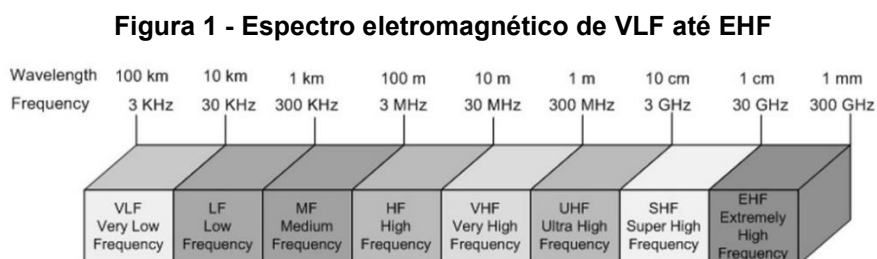
Onde:

V - Velocidade de propagação no meio

λ - Comprimento de onda

f - Frequência do sinal

Considerando que a velocidade de propagação em espaço aberto (ar) é aproximadamente 3×10^8 m/s, temos que para as frequências de microondas comprimento de ondas estão entre 1 m até 1 mm. A figura 1 mostra a relação da frequência com o comprimento de onda e também a nomenclatura utilizada para cada faixa (HONG e LANCASTER, 2001).



Fonte: BEHAGI e TURNER (2011)

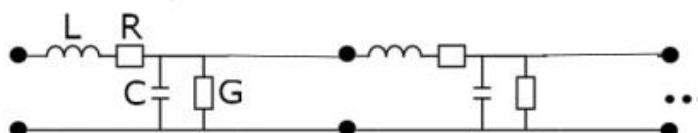
2.2 Linha de transmissão

Uma linha de transmissão pode ser compreendida como dois condutores que transportam energia na forma de uma onda eletromagnética (GOMES, 2011). Onde podem ser visualizadas como um par de condutores paralelos, separados por um dielétrico, trabalhando como caminhos de partida e de retorno (BOLTON, 1994).

Em uma linha de transmissão há quatro coeficientes que a constituem, e estes são dependentes das dimensões dos condutores e da natureza do dielétrico. Estes coeficientes são, a resistência que é a soma da resistência nos dois condutores, a indutância, que é resultante do fluxo magnético produzido por uma corrente em um condutor, devido à interação desse fluxo com a corrente nos outros condutores e também com a corrente dentro dele próprio, a capacitância devido ao campo elétrico produzido entre os condutores e por último a condutância que representa a imperfeição do isolamento entre os condutores, a qual permite que alguma corrente flua de um para outro (BOLTON, 1994).

Se uma linha for subdividida por segmentos, então cada seção terá resistência e indutância em série e capacitância e condutância em paralelo. A figura 2 mostra o modelo real de uma linha de transmissão onde R representa a resistência, L a indutância, C a capacitância e G a condutância (BOLTON, 1994).

Figura 2 - Representação de linha de transmissão por seções T em cascata

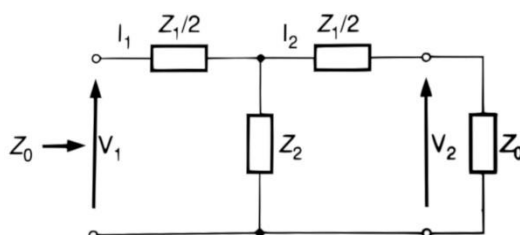


Fonte: Elaboração própria (2019)

2.2.1 Impedância Característica

Considerando que seção T simples (figura 3) tem uma impedância característica Z_0 , chegamos à equação 5 via teoria de circuitos elétricos, que mostra impedância Z_0 vista dos terminais de entrada (BOLTON, 1994).

Figura 3 – Seção T simples



Fonte: Bolton (1994)

$$Z_o = \frac{Z_1}{2} + \frac{\frac{Z_1 \cdot Z_2}{2} + Z_o \cdot Z_2}{\frac{Z_1}{2} + Z_2 + Z_o} \quad (2)$$

$$Z_o = \frac{\frac{Z_1^2}{4} + \frac{Z_1 \cdot Z_2}{2} + \frac{Z_1 \cdot Z_o}{2} + \frac{Z_1 \cdot Z_2}{2} + Z_o \cdot Z_2}{\frac{Z_1}{2} + Z_2 + Z_o} \quad (3)$$

$$\frac{Z_1 \cdot Z_o}{2} + Z_o \cdot Z_2 + Z_o^2 = \frac{Z_1^2}{4} + \frac{Z_1 \cdot Z_2}{2} + \frac{Z_1 \cdot Z_o}{2} + \frac{Z_1 \cdot Z_2}{2} + Z_o \cdot Z_2 \quad (4)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{1}{4} Z_1^2 + Z_1 \cdot Z_2} \quad (5)$$

Onde:

Z_o – Impedância característica da linha

Z_1 – Impedância em série da indutância e resistência

Z_2 – Impedância em paralelo da capacitância e condutância

Considerando que a indutância por unidade de comprimento é L , então a indutância de um elemento de comprimento l que pode ser considerado como sendo a de uma seção T é $L \cdot l$. Se a resistência por unidade de comprimento é R , então a resistência de um elemento de comprimento l que pode ser considerado como sendo a de uma seção T é $R \cdot l$. Da mesma forma ocorre para a capacitância C , que para uma seção T é $C \cdot l$ e, para a condutância G , para uma seção T é $G \cdot l$. Sendo assim a equação 8 representa impedância característica de uma linha de transmissão (BOLTON, 1994).

$$Z1 = R.l + jwL.l \quad (6)$$

$$Z2 = \frac{1}{G.l + jwC.l} \quad (7)$$

$$Z0 = \sqrt{\frac{(R.l + jwL.l)^2}{4} + \frac{R + jwL}{G + jwC}} \quad (8)$$

Considerando que l^2 é muito pequeno (GOMES, 2011), temos que a expressão se aproxima a:

$$Z0 = \sqrt{\frac{R + jwL}{G + jwC}} \quad (9)$$

Onde:

$Z0$ – Impedância característica, Ω

R - Resistência, Ω/m

L - Indutância, H/m

G - Condutância, S/m

C - Capacitância, F/m

w - Frequência angular

Com o aumento da frequência a resistência e a condutância se tornam coeficientes muito pequenos (GOMES, 2011). Então podemos considerar que para altas frequências a impedância característica é aproximadamente:

$$Z0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (10)$$

Onde:

$Z0$ – Impedância característica, Ω

L - Indutância, H/m

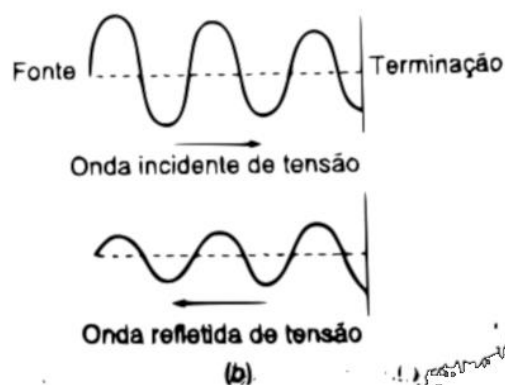
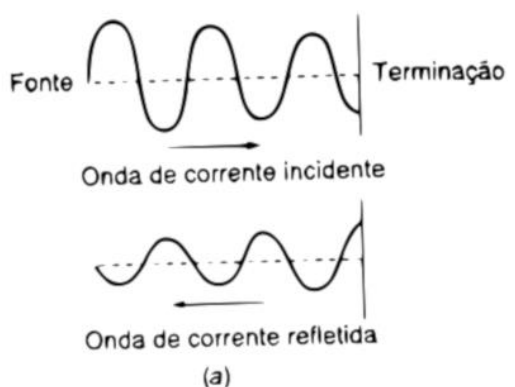
C - Capacitância, F/m

2.2.2 Casamento de impedância

Se uma linha de transmissão tem uma carga com impedância igual à Z_0 , podemos afirmar que a linha está casada, pois a potência incidente sobre a carga será absorvida, não havendo retorno de energia para o gerador. Quando ocorre casamento de impedância todos os pontos da linha têm tensão e corrente com amplitude e fases constantes (GOMES, 2011).

Quando a carga está com impedância diferente de Z_0 , a linha está “descasada”, ou seja, ocorre a existência de uma onda refletida, além da onda incidente na carga. Esta onda refletida é causada pela incapacidade de a carga absorver toda a energia incidente, e provoca assim pontos na linha onde as tensões incidentes e refletida são somadas, como se pode ver na figura 4 (GOMES, 2011).

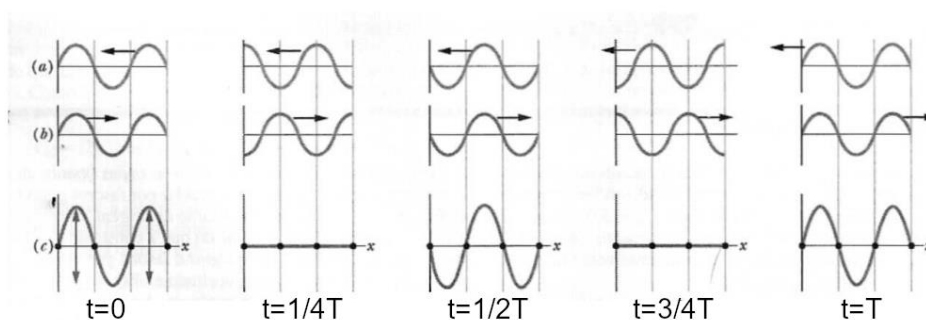
Figura 4 – Terminação aberta: (a) Reflexão de uma onda de corrente e (b) reflexão de uma onda de tensão



2.2.3 Onda estacionária

Uma onda estacionária acontece quando duas ondas senoidais possuem a mesma amplitude e comprimento de onda se propagam em sentidos opostos, gerando assim uma interferência mútua resultando em uma onda. A figura 5 mostra graficamente duas ondas componentes (5-a e 5-b), uma se propagando para esquerda 5-a, enquanto a outra para a direita 5-b. A figura 5-c mostra a resultante das ondas componentes (HALLIDAY, 2006).

Figura 5 – (a) Onda se propagando para a esquerda, em instante t (b) Onda idêntica a (a), mas se propagando para a direita, nos mesmos instantes t. (c) Instantes em que ocorreram a superposição das duas ondas (onda estacionária), onde T é o período da oscilação.



Fonte: Halliday (2006)

A relação da máxima tensão para a mínima tensão da onda estacionária (figura 6) é expressa pela Taxa de Onda Estacionária (TOE), ou do inglês “Standing Wave Ratio” (SWR) (BOLTON, 1994):

Figura 6 – Relação de máxima e mínima de tensão da onda estacionária



Keysight Technologies (2017)

$$SWR = \frac{E_{max}}{E_{min}} \quad (11)$$

Onde:

SWR - Taxa de onda estacionária

E_{max} – Tensão máxima

E_{min} – Tensão mínima

Esta expressão indica o descasamento de uma linha de transmissão que pode ser definida também como a relação entre as impedâncias (GOMES, 2011):

$$SWR = \frac{Z_l}{Z_0} \quad (12)$$

Onde:

SWR - Taxa de onda estacionária

Z_0 - Impedância característica, Ω

Z_l - Impedância da carga, Ω

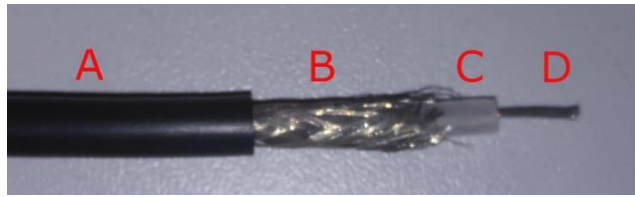
A relação de onda estacionária é uma grandeza adimensional. O valor que expressa uma condição ideal de uma linha transmissão casada é unitário, ou seja, $SWR = 1$ (GOMES, 2011).

2.2.4 Cabo coaxial

Um exemplo de linhas de transmissão são as linhas coaxiais, ou linhas de transmissão não balanceadas, pois são cabos onde um condutor funciona de blindagem do outro, em que os dois condutores não possuem as mesmas características. A sua blindagem reduz a irradiação de sinal e a captação de interferências externas (GOMES, 2011).

O cabo coaxial é composto por dois condutores cilíndricos separados por um material dielétrico. O condutor externo que tem formato cilíndrico, transmite a corrente elétrica de retorno, é geralmente feito de malha de fios. O material dielétrico é usualmente polietileno ou teflon. A figura 7 mostra como é composto um cabo coaxial (KSM, 2016).

Figura 7 – Estrutura do cabo coaxial. A- Cobertura plástica externa; B- Blindagem de cobre; C- Dielétrico; D- Núcleo de cobre



Fonte: Elaboração própria (2019)

Observando a equação 8 percebemos que para calcular a impedância característica é necessário saber os valores da capacitância, indutância, resistência e condutância para um cabo coaxial. As equações abaixo mostram como calcular os parâmetros para se obter a impedância característica (BASTOS, 2012).

$$C = \frac{2\pi\epsilon_r\epsilon_0}{\ln\frac{b}{a}} \quad (13)$$

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln\frac{b}{a} \quad (14)$$

$$R = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\pi \sigma c}} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \quad (15)$$

$$G = \frac{2\pi\sigma d}{\ln\frac{b}{a}} \quad (16)$$

Onde:

C - Capacitância, F/m

L - Indutância, H/m

R - Resistência, Ω /m

G - Condutância, S/m

b – Raio do interno do condutor externo, m

a – Raio do externo condutor interno, m

ϵ_0 – Permissividade do vácuo, F/m

ϵ_r – Permissividade relativa do dielétrico

μ – Permeabilidade magnética do meio, Wb/m.a

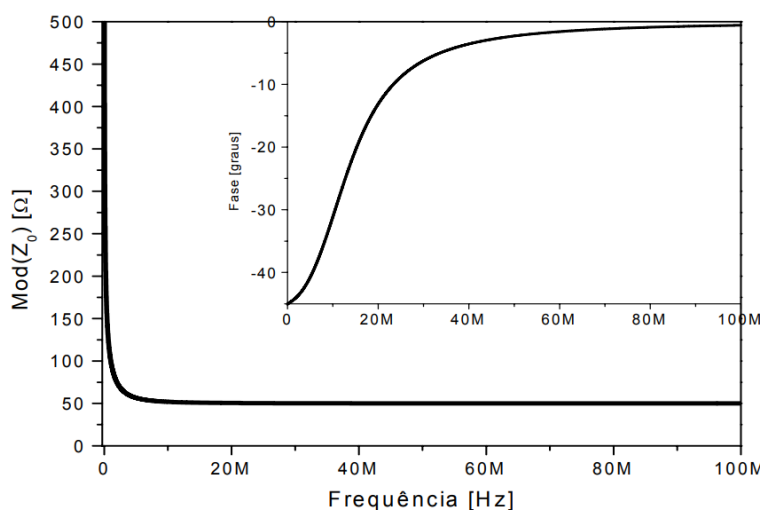
σ_c – Condutividade do condutor, S/m

f – Frequência, Hz

σ_d – Condutividade do dielétrico, S/m

A figura 8 mostra dois gráficos genéricos para cabos cujo o padrão é de 50 Ω , sendo um o módulo da impedância Z_0 em relação a frequência e o outro a fase em função da frequência. Nota-se que para frequências acima de 10 MHz o módulo da impedância se mantém constante em 50 Ω , já para fase apenas frequências acima de 50 MHz atingem valores próximos a zero grau. Para estas condições a impedância do cabo é quase puramente resistiva, apesar dos principais elementos serem sua indutância e capacitância como observado na equação 10, pois existe um efeito de cancelamento mútuo da parte imaginária (BONFIM, 2019).

Figura 8 – Impedância característica de um cabo de 50 Ω



Fonte: Bonfin (2019)

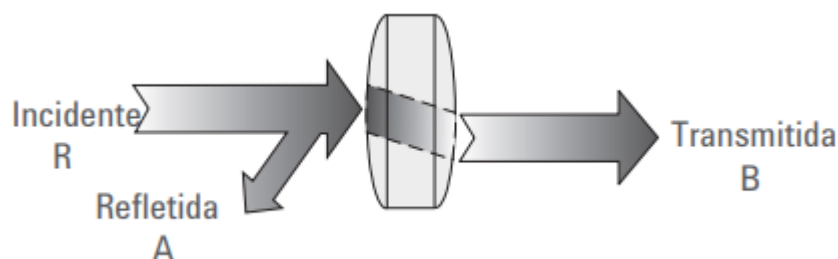
Considerando que a impedância de uma fonte é 50 Ω , e sabendo que a impedância dos cabos é próxima a 50 Ω , isso dará origem a reflexão do sinal, ou seja, uma pequena quantidade de energia será perdida devido a essa reflexão. O real problema é o atraso de propagação do cabo. Esse atraso dará origem a ondas estacionárias, que irão adicionar ou subtrair seletivamente da onda de potência primária à medida que a frequência varia. O resultado desse efeito é a ondulação da resposta em frequência. Isto é, a magnitude da ondulação dependerá da incompatibilidade de impedâncias utilizadas (STUETZLE, 2019).

2.3 Parâmetros S

Considerando um circuito com elementos lineares, ele pode então ser representado por equações lineares relacionando suas grandezas independentes, como tensão e corrente. Esse fato nos permite colocar um circuito em uma espécie de caixa preta, onde a partir de nós definidos por tensões e correntes reduz-se a duas equações lineares relacionando essas tensões e correntes. Os parâmetros S estão relacionados a ondas de potência, onde referem-se a matriz de dispersão de uma rede microondas (MICROWAVES101, 2019).

A matriz de dispersão é uma composição matemática que quantifica a energia de alta frequência que se propaga através de uma rede multiporta. Para um sinal incidente em uma porta em alta frequência, parte deste sinal é refletido de volta para a porta incidente e então transmitida (figura 9) para algumas ou todas as outras portas, podendo amplificá-las ou atenuá-las (MICROWAVES101, 2019).

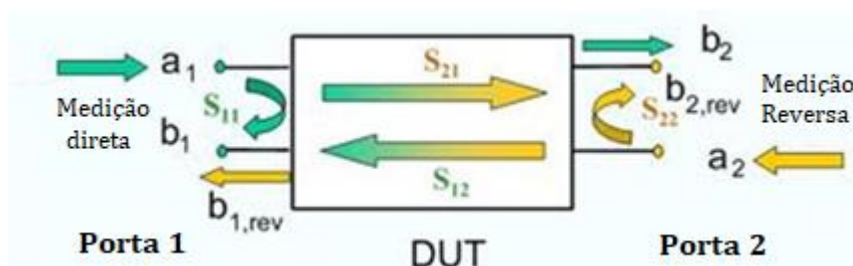
Figura 9 – Propagação da onda



Fonte: Keysight Technologies (2017)

Uma matriz S contendo N portas contém N^2 coeficientes, cada um representando um possível caminho de entrada e saída como a imagem 10 mostra (MICROWAVES101, 2019).

Figura 10 – Parâmetros S



Fonte: STUETZLE (2019)

Os parâmetros S apresentam partes reais e imaginárias ou partes de magnitude e fase porque tanto a magnitude e fase do sinal incidente são alterados pela rede. Os parâmetros S variam em função da frequência, devido a isso estes parâmetros são definidos para uma determinada frequência e impedância (MICROWAVES101, 2019).

Os parâmetros S são apresentados em formato de matriz, onde o número de colunas e linhas são iguais ao de portas. Para os parâmetros S_{ij} , o subconjunto J representa a porta de entrada do sinal, ou seja, a porta que está sendo excitada e o i a porta de saída. Assim S_{11} refere-se a razão entre a amplitude de sinal que reflete da porta para a incidente da mesma porta 1, como S_{21} significa a resposta na porta 2 devido ao um sinal injetado na porta 1. Na figura 11 são apresentadas as matrizes S para uma, duas e três portas (MICROWAVES101, 2019):

Figura 11 – Parâmetros S para uma, duas e três portas

$$\begin{aligned}
 & (S_{11}) \quad (1 - \text{porta}) \\
 & \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \quad (2 - \text{portas}) \\
 & \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{pmatrix} \quad (3 - \text{portas}) \\
 & \text{Etc.}
 \end{aligned}$$

Fonte: MICROWAVES101 (2019)

Examinando um sistema de duas portas, no qual será abordado posteriormente em projetos de filtros. O sinal de uma das portas pode ser considerado como a superposição de duas ondas viajantes em direções contrárias. Para melhor entendimento, cada porta é mostrada como dois nós, como podemos ver na figura 10. A variável a_i representa a onda incidente para a porta i e a variável b_j representa a onda refletida na porta j (MICROWAVES101, 2019).

Assumindo que cada porta é terminada com uma impedância de referência Z_0 , podemos definir os quatro parâmetros S de duas portas como (MICROWAVES101, 2019):

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad (17)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad (18)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad (19)$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad (20)$$

As equações acima para S_{21} e S_{11} são derivadas da análise de rede, definindo o valor do sinal incidente a_2 como zero. Da mesma forma ocorre com S_{12} e S_{22} que são definidas considerando $a_1 = 0$ (MICROWAVES101, 2019).

As equações 21 e 22 apresentam as variáveis de onda incidente e refletida, onde V_i e I_i são a tensão e a corrente fluindo para a porta i de uma junção e Z_i é a impedância olhando pela porta i (KUROKAWA, 1985).

$$a_i = \frac{V_i + Z_i \cdot I_i}{2\sqrt{|ReZ_i|}} \quad (21)$$

$$b_i = \frac{V_i - Z_i^* \cdot I_i}{2\sqrt{|ReZ_i|}} \quad (22)$$

A partir das relações acima podemos mostrar que a potência na porta i será (CASPER, 2012):

$$P_i = \frac{1}{2} Re\{U_i \cdot I_i^*\} \quad (23)$$

$$P_i = \frac{1}{2} (a_i \cdot a_i^* - b_i \cdot b_i^*) \quad (24)$$

Onde o asterisco indica uma operação conjugada. Pode-se reconhecer que $\frac{a_i \cdot a_i^*}{2}$ é a potência da onda incidente e $\frac{b_i \cdot b_i^*}{2}$ é a potência da onda refletida na porta i (HONG e LANCASTER, 2001).

2.4 Teoria de filtros

Um filtro é um circuito elétrico projetado para passar sinais com uma desejada frequência e atenuar (rejeitar) outras (SADIKU, 2014). Os filtros analógicos estão presentes em todos os sistemas eletrônicos tais como: rádios, televisões, sistemas estéreos, equipamentos de teste, como analisadores de espectro e geradores de sinal, e computadores para redução de emissões de EMI (interferência eletromagnética) em seu cabo de energia (WINDER, 2002).

2.4.1 Função de transferência de filtros

Filtros analógicos podem ser considerados como uma "caixa preta". Sinais entram de um lado da "caixa preta" e saem do outro lado. A amplitude do sinal de saída depende do desenho do filtro e da frequência do sinal aplicado na entrada (WINDER, 2002). A função de transferência de um filtro de duas portas pode ser encontrada matematicamente através da resposta da rede S_{21} . A função transferência para um filtro passivo, com amplitude quadrática e sem perdas pode ser definido como (HONG e LANCASTER, 2001):

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 \cdot Fn(\omega)^2} \quad (25)$$

Onde:

ε - Ripple constante

Fn - Função de filtragem ou característica

ω - Variável de frequência

Para sistemas invariantes no tempo, a função transferência pode ser definida como uma função racional (HONG e LANCASTER, 2001):

$$S_{21}(p) = \frac{N(p)}{D(p)} \quad (26)$$

Onde $N(p)$ e $D(p)$ são polinômios com uma variável de frequência complexa $p = \sigma + j\omega$. Para um sistema passivo e sem perdas, a frequência de Neper σ (fator de amortecimento) é igual a zero e $p = j\omega$ (HONG e LANCASTER, 2001).

Para uma dada função de transferência (equação 25), a resposta de perda de inserção¹ do filtro, pode ser considerada como (HONG e LANCASTER, 2001):

$$Lar(\omega) = 10 \log \frac{1}{|S_{21}(j\omega)|^2} dB \quad (27)$$

2.4.2 Polos e zeros

O plano p que também pode ser referido como plano (σ, ω) , é o local onde uma função de transferência racional é definida. O eixo horizontal desse plano é chamado de eixo real ou σ , e o eixo vertical é chamado de eixo imaginário ou $j\omega$ (HONG e LANCASTER, 2001).

Por definição os zeros de $S_{21}(p)$ são as raízes do numerador $N(p)$, e os polos de $S_{21}(p)$ são as raízes do denominador $D(p)$. Estes polos serão as frequências naturais do filtro cuja resposta é descrita por $S_{21}(p)$ (HONG e LANCASTER, 2001).

Para que um filtro tenha uma resposta estável, os polos devem estar à esquerda do eixo imaginário (semi-plano esquerdo). Caso não fosse, as oscilações seriam de magnitude exponencialmente crescente em relação ao tempo, onde em uma rede passiva é uma condição impossível (OGATA, 1997).

Considerando o critério de Routh $D(p)$, seus polos tem que estar no interior do semi-plano esquerdo, enquanto que os zeros podem ocorrer em qualquer parte do plano complexo inteiro. Os zeros de $N(p)$ podem ser chamados de zeros de transmissão de frequência finita do filtro (HONG e LANCASTER, 2001).

2.4.3 Resposta do Filtro Butterworth

Para filtros Butterworth, a função de transferência de amplitude-quadrado na frequência de corte $\omega_c = 1$ têm uma perda de inserção $Lar = 3,01 dB$, é dada por (HONG e LANCASTER, 2001):

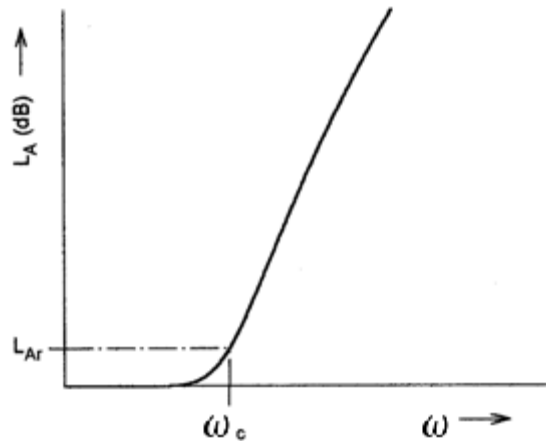
$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \omega^{2n}} \quad (28)$$

Onde n é a ordem ou o grau do filtro, aonde corresponde ao número de elementos reativos. A resposta de um filtro Butterworth como podemos observar na figura 12, tem uma melhor resposta na banda passante próximo a $\omega = 0$, mas ao

¹ Perda de inserção – É considerado a perda de potência de sinal quando inserido um dispositivo em uma linha de transmissão (ou entre um gerador e uma carga) (TRINTINALIA, 2013).

decorrer do eixo ω vai se deteriorando conforme se aproxima da frequência de corte ω_c (HONG e LANCASTER, 2001).

Figura 12- Resposta passa-baixa Butterworth



Fonte: Hong e Lancaster (2001)

A equação 29 mostra como se determina a ordem (n) de um filtro passa-baixa Butterworth para atender a mínima atenuação na banda de rejeição (L_{as}), considerando a frequência de atenuação (ω_s) desejada maior que 1, para um filtro normalizado com a frequência de corte em $\omega_c = 1$ (HONG e LANCASTER, 2001).

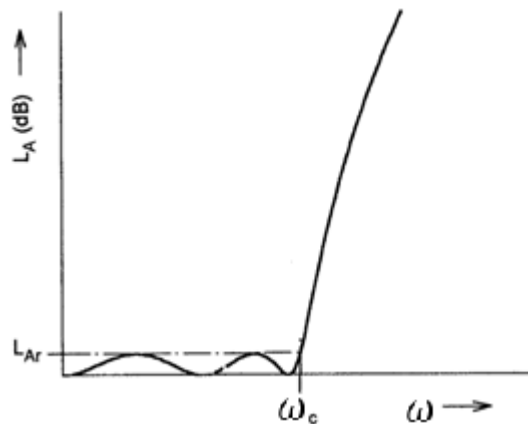
$$n \geq \frac{\log(10^{0,1.L_{as}} - 1)}{2 \cdot \log(\omega_s)} \quad (29)$$

2.4.4 Resposta do Filtro Chebyshev

A Figura 13 mostra a resposta de filtro Chebyshev que exhibe a ondulação na banda passante. A função de transferência de amplitude quadrada que descreve este tipo de resposta é (HONG e LANCASTER, 2001):

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 t n^2} \quad (30)$$

Figura 13 - Resposta passa-baixa Chebyshev



Fonte: Hong e Lancaster (2001)

Onde a constante de ondulação ε está relacionada a uma ondulação de banda passante L_{Ar} em dB por (HONG e LANCASTER, 2001):

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \quad (31)$$

A função Chebyshev $T_n(\omega)$ do tipo 1 de ordem n , é definida como (HONG e LANCASTER, 2001):

$$T_n(\omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} \omega) & |\omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} \omega) & |\omega| \geq 1 \end{cases} \quad (32)$$

A equação 33 mostra como se determina a ordem (n) de um filtro passa-baixa Chebyshev para atender a mínima atenuação na banda de rejeição (L_{As}), considerando a frequência de atenuação (ω_s) desejada seja maior que 1, para um filtro normalizado com a frequência de corte em $\omega_c = 1$ (HONG e LANCASTER, 2001).

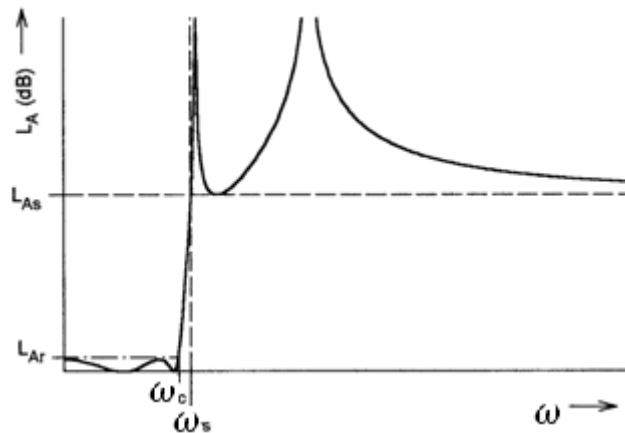
$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0,1 L_{As}} - 1}{10^{0,1 L_{Ar}} - 1}}}{\cosh^{-1}(\omega_s)} \quad (33)$$

2.4.5 Resposta do Filtro Elíptico

A imagem 14 mostra a resposta de um filtro elíptico (também chamado de Cauer) em que podemos observar que há ondulação tanto na banda passante quanto na banda de rejeição. A resposta da função de transferência para o tipo do elíptico, é dada por:

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 Fn(\omega)^2} \quad (34)$$

Figura 14 - Resposta passa-baixa Elíptico



Fonte: Hong e Lancaster (2001)

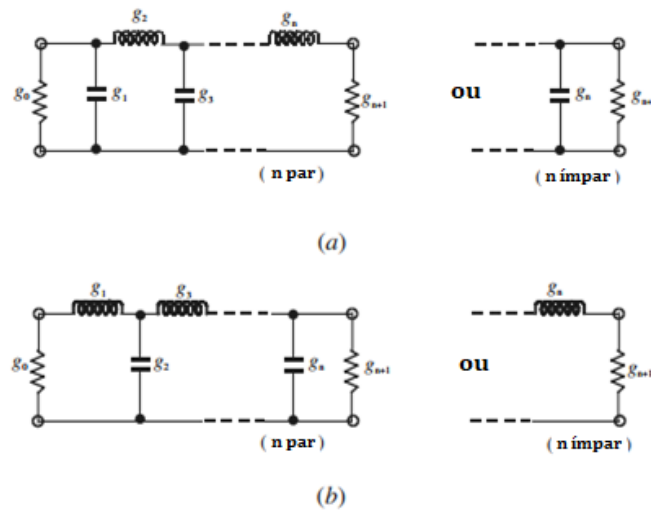
$$Fn(\omega) = \begin{cases} M \frac{\prod_{i=1}^{2/n} (\omega_i^2 - \omega^2)}{\prod_{i=1}^{2/n} (\omega_s^2 / \omega_i^2 - \omega^2)} & \text{para } n \text{ par} \\ N \frac{\prod_{i=1}^{(n-1)/2} (\omega_i^2 - \omega^2)}{\prod_{i=1}^{(n-1)/2} (\omega_s^2 / \omega_i^2 - \omega^2)} & \text{para } n \geq 3 \text{ ímpar} \end{cases} \quad (35)$$

Onde ω_i ($0 < \omega_i < 1$) e $\omega_s > 1$ representam frequências críticas e M e N são constantes a serem definidas (HONG e LANCASTER, 2001).

2.4.6 Protótipo filtro passa-baixa

O filtro passa-baixa cujos valores de elemento são normalizados para tornar a resistência ou condutância igual à da fonte, então denotada por $g_0 = 1$, e a frequência angular de corte $\omega_c = 1$ (rad/s). A Figura 15 demonstra duas formas possíveis de fazer um protótipo de passa-baixa para Butterworth e Chebyshev de n ordem (HONG e LANCASTER, 2001).

Figura 15 – Estrutura Ladder para o protótipo de um filtro passa-baixa



Fonte: Hong e Lancaster (2001)

As duas topologias de circuitos apresentadas na figura 15 obtêm a mesma resposta. Deve-se notar que na figura 15-a que g_1 é a capacitância de derivação em farad e para a figura 15-b g_1 é indutância em série em henry, e para ambas as estruturas g_0 é definido como a resistência da fonte ou a condutância da fonte. Da mesma forma, se g_n é a capacitância de derivação (F) ou a indutância em série (H), g_{n+1} se torna a resistência de carga ou a condutância da carga (HONG e LANCASTER, 2001).

2.4.6.1 Protótipo Filtros Butterworth passa-baixa

Em protótipos de filtros Butterworth temos a função transferência dada pela equação 28, com uma perda de inserção $L_{ar} = 3,01 \text{ dB}$ no ponto $\omega c = 1$. Os elementos dos circuitos da figura 15 podem ser calculados a partir das seguintes equações (HONG e LANCASTER, 2001):

$$\begin{aligned}
 g_0 &= 1,0 \\
 g_i &= 2 \sin \left(\frac{(2i - 1)\pi}{2n} \right) \text{ para } i = 1 \text{ até } n \\
 g_{n+1} &= 1,0
 \end{aligned} \tag{36}$$

Considerando uma rede simétrica ($g_{n+1} = g_n$) de duas portas foi construído a tabela 1 que fornece os valores dos elementos capacitivos e indutivos para o filtro

do tipo Butterworth, para diferentes ordens (n), considerando $Lar = 3,01 \text{ dB}$ no ponto $\omega c = 1$.

Tabela 1 - Valores dos elemento para um filtro passa-baixa Butterworth

n	g0	g1	g2	g3	g4	g5	g6	g7	g8
1	1,0000	2,0000	1,0000						
2	1,0000	1,4142	1,4142	1,0000					
3	1,0000	1,0000	2,0000	1,0000	1,0000				
4	1,0000	0,7654	1,8478	1,8478	0,7654	1,0000			
5	1,0000	0,6180	1,6180	2,0000	1,6180	0,6180	1,0000		
6	1,0000	0,5176	1,4142	1,9318	1,9318	1,4142	0,5176	1,0000	
7	1,0000	0,4450	1,2470	1,8019	2,0000	1,8019	1,2470	0,4450	1,0000

Fonte: Elaboração própria (2019)

2.4.6.2 Protótipo Filtros Chebyshev passa-baixa

Em protótipos de filtros Chebyshev temos a função transferência dada pela equação 30, com uma ondulação na banda de passagem e frequência de corte $\omega c = 1$. Os elementos dos circuitos da figura 15 pode ser calculado a partir das seguintes equações (HONG e LANCASTER, 2001):

$$g_0 = 1.0$$

$$g_1 = 2 \sin \left(\frac{(2i-1)\pi}{2n} \right)$$

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin \left[\frac{(2i-1)\pi}{2n} \right] \sin \left[\frac{(2i-3)\pi}{2n} \right]}{\gamma^2 + \sin \left[\frac{(i-1)\pi}{n} \right]^2} \text{ para } i = 2 \text{ até } n \quad (37)$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1.0 & \text{para } n \text{ ímpar} \\ \coth \left(\frac{\beta}{4} \right)^2 & \text{para } n \text{ par} \end{cases}$$

Onde:

$$\beta = \ln \left[\cos \left(\frac{Lar}{17.37} \right) \right] \quad (38)$$

$$\gamma = \sinh \left(\frac{\beta}{2n} \right) \quad (39)$$

Considerando uma rede simétrica ($g_{n+1} = g_n$) de duas portas foi construída a tabela 2 que fornece os valores dos elementos capacitivos e indutivos para o filtro do tipo Chebyshev, para diferentes ordens (n), considerando $Lar = 0,1 \text{ dB}$ no ponto $\omega c = 1$.

Tabela 2 - Valores dos elemento para um filtro passa-baixa Chebyshev

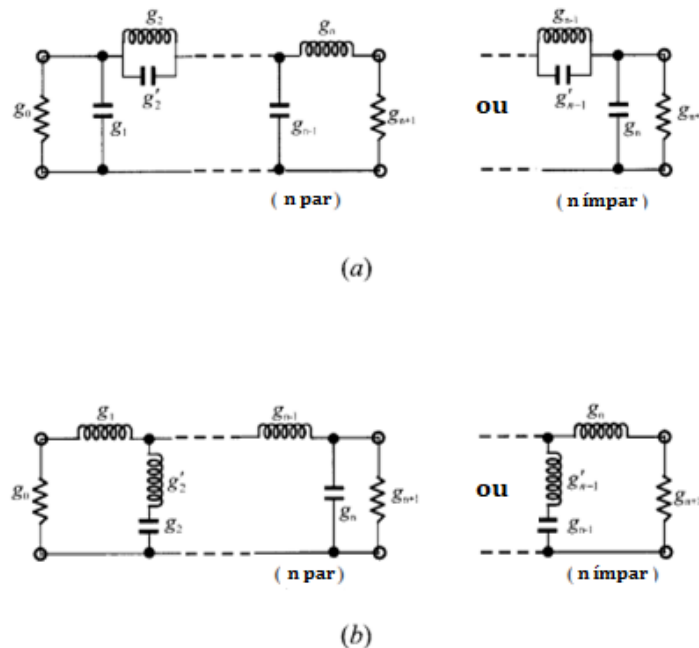
n	g_0	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8
1	1,0000	0,3052	1,0000						
2	1,0000	0,8431	0,6220	1,3554					
3	1,0000	1,0316	1,1474	1,0316	1,0000				
4	1,0000	1,1088	1,3062	1,7704	0,8181	1,3554			
5	1,0000	1,1468	1,3712	1,9750	1,3712	1,1468	1,0000		
6	1,0000	1,1681	1,4040	2,0562	1,5171	1,9029	0,8618	1,3554	
7	1,0000	1,1812	1,4228	2,0967	1,5734	2,0967	1,4228	1,1812	1,0000

Fonte: Elaboração própria (2019)

2.4.6.3 Protótipo Filtros Cauer passa-baixa

A figura 16 mostra duas estruturas utilizadas para um protótipo de filtro passa-baixa elíptico na qual levam a mesma resposta (HONG e LANCASTER, 2001).

Figura 16 – Protótipo de um filtro passa-baixa Elíptico



Fonte: Hong e Lancaster (2001)

A tabela 3 mostra os valores dos elementos para um protótipo de filtro passa-baixa Elíptico (Cauer), mostrando alguns dados para o desenvolvimento de protótipos, para diferentes ordens (n), considerando $g_0 = 1,0$ e $Lar = 0,1$ dB no ponto $\omega_c = 1$ (HONG e LANCASTER, 2001).

Tabela 3 - Valores dos elementos capacitivos e indutivos para um filtro passa-baixa Cauer

n	ω_s	Las	g_1	g_2	g_2'	g_3	g_4	g_4'	g_5	g_6	g_6'	g_7
3	1,4493	13,5698	0,7427	0,7096	0,5412	0,7427						
	2,0000	24,0012	0,8949	0,9375	0,2070	0,8949						
4	1,2000	12,0856	0,3714	0,5664	1,0929	1,1194	0,9244					
	2,0000	36,0438	0,7755	1,1765	0,1796	1,3347	0,9352					
5	1,0500	13,8785	0,7081	0,7663	0,7357	1,1276	0,2014	4,3812	0,0499			
	2,000	58,9117	1,0876	1,2932	0,0732	1,7939	1,1433	0,2004	0,9772			
6	1,0500	18,6757	0,4418	0,7165	0,9091	0,8314	0,3627	2,4468	0,8046	0,9986		
	1,8915	69,3063	0,9316	1,3765	0,1019	1,5771	1,4837	0,1767	1,3794	1,0358		
7	1,0500	30,5062	0,9194	1,0766	0,3422	1,0962	0,4052	2,2085	0,8434	0,5034	2,2085	0,4110
	1,8182	86,9778	1,1411	1,3690	0,0479	1,9472	1,4033	0,1408	1,8107	1,1316	0,1408	0,9616

Fonte: Hong e Lancaster (2001)

Quanto menor o ω_s , maior será o decaimento do filtro, e menor será a atenuação na banda de rejeição Las (HONG e LANCASTER, 2001).

2.4.6.4 Cálculo dos Elementos Capacitivos e Indutivos para Frequência Desejada

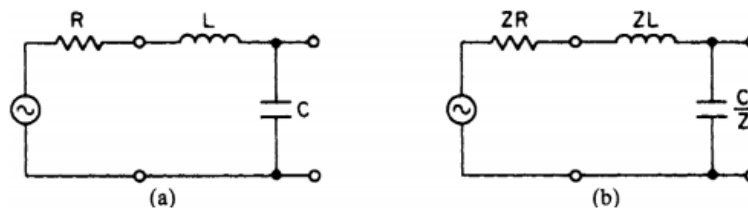
A base para a normalização de filtros está no fato de que a resposta de um dado filtro pode ser deslocada para uma faixa de frequência diferente dividindo os elementos reativos por um fator de deslocamento de frequência, ou do inglês frequency scaling fator (FSF). Onde este fator é a razão de uma frequência de referência da resposta desejada pela a frequência de referência correspondente do filtro (WILLIAMS e TAYLOR, 2016).

$$FSF = \frac{\text{frequência de referência desejada}}{\text{frequência de referência existente}} \quad (40)$$

O fator de deslocamento de frequência é um número adimensional. Para isso as frequências acima devem estar em radiano por segundo (WILLIAMS e TAYLOR, 2016).

Para obter os valores não normalizados, usa-se as equações 41, 42 e 43, onde a figura 17-a mostra um protótipo de filtro passa-baixa considerando os valores tabelados, e a figura 17-b que mostra o mesmo filtro só que com a impedância deslocada para a frequência desejada (WILLIAMS e TAYLOR, 2016).

Figura 17 – Protótipo de filtro passa-baixa de 2 polos



Fonte: Williams e Taylor (2016)

$$R' = R \cdot Z \quad (41)$$

$$L' = \frac{L \cdot Z}{FSF} \quad (42)$$

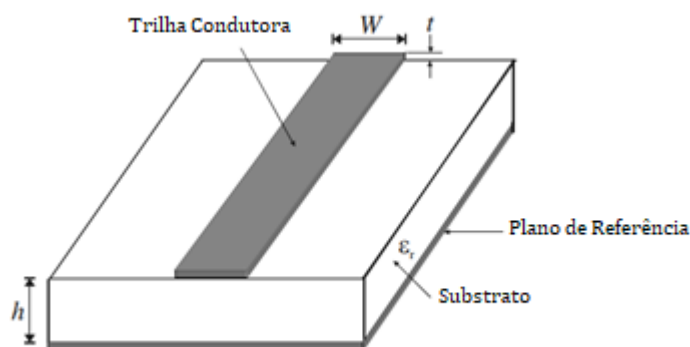
$$C' = \frac{C}{FSF \cdot Z} \quad (43)$$

Onde Z é a impedância de entrada e de saída considerando um sistema simétrico. Os valores de R , L e C podem ser retirados dos elementos das tabelas 1, 2 e 3 considerando os circuitos apresentados nas figuras 15 e 16.

2.5 Microfita

Microfita é uma topologia utilizada para fornecer uma impedância controlada em placas de circuito impresso. As linhas de trilhas de Microfita são expostas tanto ao ar como a um material dielétrico que é referenciado a uma estrutura planar. A figura 18 mostra um exemplo de Microfita (MONTROSE, 1998).

Figura 18 – Estrutura genérica de microfita



Fonte: Hong e Lancaster (2001)

2.5.1 Modelo Quasi-TEM para Microfita

Para uma linha de transmissão TEM² simples, teríamos caso o substrato dielétrico não estivesse presente ($\epsilon_r = 1$), tendo assim uma linha de dois fios consistindo de um condutor de fita plana sobre um plano de referência. Porém em uma estrutura de Microfita temos que a presença do dielétrico na espessura h , e para a faixa $y > h$ (figura 19-a) temos a presença de ar, o que complica na análise do comportamento em linha de microfita, devido as linhas de força do campo elétrico ter comportamentos diferentes nestas duas regiões (POZAR, 2012).

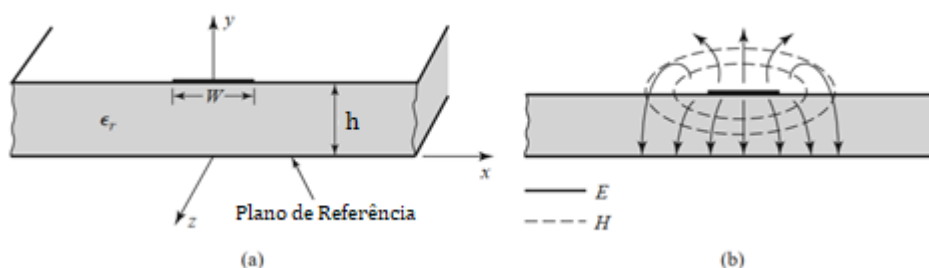
A microfita tem algumas (geralmente a maioria) de suas linhas de campo (figura 19-b) na região dielétrica entre a faixa condutor e o plano terra e alguma fração na região do ar acima do substrato. Por isso, a linha microfita não suporta uma onda TEM pura, interface dielétrica-ar seria impossível de aplicar (POZAR, 2012).

Na maioria aplicações práticas, o substrato dielétrico é eletronicamente muito fino ($h < \lambda$), ou seja, menor que o comprimento de onda, e os campos são quasi-TEM.

² TEM - Modo Elétrico e Magnético Transversal, o campo elétrico e o campo magnético (que sempre são perpendicular entre si no livre espaço) são transversais a direção do deslocamento (HERRES, 2015).

Em outras palavras, os campos são essencialmente os mesmos que os do caso estático (DC). Assim, boas aproximações para a velocidade de fase, constante de propagação e impedância característica podem ser obtidas de soluções estáticas ou quase estáticas (POZAR, 2012).

Figura 19 – Linha de transmissão Microfita



Fonte: Pozar (2012)

2.5.2 Dielétrico e características de impedância

A constante dielétrica relativa é uma medida da quantidade de energia armazenada nos isoladores dielétricos por unidade de campo elétrico e, portanto, uma medida da capacitância entre um par de condutores na vizinhança do isolador dielétrico em comparação com a capacitância do mesmo par condutor em um vácuo. A constante dielétrica relativa do vácuo é 1,0. Todos os materiais têm uma constante dielétrica maior que um. Quanto maior a constante dielétrica, mais energia é armazenada por unidade de volume do substrato e quanto maior a capacitância, mais lenta a onda percorre a linha de transmissão (MONTROSE, 1998).

As ondas eletromagnéticas se propagam a uma velocidade que depende das propriedades elétricas do meio circundante. A constante dielétrica varia com vários parâmetros do material. Fatores que influenciam a permissividade relativa de um dado material incluem a frequência do sinal, características elétricas do condutor e temperatura. Além disso, se o material da PCI for um composto de dois ou mais laminados, o valor de ϵ_r , pode variar significativamente à medida que a quantidade relativa de resina e vidro do compósito é variada (MONTROSE, 1998).

A tabela 4 mostra a relação de substratos em relação a constante dielétrica do material e a tangente de perdas³ do material utilizados para altas frequências.

³ Tangente de perdas – É considerado a medida de perda de sinal à medida que o sinal se propaga pela linha de transmissão. Ela é resultante da absorção de ondas eletromagnéticas pelo material dielétrico (INTEL, 2017).

Tabela 4 – Tabela de substratos para alta frequência

Laminado	1 G Hz		10 G Hz	
	ϵ_r	$\tan\theta$	ϵ_r	$\tan\theta$
Park-Nelco-N7000-Polyimide resin-eglass	3,9	Baixo	3,8	0,016
Park-Nelco-N8000-Cyanate ester-eglass	3,7	Baixo	3,5	0,011
PTFE –Teflon	2,1 a 2,5	0,0002 a 0,002	-	-
BT (Bis Triazine maleimide) – Resina	2,9 a 3,9	0,003 a 0,012	-	-
Polyimide	2,8 a 3,5	0,004 a 0,02	-	-
Sílica	3,8 a 4,2	0,0006 a 0,005	-	-
Polyimide – Glass	3,8 a 4,5	0,003 a 0,01	-	-
Epoxy – Glass – FR4	4,1 a 5,3	0,002 a 0,02	-	-
GETEK	3,4 a 3,9	0,006 a 0,015	-	-
Neltec NH9318 PTFE	-	-	3,18	0,0024
Rogers RT; duroid 5580 PTFE	-	-	2,2	0,0009
ROGERS 4350 Core	-	-	8	0,004
ROGERS 4403 Prepreg	-	-	3,17	0,005
ROGERS 3035 ceramic PTFE	-	-	3,50	0,0017
ROGERS 3006 ceramic	-	-	6,15	0,0020

Fonte: Magri (2007)

Quanto maior a frequência, menor será ϵ_r , devido a essa não uniformidade, a impedância de uma linha pode variar do valor dado para 1 GHz, fazendo com que o sinal de propagação seja alterado. Escolher um material com baixo ϵ_r melhora o desempenho do sinal e minimiza as distorções do sinal, pois proporciona melhor isolamento, melhor propagação de sinal através do material, impedância da trilha mais alta para uma dada geometria, e capacitância menor. É importante também observar a tangente de perdas, pois quanto maior, maior será a absorção dielétrica e menos sinal transmitido irá chegar ao seu destino (INTEL, 2017).

Atualmente o material mais utilizado para a fabricação de placas de circuito impresso com um número elevado de portas, múltiplas camadas, operando até 1Gb/s (1GHz) é o FR4 com constante dielétrica $\epsilon_r = 4,2$ e tangente de perdas $\tan\theta = 0,002$ (MAGRI, 2007).

Sabendo que a constante dielétrica pode ser alterada dependendo da geometria da trilha e da altura h do substrato, a equação abaixo mostra como se calcular a constante dielétrica efetiva ϵ_e do material (HAMMERSTAD e JENSEN, 1980):

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u}\right)^{-ab} \quad (44)$$

Onde $u = w/h$, e:

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln(u^4 + (u/52)^2) + \frac{1}{18,7} \ln[1 + (u/18,1)^3] \quad (45)$$

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

Conhecendo ε_e do material é possível assim calcular a impedância da trilha com precisão, considerando que $\varepsilon_r \leq 128$ e $0,01 \leq u \leq 100$ (HAMMERSTAD e JENSEN, 1980):

$$Z_c = \frac{no}{2\pi\sqrt{\varepsilon_e}} \ln\left(F/u + \sqrt{1 + (2/u)^2}\right) \quad (46)$$

Onde $no = 376,73$ ohms (impedância no espaço livre), e:

$$F = 6 + (2\pi - 6) \exp\left[-\left(\frac{30,666}{u}\right)^{0,7528}\right] \quad (47)$$

Para obter a expressão w/h a partir dos termos de Z_c e de ε_r , temos as seguintes equações (HAMMERSTAD e JENSEN, 1980):

Para $\frac{w}{h} \leq 2$:

$$\frac{w}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (48)$$

Onde:

$$A = \frac{Z_c}{60} \left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2}\right)^{0,5} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\varepsilon_r}\right) \quad (49)$$

E para $\frac{w}{h} \geq 2$:

$$(50)$$

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (B - 1) - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\varepsilon_r} \right] \right\}$$

Onde:

$$B = \frac{60\pi^2}{Zc\sqrt{\epsilon_r}} \quad (51)$$

2.5.3 Comprimento de Onda Guiado

Para a estrutura de microfita, o comprimento de onda guiado para o modo Quasi-TEM da microfita é dado por (HONG e LANCASTER, 2001):

$$\lambda_g = \frac{300.10^9}{f(\text{Hz})\sqrt{\epsilon_r}} \text{ mm} \quad (52)$$

2.5.4 Componentes Microfita

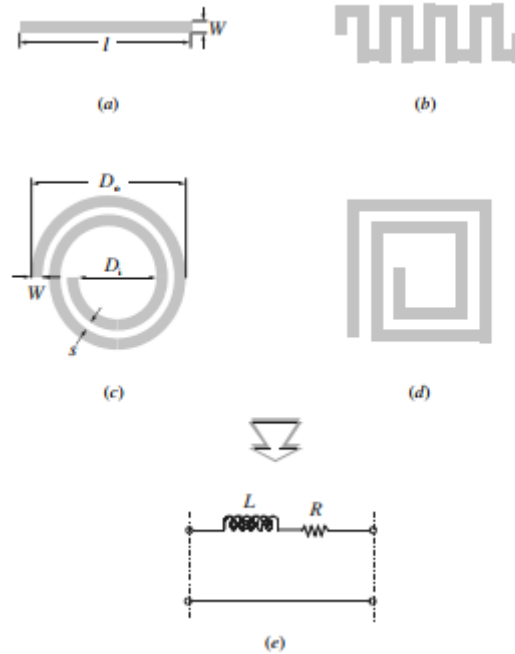
Componentes de microfita são frequentemente encontrados em projetos de filtros em microfita, na qual podem ser indutores, capacitores e elementos agrupados. (HONG e LANCASTER, 2001).

A seguir é apresentado alguns elementos que podem ser feitos em microfita e os seus respectivos cálculos.

2.5.4.1 Projeto de Indutores e Capacitores

A figura 20 ilustra tipos usuais de indutores utilizados em projetos. A linha de alta impedância é a forma mais simples de indutância, que normalmente é utilizada para baixos valores (tipicamente até 3 nH). O indutor em espiral, seja circular ou retangular, podem fornecer valores maiores (normalmente até 10 nH) (HONG e LANCASTER, 2001).

Figura 20 – Indutores em microfita: (a) linha de alta impedância; (b) linha de meandro; (c) espiral circular; (d) espiral retangular; (e) Representação do circuito ideal



Fonte: Hong e Lancaster (2001)

Nas equações 53 a 58, são apresentados cálculos da indutância e resistência associada aos tipos de indutores apresentados na figura 20. Para o cálculo é necessário conhecer a largura (w), espessura do cobre (t) e comprimento (l) do condutor e a resistência da superfície do condutor (R_s). Para o caso de indutores espirais, n indica o número de voltas (HONG e LANCASTER, 2001).

Para o indutor de linha de alta impedância temos as seguintes equações:

$$L(nH) = 2 \cdot 10^{-4} \left[\ln \left(\frac{l}{w+t} \right) + 1,193 + 0,2235 \frac{w+t}{l} \right] \cdot Kg \quad \text{para } l \text{ em } \mu m \quad (53)$$

$$R = \frac{R_s \cdot l}{2(w+t)} \left[1,4 + 0,217 \ln \left(\frac{w}{5t} \right) \right] \quad \text{para } 5 < \frac{w}{t} < 100 \quad (54)$$

Para o indutor espiral circular temos as seguintes equações:

$$L(nH) = 0,03937 \frac{a^2 n^2}{8a + 11c} Kg \quad (55)$$

$$a = \frac{D_o + D_i}{4} \quad \text{para } a \text{ em } \mu m \quad (56)$$

$$c = \frac{D_o - D_i}{2} \quad (57)$$

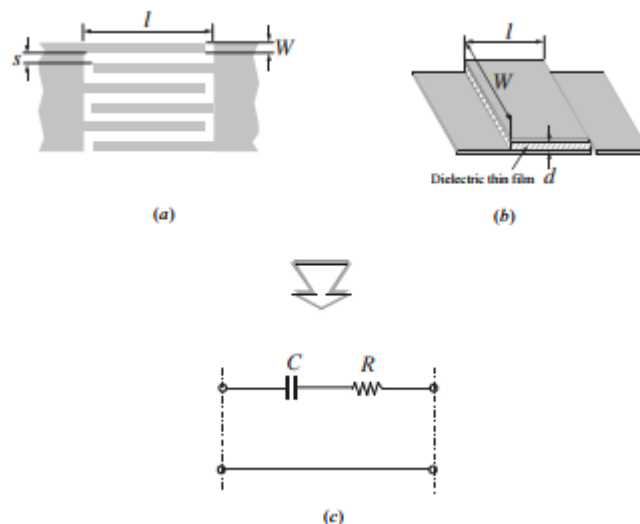
$$R = 1,5 \frac{\pi \cdot a \cdot n \cdot R_s}{w} \quad (58)$$

Nas equações acima, K_g é um fator de correção que leva em conta o efeito do plano de referência, no qual diminui o valor da indutância assim que o plano é aproximado. A equação abaixo mostra como calcular este fator de correção (HONG e LANCASTER, 2001):

$$K_g = 0,57 - 0,145 \ln \frac{wL}{R} \quad \text{para } \frac{w}{h} > 0,05 \quad (59)$$

A figura 21 mostra projeto de capacitores. O capacitor interdigital é mais adequado para aplicações onde exigem baixo valor de capacitância (menor que 1,0 pF). Para o capacitor de metal-isolante-metal (MIM), que é construído usando uma camada fina de um dielétrico de baixa perda entre duas placas condutoras, é utilizada para obter valores mais altos (maiores que 30 pF) em pequenas áreas (HONG e LANCASTER, 2001).

Figura 21 – Capacitores em microfita: (a) capacitor interdigital; (b) capacitor MIM; (c) Representação do circuito ideal



Fonte: Hong e Lancaster (2001)

Considerando a largura (w) igual ao espaço s para alcançar a densidade máxima de capacitância. E assumindo que a espessura do substrato h é maior que w ,

temos as seguintes equações para determinar capacitância do capacitor interdigital (HONG e LANCASTER, 2001):

$$C(pF) = 3,937 \cdot 10^{-5} l (\epsilon_r + 1) [0,11(n - 3) + 0,252] \quad (60)$$

$$R = \frac{4 Rsl}{3 Wn} \quad (61)$$

A capacitância de um capacitor MIM, pode ser calculado com as equações a seguir (HONG e LANCASTER, 2001):

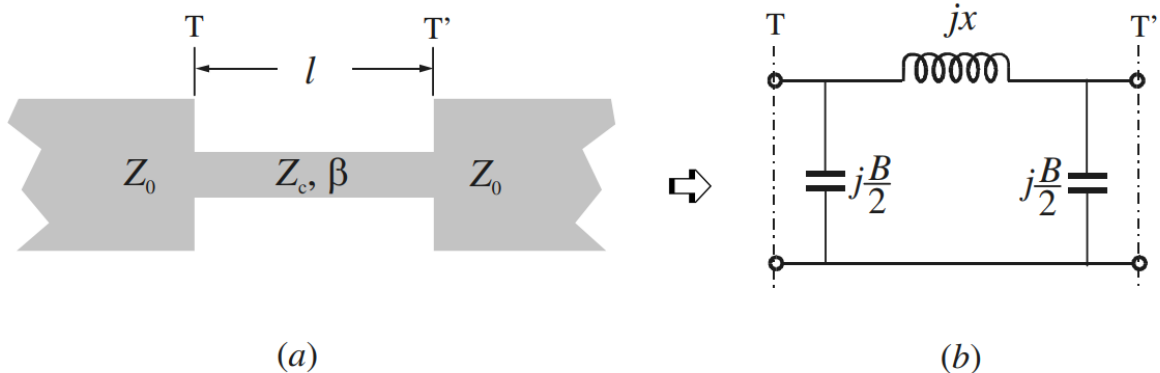
$$C = \frac{\epsilon(W \cdot l)}{d} \quad (62)$$

$$R = \frac{Rsl}{Wn} \quad (63)$$

2.5.4.2 Elementos agrupados

Para seções de linhas curtas de alta impedância (Z_c) (figura 22 - a) terminada em ambas as extremidades por impedância relativamente baixa Z_0 (impedância da fonte que normalmente é 50Ω) é representada por um circuito equivalente (figura 22 - b) (HONG e LANCASTER, 2001).

Figura 22 - Elemento de linha curta de alta impedância



Fonte: Hong e Lancaster (2001)

Para calcular os valores de x e de B da figura 22, temos as seguintes equações:

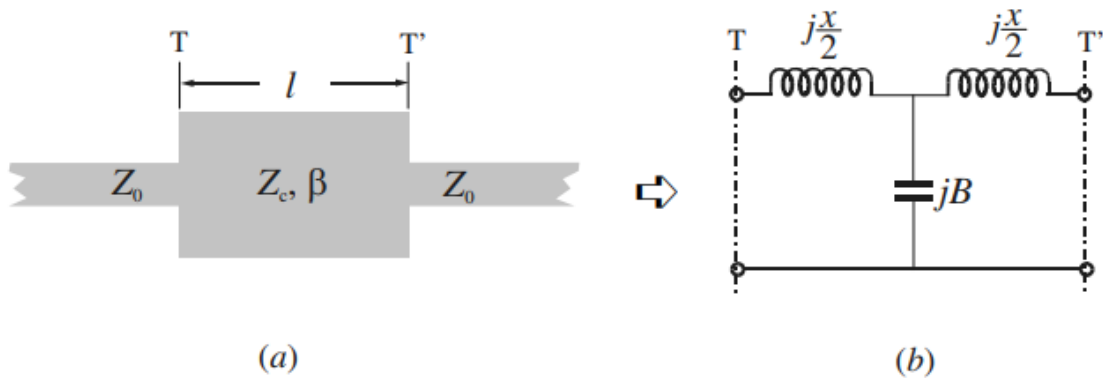
$$x = Z_c \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda g} l\right) \quad (64)$$

$$\frac{B}{2} = \frac{1}{Z_c} \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda g} l\right) \quad (65)$$

Onde $x = \omega c \cdot L$ e $B = \omega c \cdot C$. No qual ωc é a frequência angular de corte.

Para seções de linhas curtas de baixa impedância (Z_c) (figura 23 - a) terminada em ambas as extremidades por impedância relativamente alta Z_0 (impedância da fonte que normalmente é 50Ω) é representada por um circuito T-equivalente (figura 23 - b) (HONG e LANCASTER, 2001).

Figura 23 - Elemento de linha curta de baixa impedância



Fonte: Hong e Lancaster (2001)

Para calcular os valores de x e de B da figura 23, temos as seguintes equações:

$$B = \frac{1}{Z_c} \sin\left(\frac{2\pi l}{\lambda g}\right) \quad (66)$$

$$\frac{x}{2} = Z_c \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda g} l\right) \quad (67)$$

Onde $x = \omega c \cdot L$ e $B = \omega c \cdot C$. No qual ωc é a frequência angular de corte.

3 METODOLOGIA

Este capítulo tem por objetivo apresentar como foi organizado este trabalho.

De acordo com os objetivos deste trabalho, que é estudar, projetar e analisar filtros em placa de circuito impresso, foram realizados filtros em microfita de 3 ordens (3ª, 5ª e 7ª), nas aproximações do tipo Butterworth, Chebyshev e Cauer.

Para atingir o objetivo foi realizado uma revisão bibliográfica de como calcular estes filtros, de forma a saber como se implementava um filtro passa-baixa apenas utilizando uma placa de circuito impresso.

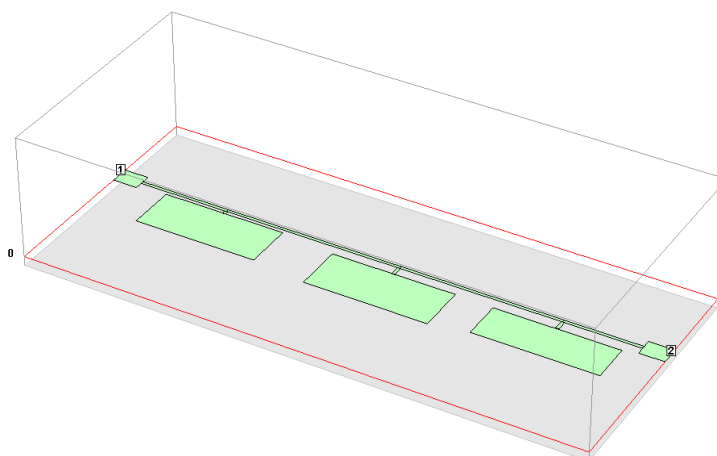
Após a revisão teórica, os filtros foram implementados e analisados através do software Sonnet Lite. Este programa computacional é capaz de extrair parâmetros de linha de transmissão utilizando o método dos momentos (MoM)⁴ aplicada diretamente às equações de Maxwell para circuitos planares 3D, ou seja, os parâmetros S em dBm⁵ de um circuito em microfita. Neste software é possível determinar a localização das portas para excitação de sinais em alta frequência, além disso é viável configurar as características do substrato tais como constante dielétrica e tangente de perdas, do condutor como a condutividade e a geometria da trilha, e o tamanho do circuito considerando uma a camada de ar, como é visto na figura 24 (SONNET, 2019).

Para o estudo dos filtros através do software Sonnet Lite, foi considerado as características da placa de circuito impresso estudada, cujo o substrato era de FR-4 (fibra de vidro), com uma espessura do substrato de 1,5306 mm, e do condutor de cobre de 0,0347 mm.

Para o experimento prático foi utilizado o Receiver ESL (figura 25) da Rohde & Schwarz, em que ele é capaz de extrair o parâmetro S₂₁ de um circuito em dBm, entre frequências de 0 à 3GHz.

⁴ Método dos momentos – Técnica numérica utilizada para solucionar equações integrais lineares. Este método reduz uma equação integral em uma equação matricial (NEPOMUCENO, 2016).

⁵ dBm - É uma abreviação da relação de potência em decibel (dB) da potência medida referenciada a um miliwatt (mW) (SOPTO, 2019).

Figura 24 – Filtro desenvolvido no software Sonnet Lite

Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 25 – Receiver Rohde & Schwarz

Fonte: Rohde & Schwarz (2019)

Para a medida prática também devemos considerar a interferência do cabo utilizado. Neste projeto foi utilizado um cabo coaxial RG-58, cuja a impedância característica é de 50 ohms, com o comprimento de aproximadamente de 50 cm. Este cabo é usualmente utilizado para altas frequências de potência baixa. Sabendo-se das características de impedância do cabo, a preocupação se torna em encontrar conectores com baixa atenuação e baixa SWR.

Considerando as características dos cabos foi escolhido o conector do tipo N (figura 26) cujo o limite de frequência varia de 11 a 18 GHz, dependendo do tamanho do cabo, e o conector SMA (figura 27) que possui limite de frequência na faixa de 18-25 GHz (POZAR, 2012).

Figura 26 – Conector do Tipo N



Fonte: Elaboração Própria (2019)

Figura 27 – Conector tipo SMA



Fonte: Elaboração Própria (2019)

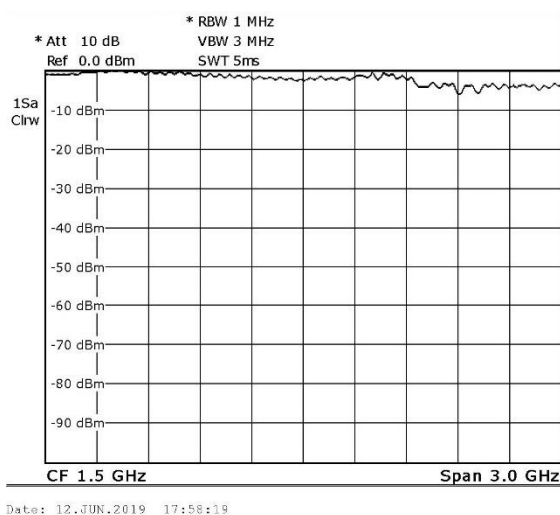
Sabendo que há influência do cabo na medida, foi realizado o levantamento da curva de resposta dos cabos (figura 29) utilizando um adaptador SMA fêmea-fêmea entre os cabos (figura 28). Após a medida do cabo, a resposta do cabo foi normalizada para 0 dBm (figura 30) para que assim seja viável a medida dos filtros na tentativa de desconsiderar a atenuação do cabo coaxial.

Figura 28 – Conexão dos cabos para medir o parâmetro S12



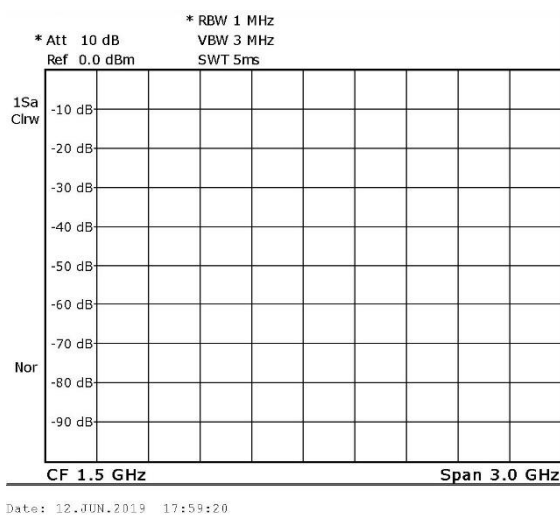
Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 29 – Resultado do Parâmetro S21 dos cabos



Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 30 – Normalização dos Cabos



Fonte: Elaboração própria (2019)

O próximo passo, foi a implementação prática de um filtro passa-baixa de 3ª ordem Chebyshev em uma placa de circuito impresso, considerando as mesmas características utilizadas no software, porém variando o valor da constante dielétrica ($\epsilon_r = 4,1$, $\epsilon_r = 4,4$ e $\epsilon_r = 4,7$), afim de se observar qual se aproximava mais do material utilizado para o experimento, devido à falta de dados do material estudado para as análises.

A partir dos resultados dos experimentos para saber qual a constante dielétrica mais se aproximava do real ao simulado a respeito do substrato, fez-se a prática comparando o desempenho dos filtros de diferentes ordens (3ª, 5ª e 7ª) das aproximações Butterworth, Chebyshev e Cauer, através da análise do parâmetro S21 em dBm.

Comprovando o modelo, fez-se outro experimento variando a largura do plano de referência via software para assim se observar a influência do plano no comportamento do filtro e também modificando a frequência de corte para se observar a relação do comprimento obtido da placa.

4 ANÁLISE E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

Este capítulo destina-se a apresentação de resultados obtidos para os ensaios descritos no capítulo 3. Serão apresentados os resultados experimentais obtidos, bem como as comparações destes com dados de simulações de projetos e discutidas as semelhanças e diferenças, assim como as possíveis explicações para tais efeitos.

4.1 Análise do dielétrico

Esta seção do trabalho se fez necessária devido à falta de dados a respeito da placa de circuito impresso. Como a constante dielétrica está diretamente relacionada com a impedância característica das trilhas (equação 46), onde a impedância está relacionada com comprimento da trilha, para assim se formar elementos indutivos e capacitivos em uma estrutura de microfita. Resolveu-se elaborar um estudo para indicar qual a constante dielétrica simulada mais se aproximava da prática.

Neste ensaio temos que as placas elaboradas na prática continham as mesmas características tanto do substrato, como do condutor. E para cada variação da constante dielétrica, projetou-se um filtro diferente, afim de ver diferenças significativas da prática com a simulação, devido a diferença da constante elétrica relativa.

Para esta análise decidiu-se projetar 3 filtros de 3ª ordem de aproximação Chebyshev, variando no projeto de cálculo apenas a constante dielétrica, e mantendo para todos a frequência de corte em 1 GHz e perda de inserção em $L_{ar}=0,1$ dB.

Visto os requisitos principais utilizados para este ensaio, foi definido a largura mínima e máxima para a fabricação das placas. A escolha foi definida pensando na impedância. Quando se tem um Z_{oL} mais alto se comparada a impedância de entrada (50Ω), leva-se a uma melhor aproximação de um indutor de elemento agrupado (equação 64 e 65), porém não se deve ser tão alto a ponto que a sua fabricação se torne inviável, ou até a sua capacidade de transporte de corrente se torne limitada. Já para (Z_{oC}) quanto menor a impedância, melhor será a aproximação do elemento capacitivo (equação 66 e 67).

Observados os requisitos para projeto dos elementos agrupados e as suas aproximações, escolheu-se a largura máxima de 20 mm e mínima de 0,5 mm devido a facilidade de fabricação.

Utilizando a tabela 2 e as equações 42 e 43, obteve-se os elementos não normalizados para a frequência de corte de 1 GHz. Para o cálculo do elemento indutivo foram utilizadas as equações 48 para descobrir Impedância do elemento indutivo (Z_{oL}) e 62 para o cálculo do comprimento (l), quanto para os elementos capacitivos as equações 50 para descobrir Impedância do elemento capacitivo (Z_{oC}) e 66 para o cálculo do comprimento (l). A equação 44 foi utilizada para se descobrir a largura da trilha (w) para a impedância característica de 50Ω e a equação 50 para descobrir o comprimento de onda guiado (λ_g) em cada parte da estrutura de microfita.

A partir das equações calculadas foi elaborado a tabela 5 e 6 adotando uma constante dielétrica de 4,1. A figura 31 mostra a fotografia do filtro na prática. As tabelas 7 e 8 adotando uma constante dielétrica de 4,4, e as tabelas 9 e 10 com uma constante dielétrica de 4,7. A figura 32 mostra o filtro projetado para a constante dielétrica de 4,4 e a figura 33 para a constante dielétrica de 4,7.

O comprimento (l) da impedância de entrada (Z_o) foi definida com o mesmo comprimento dos terminais conector SMA para placa de circuito impresso de $l = 4 \text{ mm}$. Os comprimentos totais nas tabelas apresentadas já levam em consideração que há dois destes conectores em cada placa, como mostra as figuras 31, 32 e 33.

Para todas placas foram consideradas um plano de referência com largura de 40 mm, tanto para a simulação como para a parte prática.

Tabela 5 - Parâmetros de projeto de microfita para um filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem com constante dielétrica de 4,1

	Z_o	Z_{oC}	Z_{oL}
w (mm)	3,1	20,0	0,5
Z (Ω)	50	12,1	114,2
λ_g (mm)	169,3	156,3	178,3

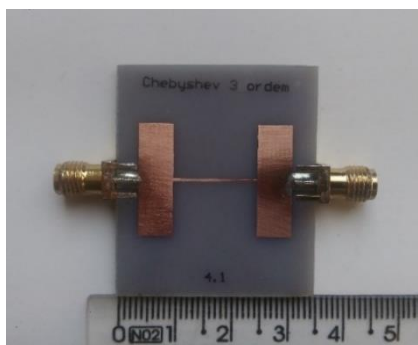
Fonte: Elaboração própria (2019)

Tabela 6 – Comprimento dos elementos de um filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem com constante dielétrica de 4,1

	g_1	g_2	g_3
Elemento	3,3 pF	9,1 nH	3,3 pF
l (mm)	6,1	14,9	6,1
Comprimento total (mm)	35,1		

Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 31 – Fotografia do filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem com constante dielétrica de 4,1



Fonte: Elaboração própria (2019)

Tabela 7 Parâmetros de projeto de microfita para um filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem com constante dielétrica de 4,4

	Z_0	Z_{0C}	Z_{0L}
w (mm)	2,9	20,0	0,5
Z (Ω)	50	11,7	110,8
λ_g (mm)	164,4	151,1	173,0

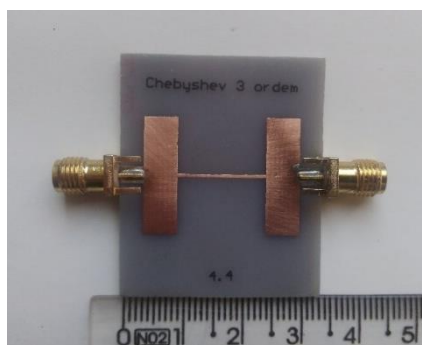
Fonte: Elaboração própria (2019)

Tabela 8 - Comprimento dos elementos de um filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem com constante dielétrica de 4,4

	g_1	g_2	g_3
Elemento	3,3 pF	9,1 nH	3,3 pF
l (mm)	5,7	15,0	5,7
Comprimento total (mm)	34,4		

Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 32 - Fotografia do filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem com constante dielétrica de 4,4



Fonte: Elaboração própria (2019)

Tabela 9 - Parâmetros de projeto de microfita para um filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem com constante dielétrica de 4,7

	Z_0	Z_{0C}	Z_{0L}
w (mm)	2,8	20,0	0,5
Z (Ω)	50	11,6	107,7
λ_g (mm)	160,0	146,4	168,1

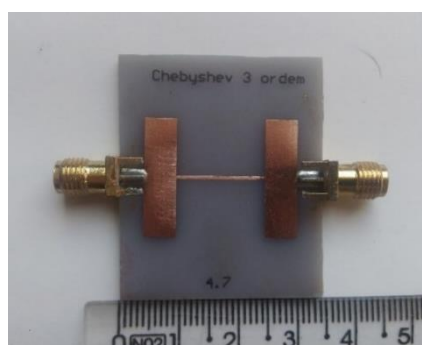
Fonte: Elaboração própria (2019)

Tabela 10 - Comprimento dos elementos de um filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem com constante dielétrica de 4,7

	g_1	g_2	g_3
Elemento	3,3 pF	9,1 nH	3,3 pF
l (mm)	5,4	15,0	5,4
Comprimento total (mm)	33,8		

Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 33 - Fotografia do filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem com constante dielétrica de 4,7

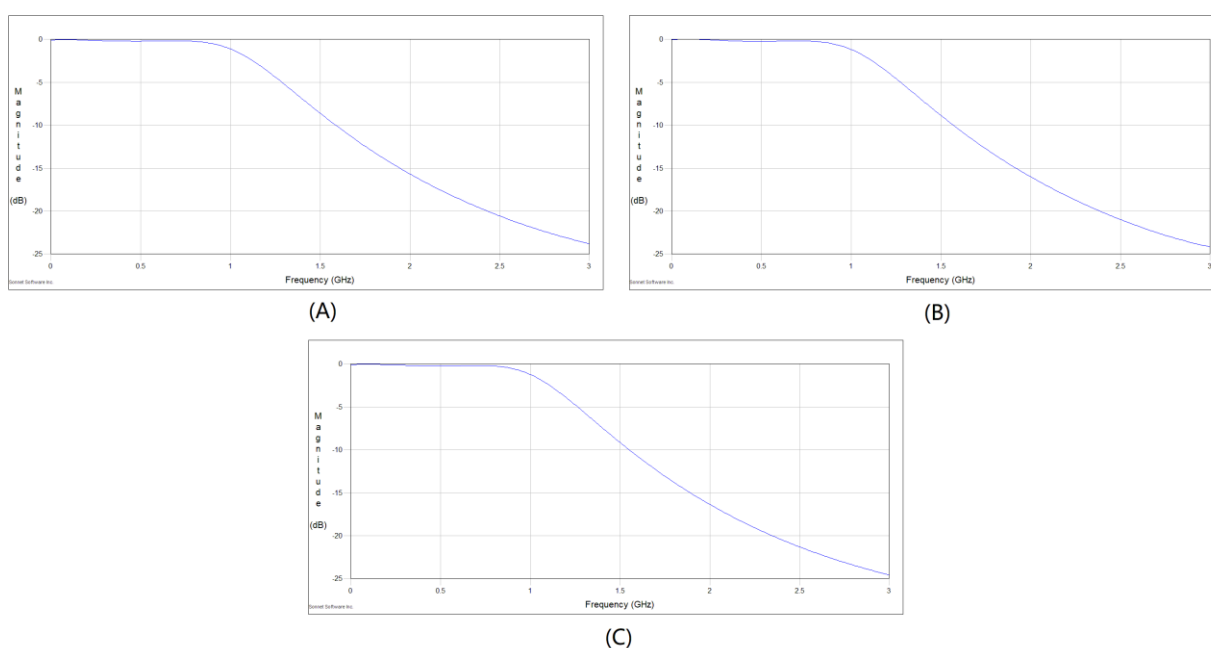


Fonte: Elaboração própria (2019)

Apresentada as tabelas, é possível perceber que quanto maior a constante dielétrica, menor será o comprimento de onda, menor as impedâncias dos elementos capacitivos e indutivos, e conseqüentemente menor será o comprimento (l) do filtro na placa para o mesmo projeto.

Visto os projetos matemáticos, foi feito as simulações no software Sonnet Lite para cada um dos projetos. A figura 34 mostra os resultados das simulações para o filtro passa-baixa Chebyshev de 3ª ordem para diferentes constantes dielétricas. Os limites de frequência simuladas se devem a resposta máxima que o Receiver da Rohde & Schwarz, que vai de 0 a 3 GHz, para assim possa fazer comparações entre os resultados simulados e práticos.

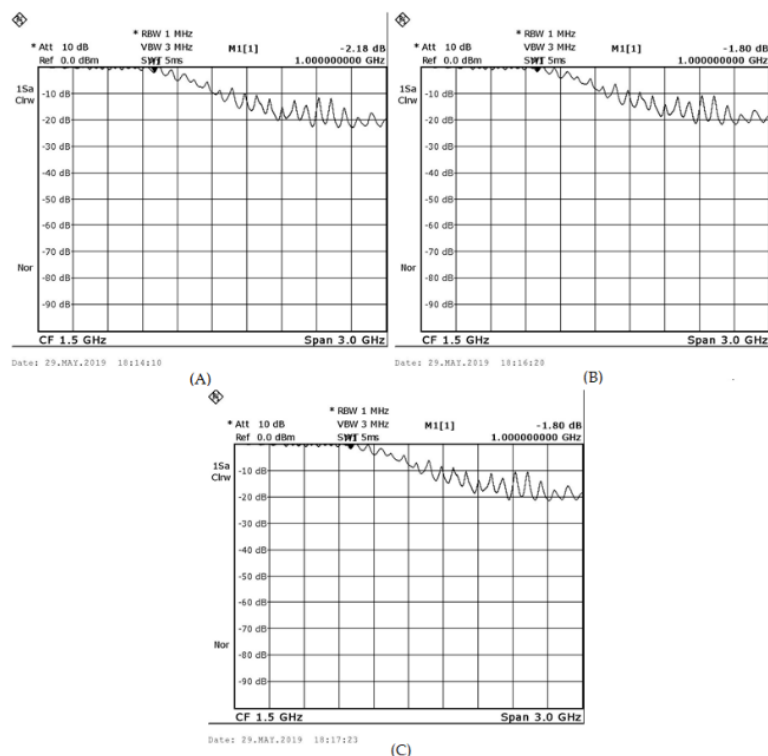
Figura 34 – Resultados da simulação no Sonnet para os filtros passa-baixa de 3ª ordem Chebyshev: (A) Projeto com a constante dielétrico de 4,1; (B) Projeto com a constante dielétrica de 4,4; (C) Projeto com a constante dielétrica de 4,7



Fonte: Elaboração própria (2019)

Observado que os dados matemáticos representam o que foi visto em simulação, o próximo passo foi fazer a parte prática. A figura 35 mostra os resultados retirados do Receiver da Rohde & Schwarz. Observando a figura 35 podemos ver que as respostas são parecidas, não mostrando característica marcante para a distinção. As oscilações mostradas nos gráficos podem ser explicadas como ondas estacionárias, como explicado na seção 2.2.4 a respeito de cabos coaxiais.

Figura 35 – Resultados prático para os filtros passa-baixa de 3ª ordem Chebyshev: (A) Projeto para a constante dielétrico de 4,1; (B) Projeto para a constante dielétrica de 4,4; (C) Projeto para a constante dielétrica de 4,7



Fonte: Elaboração própria (2019)

Visto os resultados simulados e práticos, foi feito a figura 36 no software Matlab, que compara os resultados simulados e práticos das figuras 34 e 35.

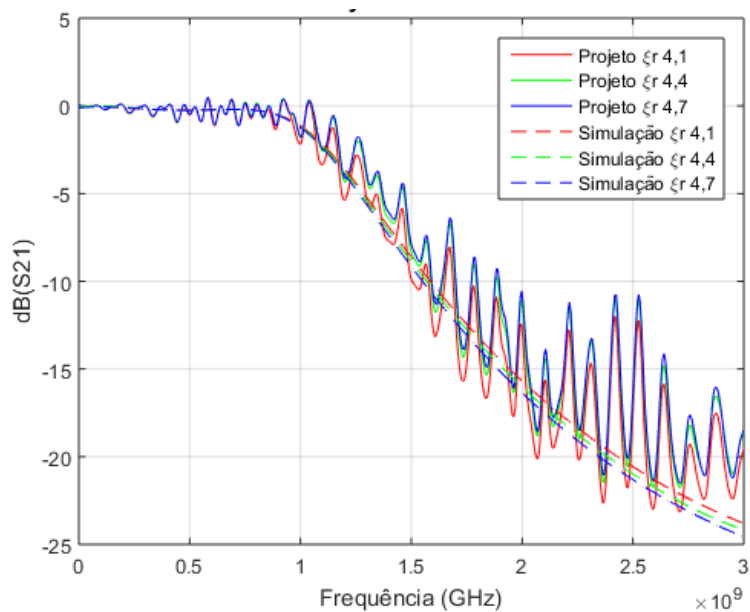
A partir da figura 36, pode-se concluir que tanto para os valores simulados e práticos dos projetos com constante dielétrica de 4,1, 4,4 e 4,7, as curvas são similares umas das outras, porém fazendo uma análise minuciosa é possível observar que o projeto prático feito para a constante dielétrica de 4,1 se aproxima da simulação realizada para o mesmo dielétrico.

Para tentar observar se análise feita estava correta, simulou-se novamente os projetos para constante dielétrica de 4,4 e 4,7, só que desta vez alterando no software o parâmetro da constante dielétrica para 4,1. A figura 37 mostra o resultado desta alteração.

Observando a figura 36 novamente, vemos na simulação que quanto mais se aumenta a constante dielétrica, maior é a atenuação, o que não aconteceu na prática, onde essas considerações não se mantiveram. Agora analisando a figura 37 que considera na simulação o valor da constante dielétrica para 4,1 nos projetos de

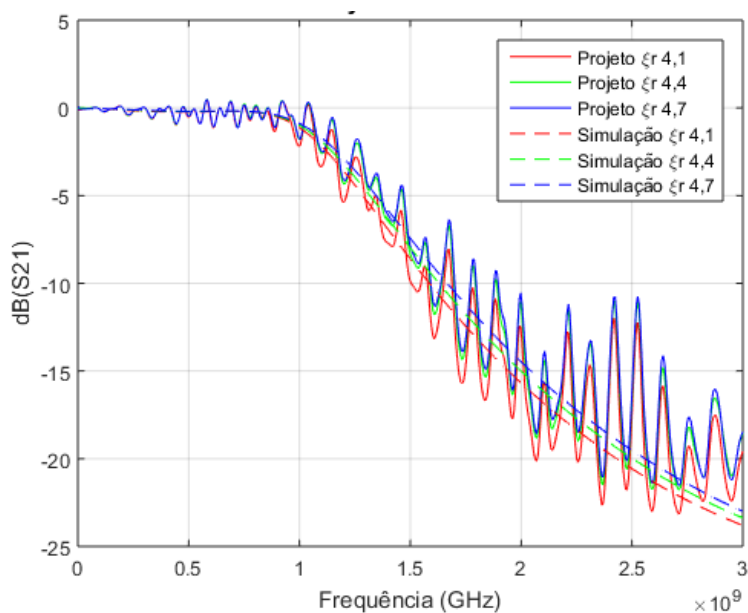
constante dielétrica 4,4 e 4,7, é visto que o efeito da atenuação se aproxima do simulado e do prático, onde se pode ver que o decaimento tanto do simulado como da prático seguem parecidos, ou seja, como na prática a simulação mostra que a atenuação para os projetos de constante dielétrica 4,4 e 4,7 são menores que o projeto para constante dielétrica 4,1.

Figura 36 - Comparação entre o resultado prático e simulado para diferentes constantes dielétricas, para a aproximação Chebyshev 3ª ordem



Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 37 - Comparação entre o resultado prático e simulado para projetos com constantes dielétricas diferentes, considerando a constante dielétrica para a simulação de 4,1 para a aproximação Chebyshev 3ª ordem



Fonte: Elaboração própria (2019)

A partir das considerações feitas, foi definido que a constante dielétrica trabalhada era de aproximadamente 4,1. Com isso os próximos experimentos foram feitos considerando que este valor.

4.2 Comparação entre diferentes tipos de aproximações para filtro de 3ª, 5ª e 7ª ordem

A partir da análise da constante dielétrica da placa de circuito impresso trabalhada, foi projetado filtros de três ordens distintas e com tipo de aproximações diferentes, afim de se conferir se o modelo teórico era compatível com a simulação e a prática.

As placas de circuito impresso utilizadas para esse ensaio foram as mesmas que as utilizadas para estudo da constante dielétricas, ou seja, elas continham o mesmo substrato e o mesmo condutor. E a largura do plano de referência utilizado para os projetos foram de 40 mm, assim como nos projetos da seção 4.1.

Para esta análise foi considerado a frequência de corte em 1 GHz, e desta vez já levando em consideração que a constante dielétrica trabalhada era de aproximadamente 4,1.

A largura (w) mínima e máxima foram as mesmas utilizadas para o projeto do filtro Chebyshev de 3ª ordem da seção 4.1, sendo o valor mínimo de 0,5 mm e máximo de 20 mm. Assim a tabela 5 de parâmetros para o projeto como base de cálculo para todos os projetos realizados nesta seção.

Para os projetos realizados foram utilizadas as tabelas 1, 2 e 3 de elementos para as aproximações Butterworth, Chebyshev e Cauer, as equações 42 e 43 para obter os elementos não normatizados para a frequência de corte de 1 GHz. Para o cálculo do comprimento (l) dos elementos indutivos foi utilizada a equação 64, e quanto o cálculo do comprimento (l) dos elementos capacitivos a equação 66.

O comprimento (l) da impedância de entrada (Z_0) foi definida com o mesmo comprimento dos terminais conector SMA para placa de circuito impresso de $l = 4 \text{ mm}$. Os comprimentos totais nas tabelas apresentadas já levam em consideração que há dois destes conectores em cada placa, como mostra as figuras 31, 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44 e 45.

Para a perda de inserção (L_{ar}), foi escolhido L_{ar} igual à 0,1 dB na frequência de corte, tanto para o filtro de aproximação Chebyshev quanto para a aproximação do tipo Cauer. Para os projetos do tipo Cauer se optou por trabalhar com os maiores

valores de ω_s da tabela 3, na tentativa de se obter maior atenuação. Para o filtro Butterworth temos que a perda de inserção é fixa na frequência de corte, $L_{ar} = 3,01 \text{ dB}$.

Para realização dos filtros de 3ª ordem foram levantadas as tabelas 11 para o filtro de aproximação Butterworth, 12 para aproximação do tipo Cauer e 6 para aproximação do tipo Chebyshev. As figuras 31, 38, 39 mostram as fotos dos filtros projetados para os filtros de 3ª ordem.

Já para os projetos dos filtros de 5ª ordem foram levantadas as tabelas 13 para o filtro de aproximação Butterworth, 14 para aproximação do tipo Cauer e 15 para aproximação do tipo Chebyshev. As fotografias que mostram os projetos dos filtros de 5ª ordem práticos se encontram nas figuras 40, 41 e 42.

Para 7ª ordem, foram levantadas as tabelas 16 para o filtro de aproximação Butterworth, 17 para aproximação do tipo Cauer e 18 para aproximação do tipo Chebyshev. As fotografias que mostram os projetos dos filtros de 7ª ordem práticos se encontram nas figuras 43, 44 e 45.

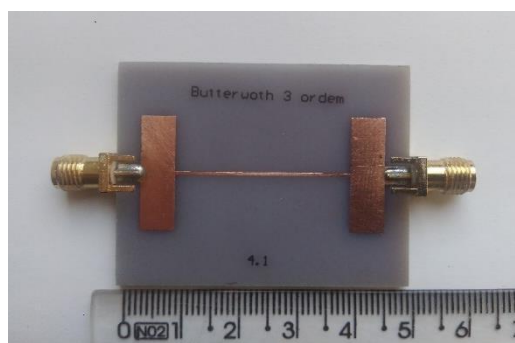
Com a tabela 19, utilizou-se as equações 29 e 33 e a tabela 3, juntamente com a equação 40, para se descobrir a mínima atenuação para a banda de rejeição desejada, para posteriormente comparar com os resultados simulados e práticos.

Tabela 11 - Comprimento dos elementos de um filtro passa-baixa Butterworth 3ª ordem com constante dielétrica de 4,1

	g_1	g_2	g_3
Elemento	3,2 pF	15,9 nH	3,2 pF
l (mm)	5,9	30,3	5,9
Comprimento total (mm)	50,1		

Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 38 - Fotografia do filtro passa-baixa Butterworth 3ª ordem com constante dielétrica de 4,1



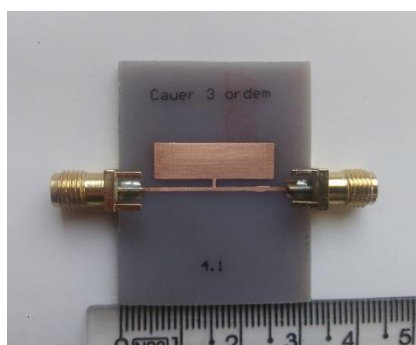
Fonte: Elaboração própria (2019)

Tabela 12 - Comprimento dos elementos de um filtro passa-baixa Cauer 3ª ordem com constante dielétrica de 4,1

	g_1	g_2	g_2'	g_3
Elemento	7,5 nH	3,3 pF	9,6 nH	7,5 nH
l (mm)	12,1	1,5	6,0	12,1
Comprimento total (mm)	32,2			

Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 39 - Fotografia do filtro passa-baixa Cauer 3ª ordem com constante dielétrica de 4,1



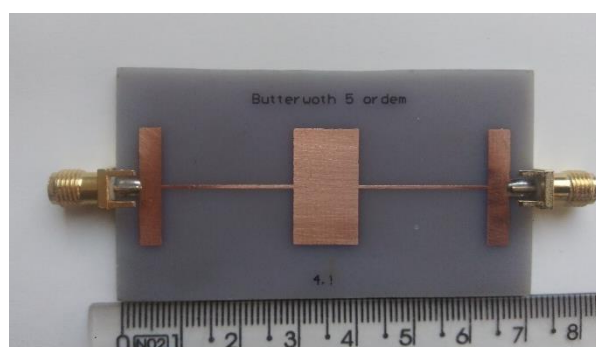
Fonte: Elaboração própria (2019)

Tabela 13 - Comprimento dos elementos de um filtro passa-baixa Butterworth 5ª ordem com constante dielétrica de 4,1

	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5
elemento	2,0 pF	12,8 nH	6,4 pF	12,8 nH	2,0 pF
l (mm)	3,7	22,3	11,2	22,3	3,7
Comprimento total (mm)	71,2				

Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 40 - Fotografia do filtro passa-baixa Butterworth 5ª ordem com constante dielétrica de 4,1



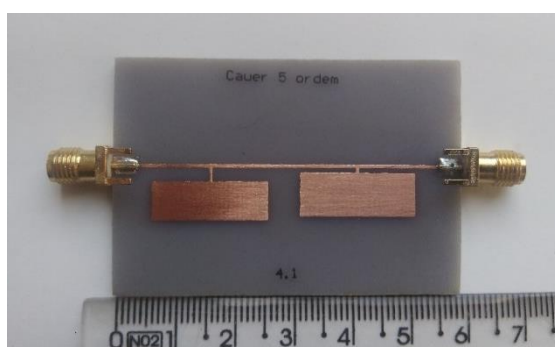
Fonte: Elaboração própria (2019)

Tabela 14 - Comprimento dos elementos de um filtro passa-baixa Cauer 5ª ordem com constante dielétrica de 4,1

	g_1	g_2	g_2'	g_3	g_4	g_4'	g_5
elemento	8,6 nH	4,1 pF	5,8 nH	14,3 nH	3,6 pF	1,6 nH	7,8 nH
l (mm)	14,1	7,6	0,9	25,6	6,7	2,5	12,5
Comprimento total (mm)	60,2						

Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 41 - Fotografia do filtro passa-baixa Cauer 5ª ordem com constante dielétrica de 4,1



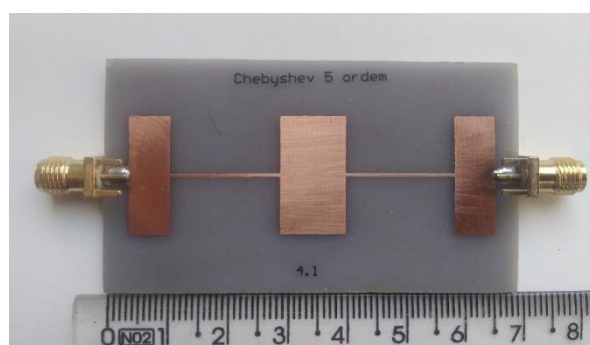
Fonte: Elaboração própria (2019)

Tabela 15 - Comprimento dos elementos de um filtro passa-baixa Chebyshev 5ª ordem com constante dielétrica de 4,1

	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5
elemento	3,6 pF	10,9 nH	6,3 pF	10,9 nH	3,6 pF
l (mm)	6,8	18,3	11,1	18,3	6,8
Comprimento total (mm)	69,3				

Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 42 - Fotografia do filtro passa-baixa Chebyshev 5ª ordem com constante dielétrica de 4,1



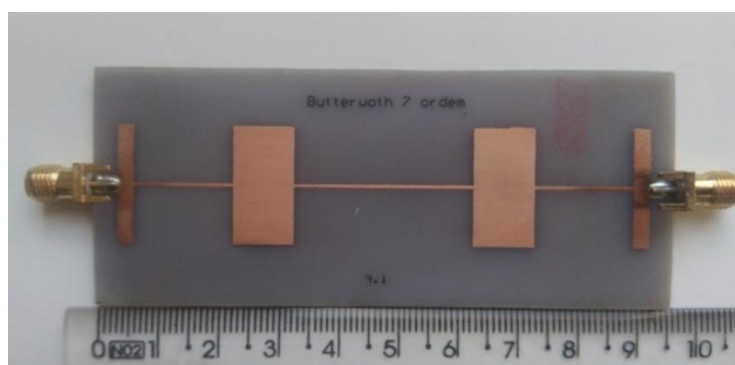
Fonte: Elaboração própria (2019)

Tabela 16 - Comprimento dos elementos de um filtro passa-baixa Butterworth 7ª ordem com constante dielétrica de 4,1

	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7
elemento	1,4 pF	9,9 nH	5,7 pF	15,9 nH	5,7 pF	9,9 nH	1,4 pF
l (mm)	2,7	16,4	10,2	30,3	10,2	16,4	2,7
Comprimento total (mm)	96,9						

Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 43 - Fotografia do filtro passa-baixa Butterworth 7ª ordem com constante dielétrica de 4,1



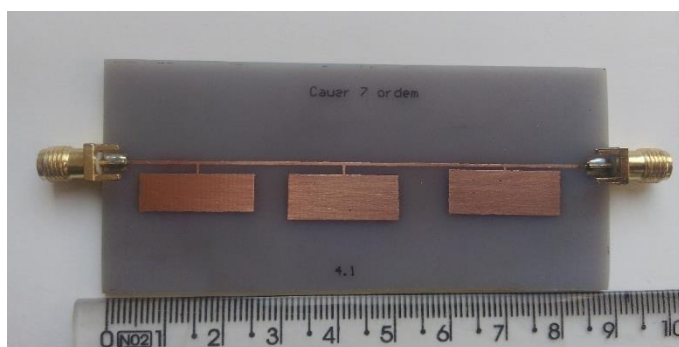
Fonte: Elaboração própria (2019)

Tabela 17 - Comprimento dos elementos de um filtro passa-baixa Cauer 7ª ordem com constante dielétrica de 4,1

	g_1	g_2	g_2'	g_3	g_4	g_4'	g_5	g_6	g_6'	g_7
Elemento	9,1 nH	4,4 pF	0,4 nH	15,5 nH	4,5 pF	1,1 nH	14,4 nH	3,6 pF	1,1 nH	7,6 nH
l (mm)	14,8	8,0	0,6	29,0	8,1	1,7	26,0	6,7	1,7	12,3
Comprimento total (mm)	90,1									

Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 44 - Fotografia do filtro passa-baixa Cauer 7ª ordem com constante dielétrica de 4,1



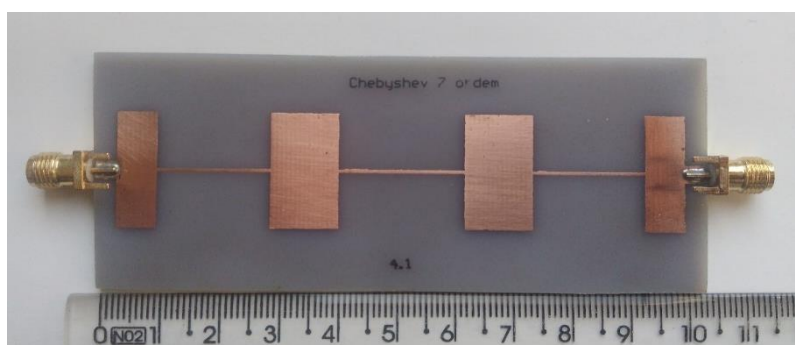
Fonte: Elaboração própria (2019)

Tabela 18 - Comprimento dos elementos de um filtro passa-baixa Chebyshev 7ª ordem com constante dielétrica de 4,1

	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7
elemento	3,8 pF	11,3 nH	6,7 pF	12,5 nH	6,7 pF	11,3 nH	3,8 pF
l (mm)	6,9	19,1	11,7	21,6	11,7	19,1	6,9
Comprimento total (mm)	109,9						

Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 45 - Fotografia do filtro passa-baixa Chebyshev 7ª ordem com constante dielétrica de 4,1



Fonte: Elaboração própria (2019)

Tabela 19 – Atenuação mínima esperada na banda de rejeição

Tipo de aproximação e ordem	Frequência de atenuação calculada	Atenuação na Banda de Rejeição (dBm)
Butterworth 3ª ordem	2 GHz	18,1
Cauer 3ª ordem	2 GHz	24,0
Chebyshev 3ª ordem	2 GHz	12,2
Butterworth 5ª ordem	2 GHz	30,1
Cauer 5ª ordem	2 GHz	58,9
Chebyshev 5ª ordem	2 GHz	34,8
Butterworth 7ª ordem	1,8 GHz	35,7
Cauer 7ª ordem	1,8 GHz	86,98
Chebyshev 7ª ordem	1,8 GHz	50,2

Fonte: Elaboração própria (2019)

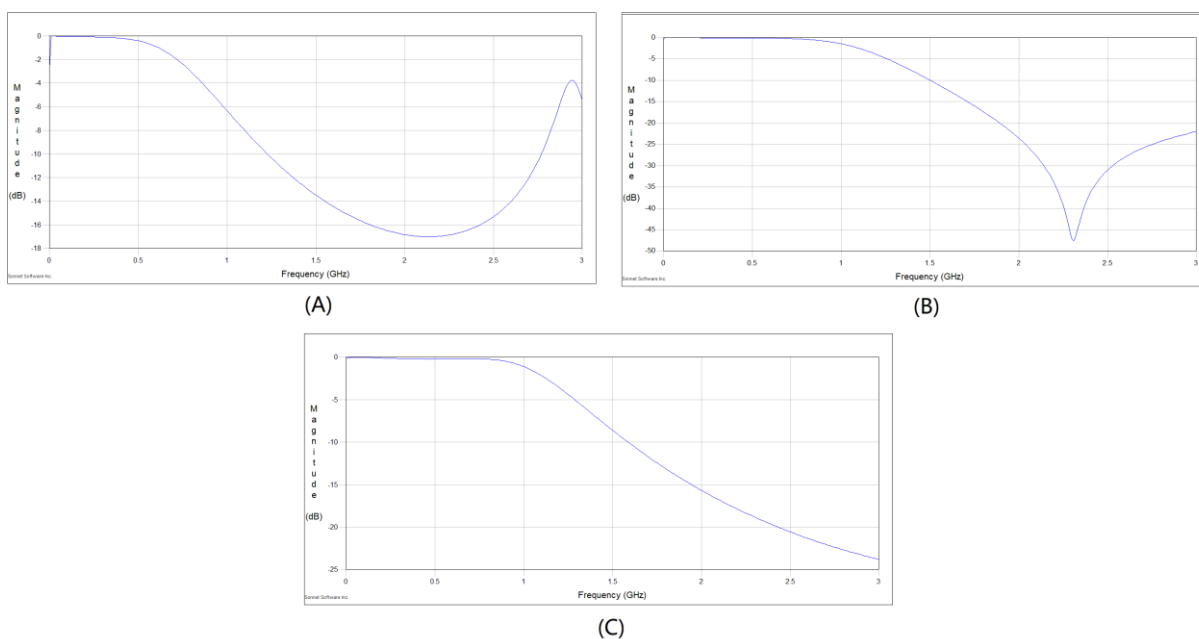
Visto os resultados das tabelas, que ainda precisam ser comprovados via simulação e prática, podemos observar que quando se aumenta a ordem do filtro, maior será o comprimento do filtro na placa e maior será a atenuação esperada. Podemos observar também que para os filtros de aproximação do tipo Cauer tanto para 3ª, 5ª e 7ª ordem temos que o comprimento do filtro é menor do que dos filtros

dos tipos de aproximação Butterworth e Chebyshev.

O próximo passo foi comprovar se os cálculos teóricos dos projetos estavam corretos através da simulação. Então fez-se a simulação no software Sonnet Lite para cada um dos projetos, com limites de 0 a 3 GHz para poder comparar posteriormente com as respostas retiradas do Receiver da Rohde & Schwarz.

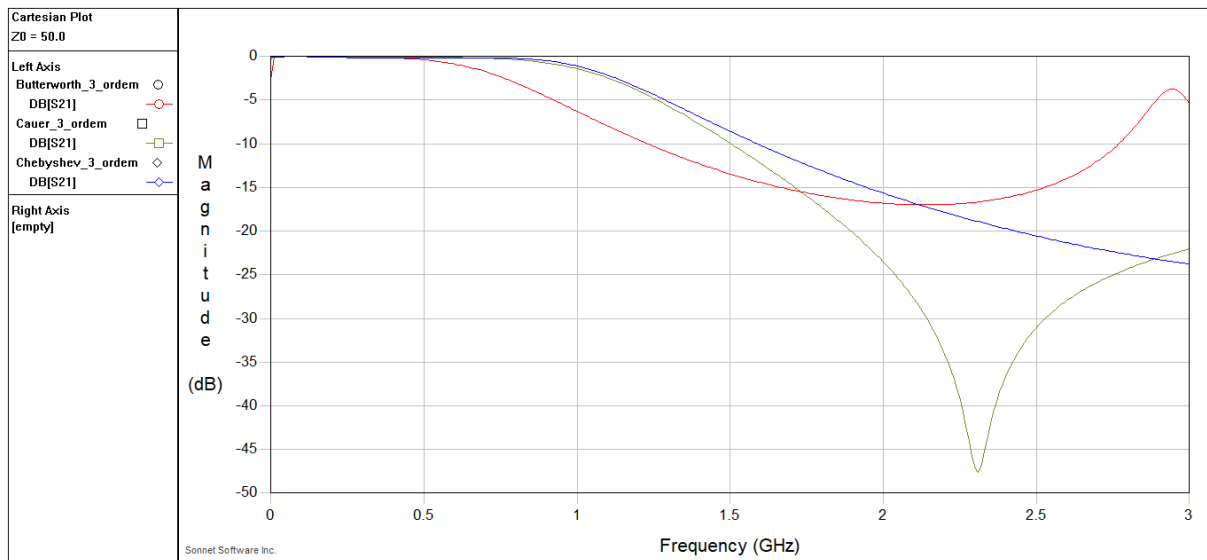
A figura 46 mostra os resultados das simulações para os filtros de 3ª ordem para diferentes aproximações, e a figura 47 a comparação das simulações de 3ª ordem. Para os projetos de 5ª ordem a figura 48 mostra os resultados das simulações para os filtros de diferentes aproximações, e a figura 49 a comparação das simulações. A figura 50 ilustra os resultados das simulações para os filtros de 7ª ordem para diferentes aproximações, e a figura 51 a comparação das simulações de 7ª ordem.

Figura 46- Resultados das simulações no Sonnet para os filtros passa-baixa de 3ª ordem:(A) Butterworth; (B)Cauer; (C) Chebyshev



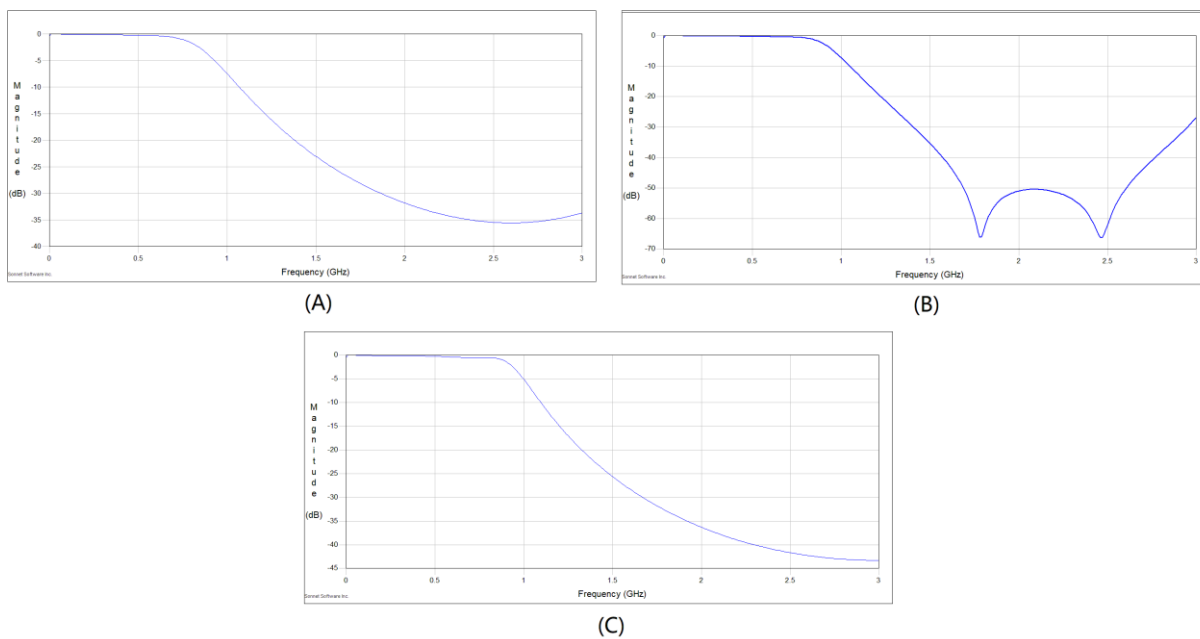
Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 47 - Comparações entre os resultados simulados entre diferentes aproximações de 3ª ordem



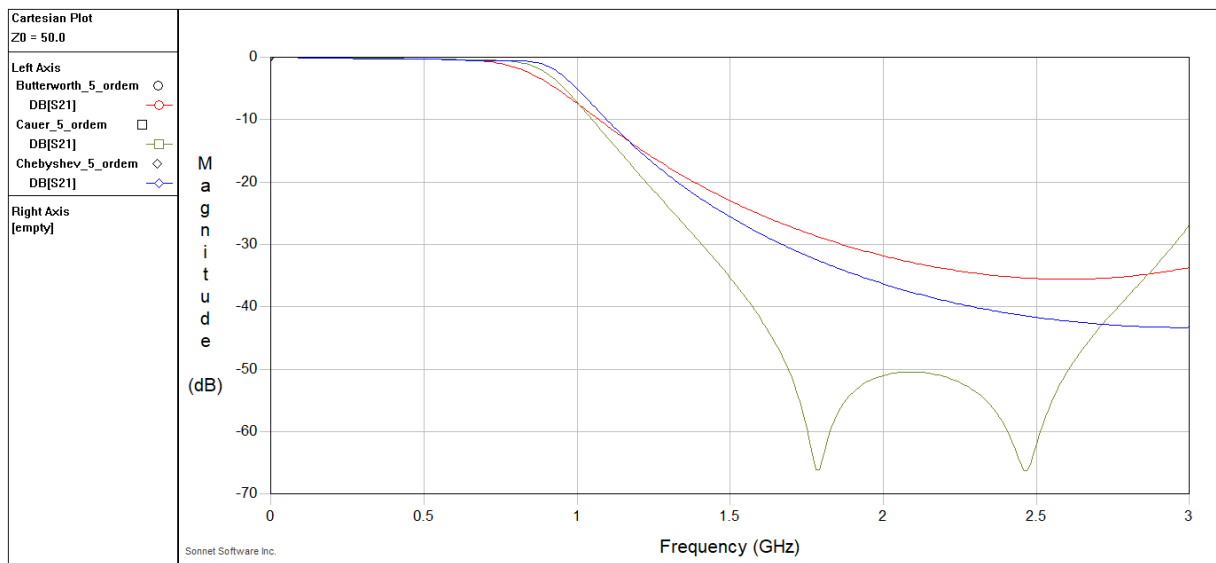
Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 48 - Resultados das simulações no Sonnet para os filtros passa-baixa de 5ª ordem :(A) Butterworth; (B) Cauer; (C) Chebyshev



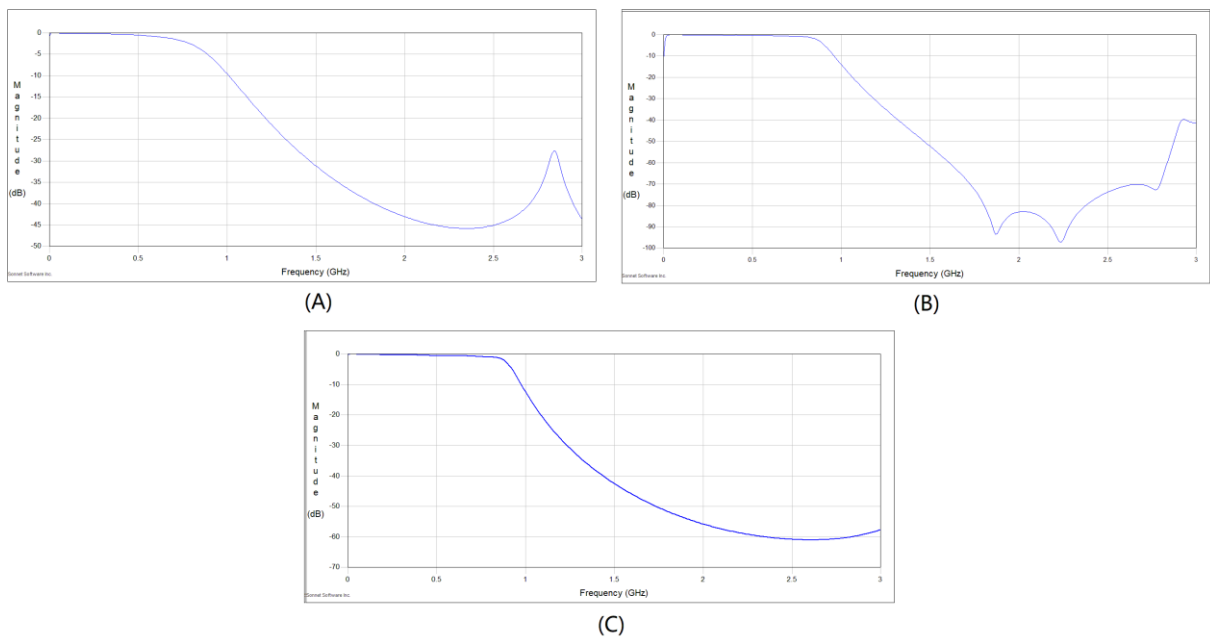
Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 49 - Comparações entre os resultados simulados entre diferentes aproximações de 5ª ordem



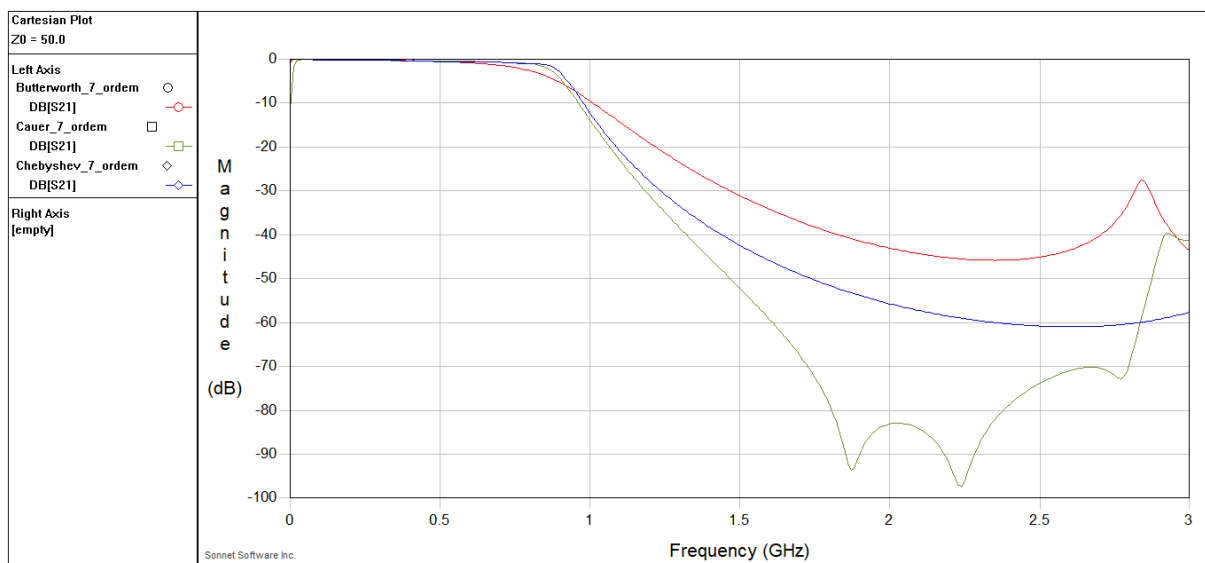
Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 50 - Resultados das simulações no Sonnet para os filtros passa-baixa de 7ª ordem: (A) Butterworth; (B) Cauer; (C) Chebyshev



Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 51 - Comparações entre os resultados simulados entre diferentes aproximações de 7ª ordem

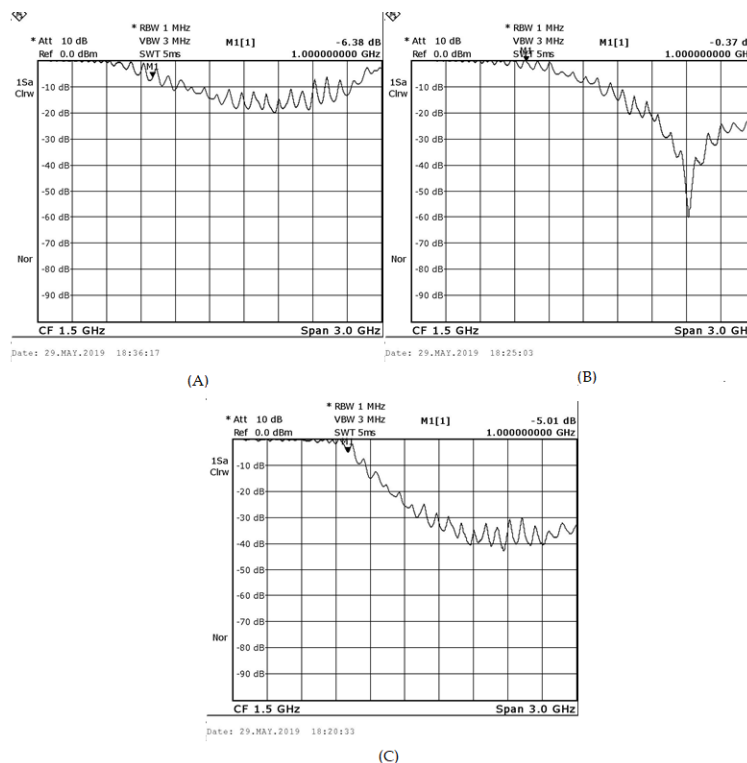


Fonte: Elaboração própria (2019)

Com os resultados simulados podemos analisar que quando se aumenta a ordem do filtro, maior será o decaimento e atenuação na banda de rejeição. Como estudado no capítulo de revisão teórica as repostas para cada tipo de aproximação, é viável dizer que as curvas apresentadas nas simulações possuem resultados similares aos teóricos e obedecem a atenuação mínima esperada teórica para cada tipo de aproximação (tabela 9).

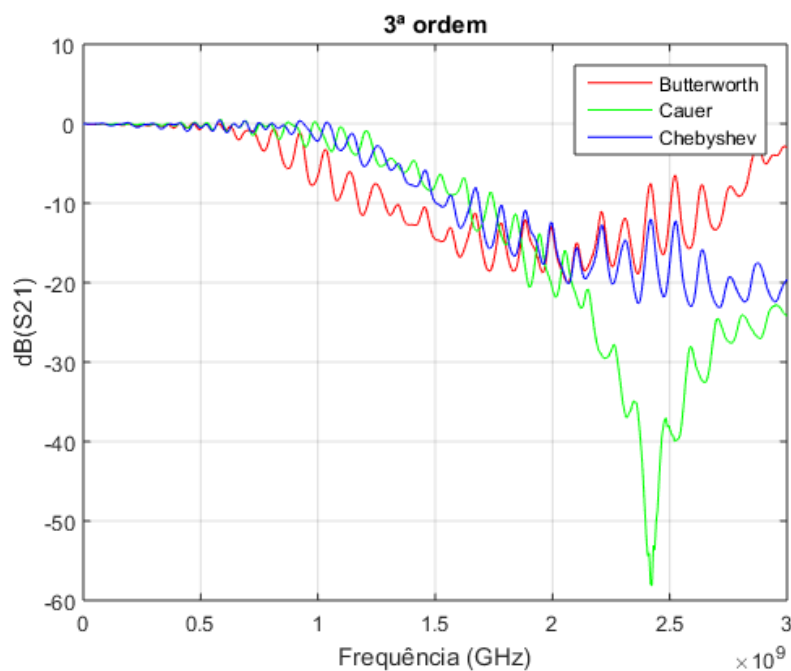
Para a parte prática, a figura 52 mostra os resultados práticos para os filtros de 3ª ordem para diferentes aproximações, e a figura 53 a comparação dos resultados práticos de 3ª ordem. Para os projetos de 5ª ordem a figura 54 mostra os resultados práticos para os filtros de diferentes aproximações, e a figura 55 a comparação dos resultados práticos. A figura 56 ilustra os resultados práticos para os filtros de 7ª ordem para diferentes aproximações, e a figura 57 a comparação dos resultados práticos de 7ª ordem.

Figura 52 – Resultados práticos dos filtros passa-baixa de 3ª ordem :(A) Butterworth; (B) Cauer; (C) Chebyshev



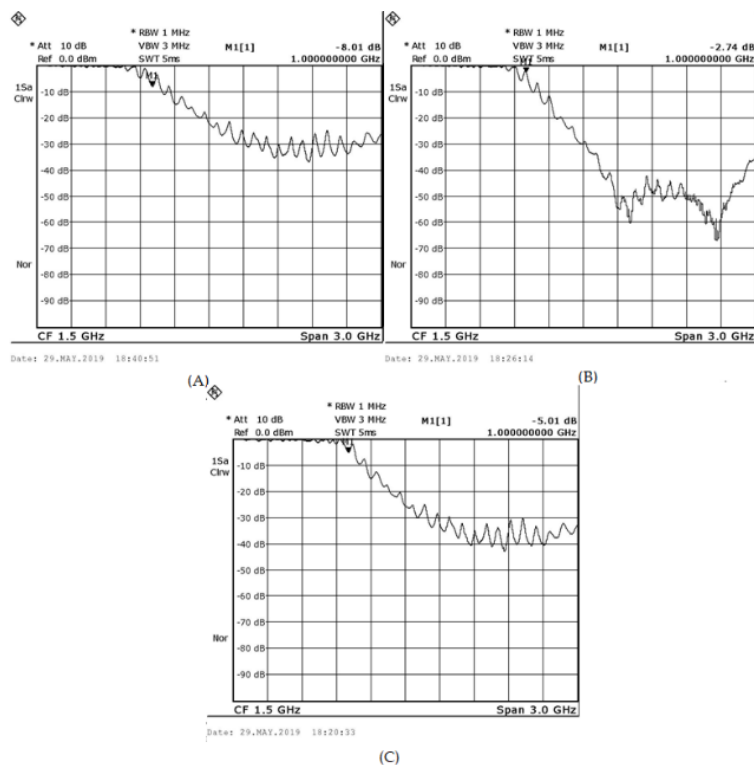
Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 53 - Comparações entre os resultados práticos entre diferentes aproximações de 3ª ordem



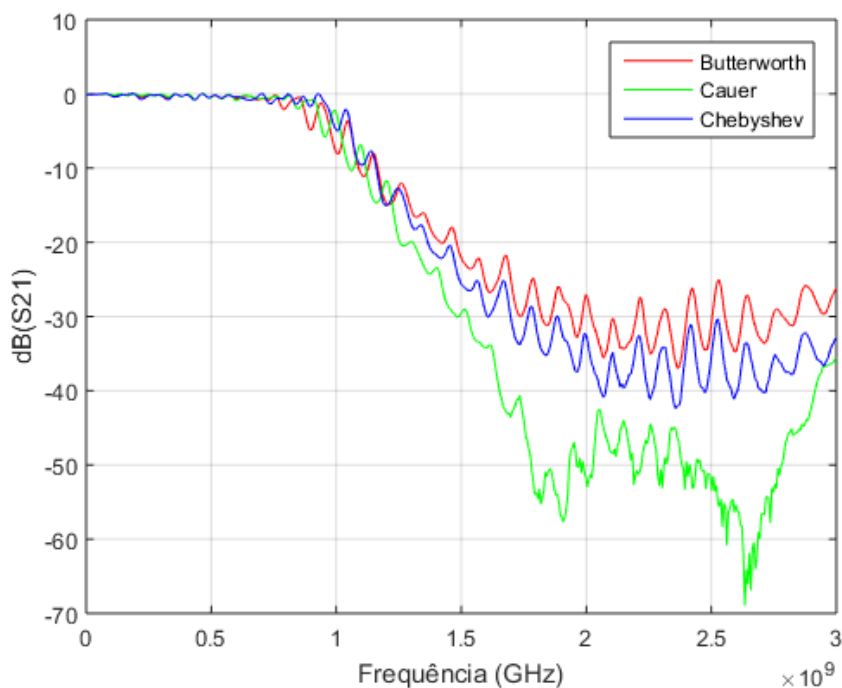
Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 54 – Resultados práticos dos filtros passa-baixa de 5ª ordem :(A) Butterworth; (B)Cauer; (C) Chebyshev



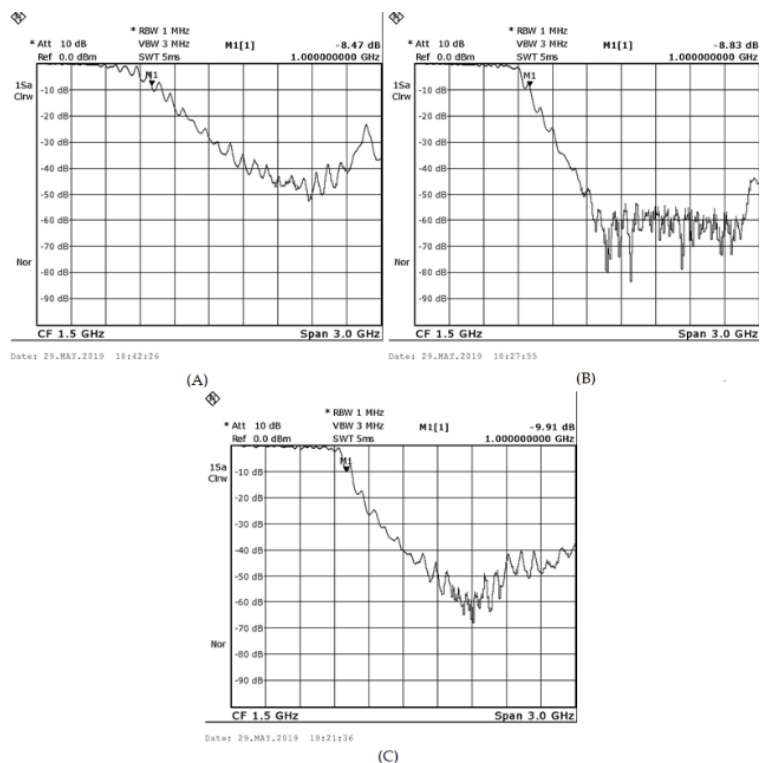
Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 55 - Comparações entre os resultados práticos entre diferentes aproximações para 5ª ordem



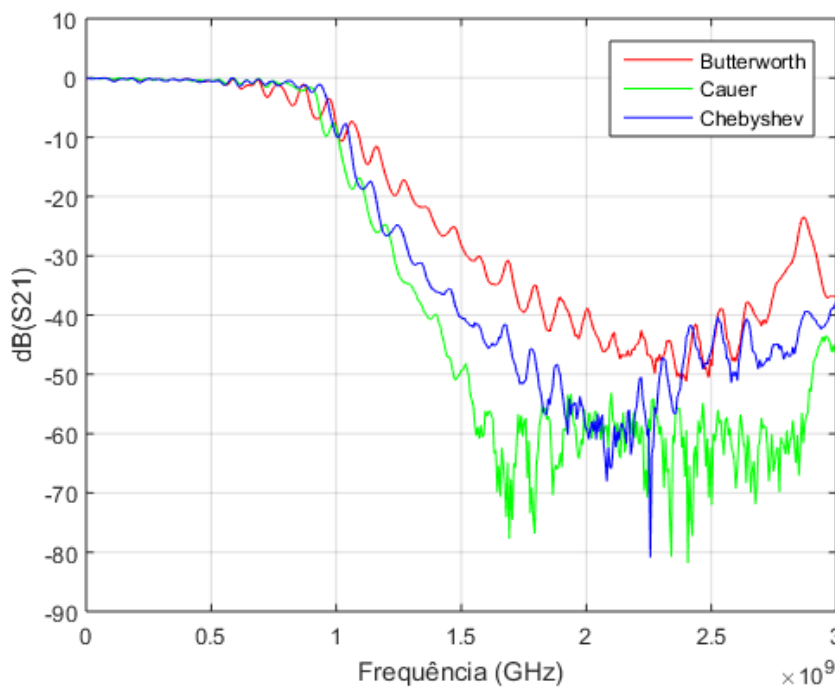
Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 56 - Resultados práticos dos filtros passa-baixa de 7ª ordem :(A) Butterworth; (B)Cauer; (C) Chebyshev



Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 57 – Comparações entre os resultados práticos entre diferentes aproximações para 7ª ordem



Fonte: Elaboração própria (2019)

Assim como visto nos resultados simulados, podemos averiguar o mesmo efeito na prática, em que quanto maior a ordem do filtro, maior será o decaimento e a

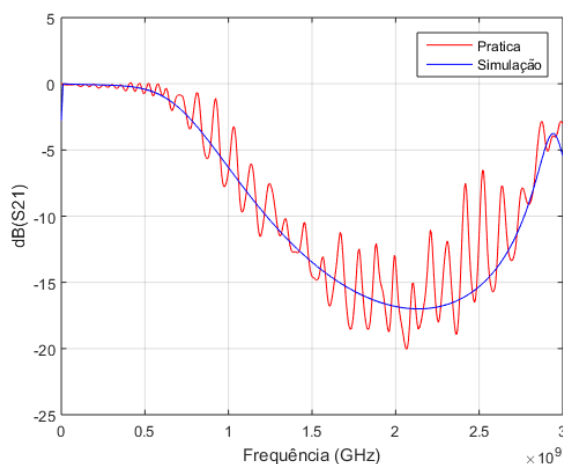
atenuação na banda de rejeição. Sendo assim, os resultados teóricos possuem similaridades aos práticos, onde pode-se comprovar que os cálculos teóricos representavam a prática.

Como ocorreu na análise para descobrir o valor da constante dielétrica relativa do substrato. Ocorreu oscilações na resposta dos filtros na prática, o que pode ser explicada como ondas estacionárias (seção 2.2.4) nos cabos coaxiais utilizados para ligar o filtro ao Receiver.

Na resposta de 7ª ordem do filtro Cauer, podemos ver que para a resposta do filtro não ultrapassa a atenuação de -60 dBm. Isso ocorre, pois, a partir deste valor de atenuação para as frequências trabalhadas, o Receiver não consegue medir o sinal devido ao ruído ambiente (ROHDE&SCHWARZ, 2019).

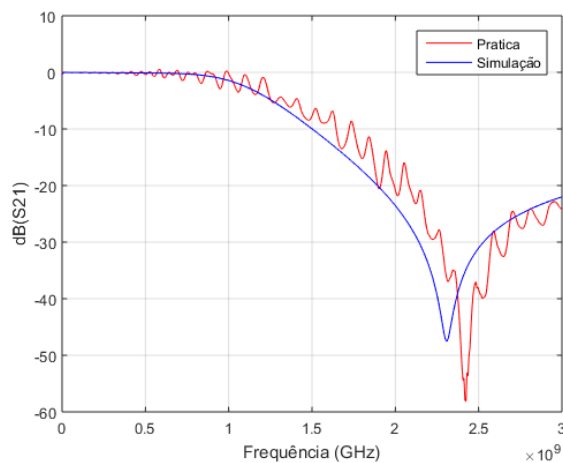
As figuras 58 a 66 mostram a comparação feitas no Matlab entre os filtros na prática e na simulação, onde vemos que as curvas das simulações e práticas são similares. Sendo assim, o software Sonnet Lite mostrou-se capaz de prever a prática.

Figura 58 – Comparação entre a prática e a simulação, para o filtro Butterworth 3ª ordem



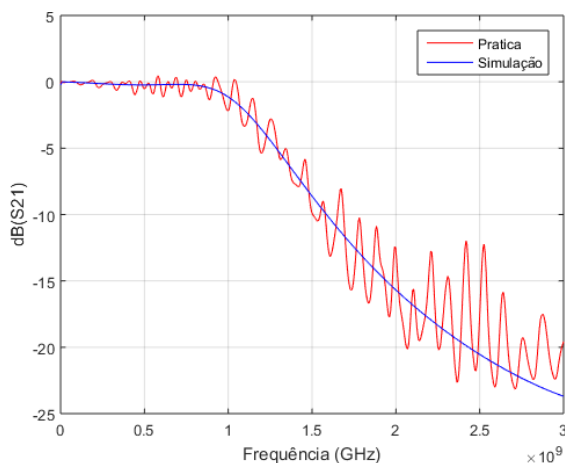
Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 59 – Comparação entre a prática e a simulação, para o filtro Cauer 3ª ordem



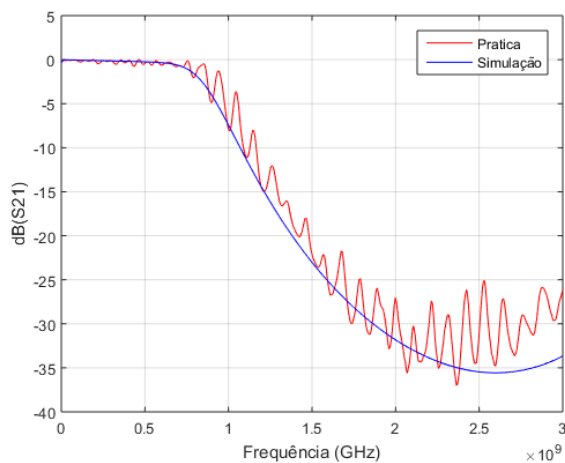
Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 60 - Comparação entre a prática e a simulação, para o filtro Chebyshev 3ª ordem



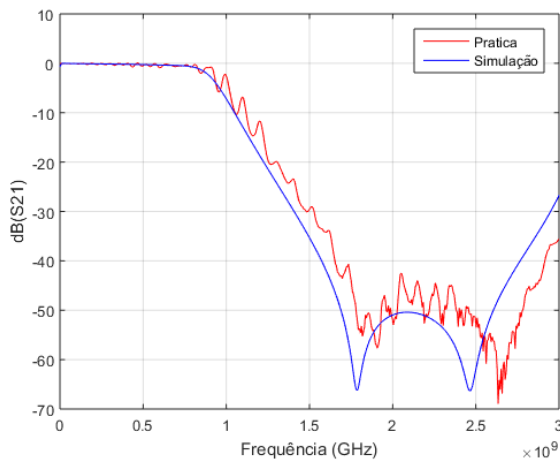
Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 61 – Comparação entre a prática e a simulação, para o filtro Butterworth 5ª ordem



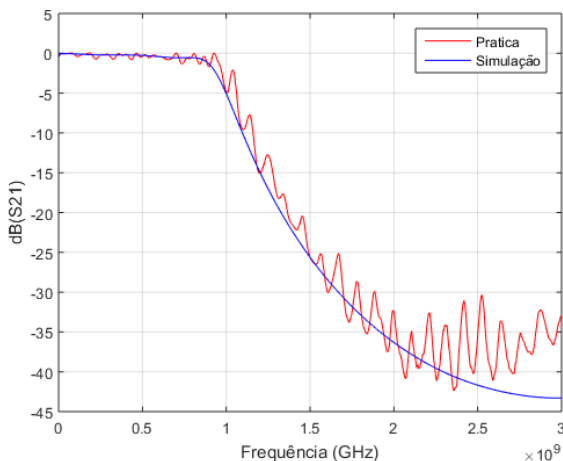
Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 62 - Comparação entre a prática e a simulação, para o filtro Cauer 5ª ordem



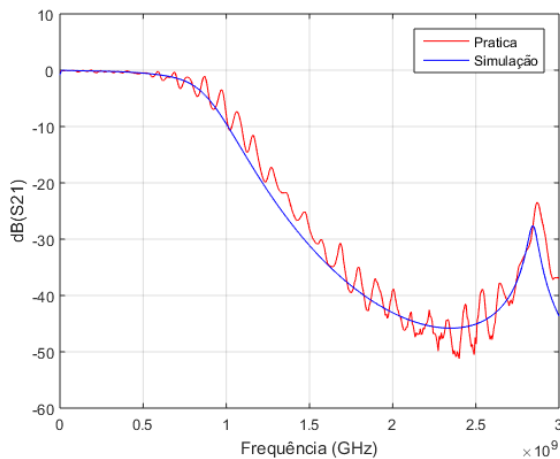
Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 63 - Comparação entre a prática e a simulação, para o filtro Chebyshev 5ª ordem



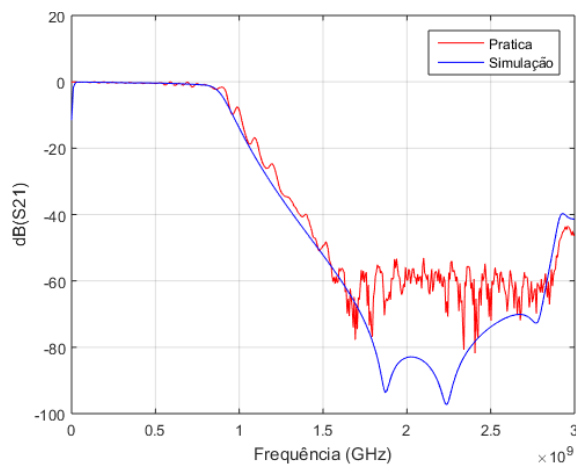
Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 64 - Comparação entre a prática e a simulação, para o filtro Butterworth 7ª ordem



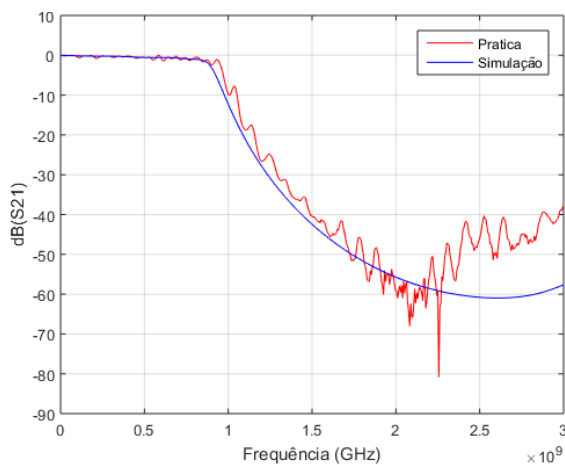
Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 65 - Comparação entre a prática e a simulação, para o filtro Cauer 7ª ordem



Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 66 - Comparação entre a prática e a simulação, para o filtro Chebyshev 7ª ordem



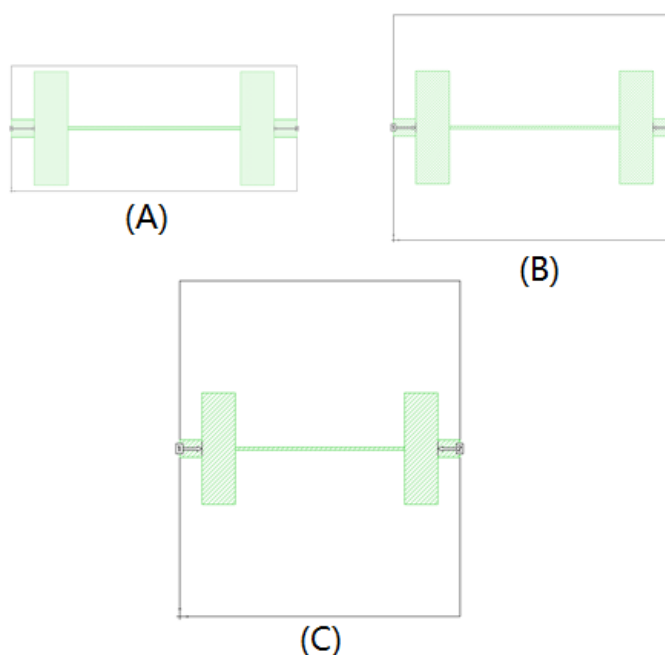
Fonte: Elaboração própria (2019)

4.3 Diferentes tamanhos de plano de referência

Como a simulação no software Sonnet mostrou-se capaz de simular a prática. Foi realizado ensaios no software alterando a largura do plano de referência para os filtros de aproximação Butterworth, Cauer e Chebyshev de 3ª ordem, nos projetos realizados na seção 4.2, para verificar se há influência do plano de referência na resposta do filtro.

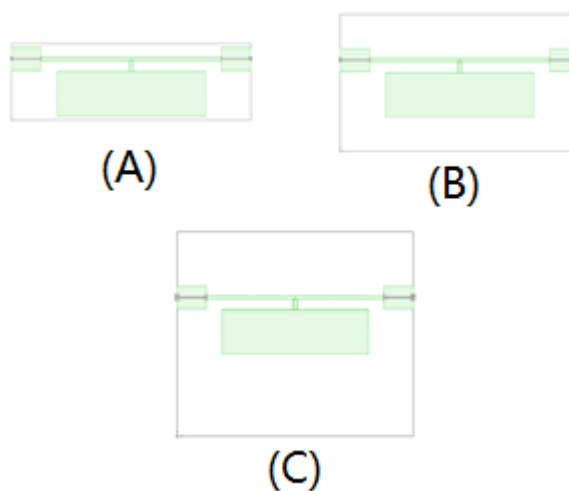
As figuras 67, 68 e 69 exibe os projetos realizados no Sonnet variando a largura do plano de referência. Optou-se em utilizar coeficientes de multiplicação de 1,1, 2 e 3 para variação da largura do plano. Os valores multiplicados pelos coeficientes foram a largura máxima de cada um dos filtros. A largura máxima dos filtros do tipo Butterworth e Chebyshev eram de 20mm, enquanto para o filtro de aproximação Cauer era de 9,25mm.

Figura 67 – Filtro Butterworth 3ª ordem com diferentes tamanhos de plano de referência: (A) Plano de referência com largura de 22mm; (B) Plano de referência com largura de 40mm; (C) Plano de referência com largura de 60mm



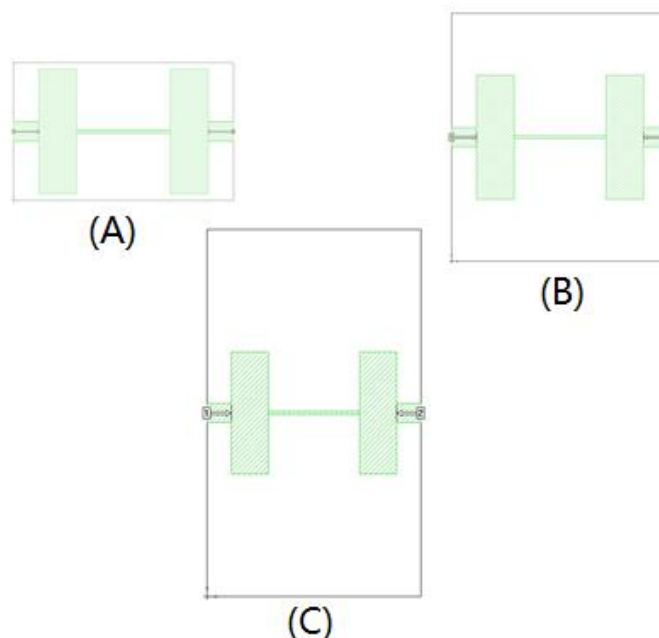
Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 68 - Filtro Cauer 3ª ordem com diferentes tamanhos de plano de referência: (A) Plano de referência com largura de 10mm; (B) Plano de referência com largura de 18mm; (C) Plano de referência com largura de 28mm



Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 69 - Filtro Chebyshev 3ª ordem com diferentes tamanhos de plano de referência: (A) Plano de referência com largura de 22mm; (B) Plano de referência com largura de 40mm; (C) Plano de referência com largura de 60mm

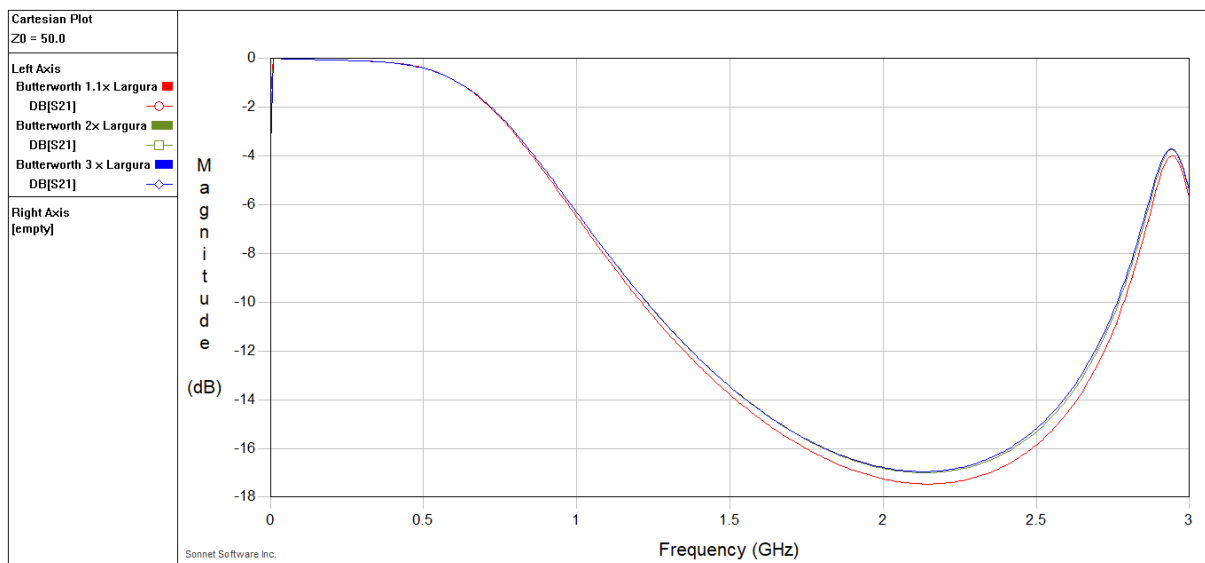


Fonte: Elaboração própria (2019)

Nas figuras 70, 71, e 72 pode-se ver as respostas dos filtros para a variação o da largura do plano de referência, onde é possível ver que há diferenças nas respostas para cada aproximação.

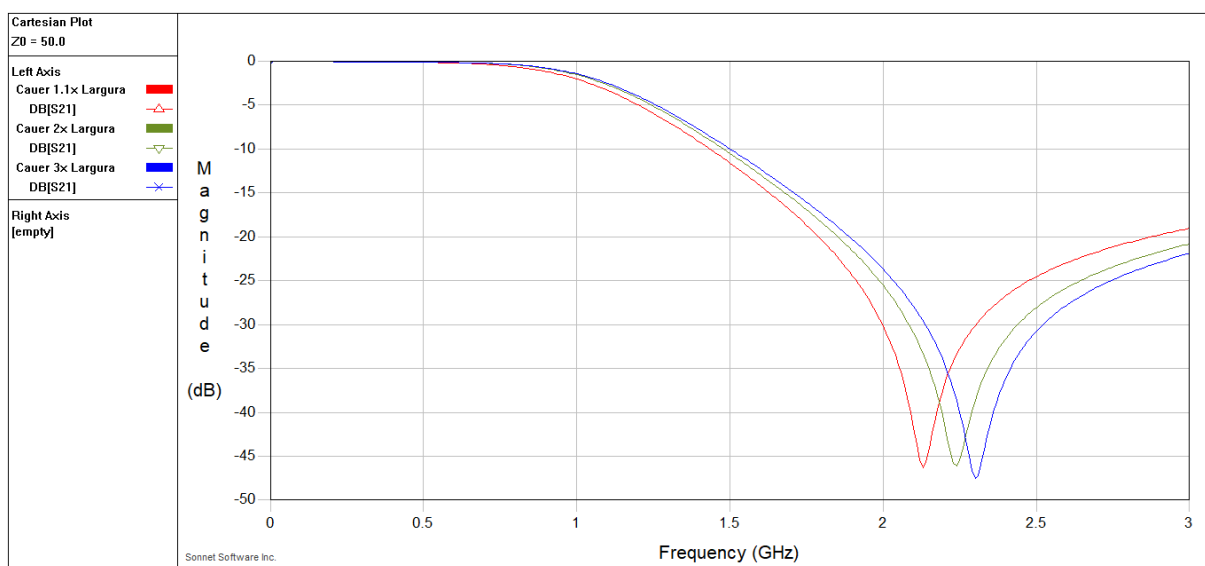
Para as aproximações do tipo Chebyshev e Butterworth percebemos alterações na questão de atenuação, e que as curvas resultantes de coeficientes de multiplicação de 2 e 3 possuem as mesmas características. Já para aproximação do tipo Cauer há alterações principalmente no decaimento da resposta do filtro, onde quanto mais se aumenta a largura do plano de referência, menor é o decaimento.

Figura 70 - Filtro Butterworth 3ª ordem com diferentes tamanhos de plano de referência



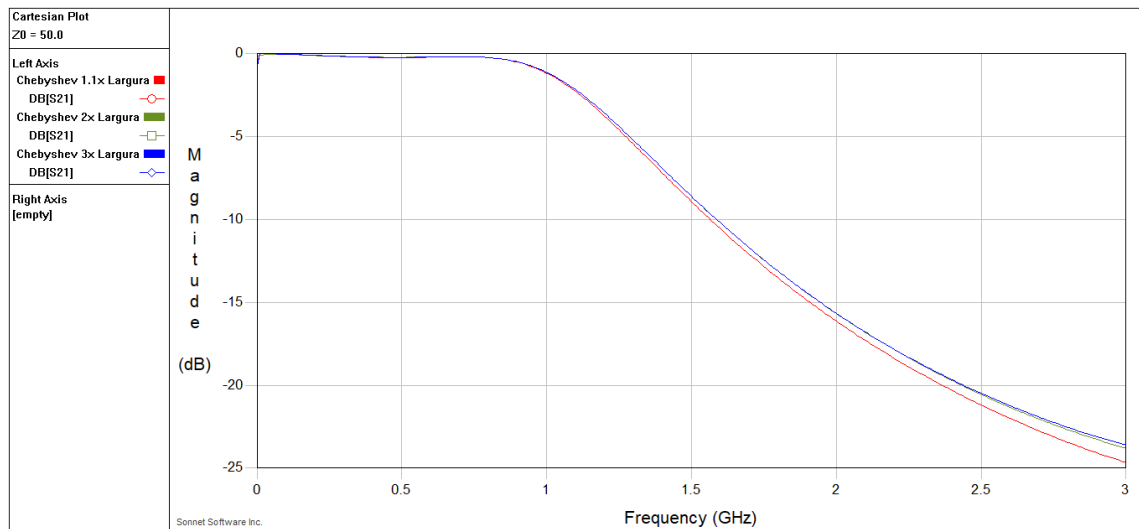
Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 71 - Filtro Cauer 3ª ordem com diferentes tamanhos de plano de referência



Fonte: Elaboração própria (2019)

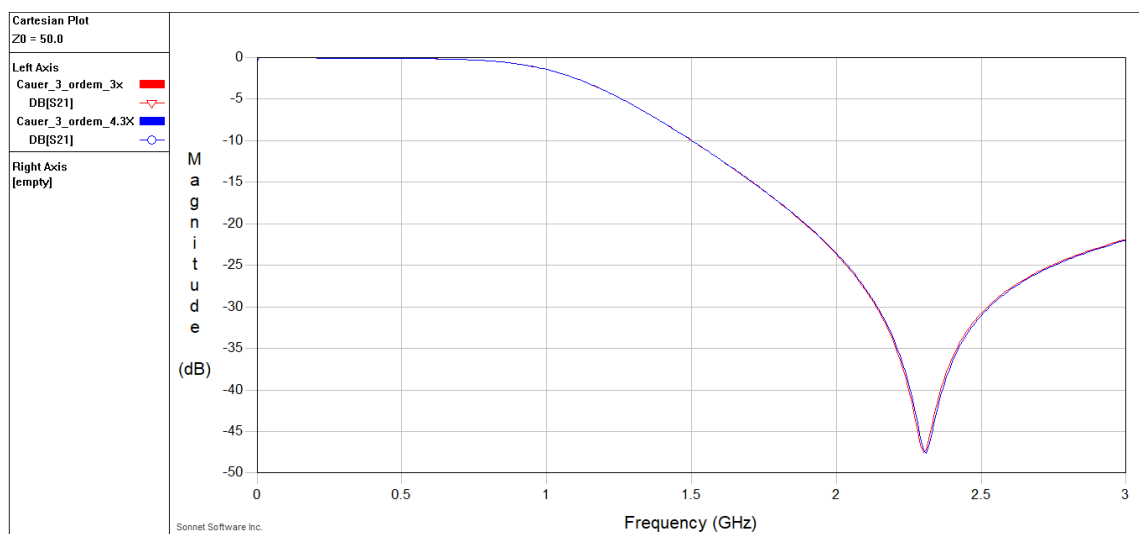
Figura 72 - Filtro Chebyshev 3ª ordem com diferentes tamanhos de plano de referência



Fonte: Elaboração própria (2019)

Para conferir se a resposta de aproximação do tipo Cauer havia uma estabilidade na resposta como ocorreu para as aproximações do tipo Butterworth e Chebyshev quando se aumentava da largura do plano de referência. Decidiu-se comparar na figura 73 o resultado simulado para o coeficiente de multiplicação 3 com o resultado da figura 46.b que continha um plano de referência de 4,3 vezes maior que a largura máxima do filtro. Feito isso pode-se notar que as curvas demonstradas na figura 73 possuem as mesmas características, seja de decaimento como de atenuação.

Figura 73 - Filtro Cauer 3ª ordem com plano de referência 3 e 4,3 vezes maior que a largura máxima do filtro



Fonte: Elaboração própria (2019)

4.4 Tamanho do filtro em relação a frequência de corte

Afim de verificar o quanto a frequência de corte tem relação com o tamanho do filtro, decidiu-se realizar dois projetos com frequências distintas, um de 300 MHz e outro de 3 GHz.

Neste projeto decidiu-se usar a aproximação do tipo Chebyshev de 3ª ordem, perda de inserção (L_{ar}) igual a 0,1 dB na frequência de corte. Para o desenvolvimento matemático foi utilizada a tabela 2 de elementos para a aproximação do tipo Chebyshev, as equações 42 e 43 para obter os elementos não normalizados para a frequência de corte de 300 MHz e 3 GHz. Para o cálculo do comprimento (l) dos elementos indutivos foi utilizada a equação 64, e quanto o cálculo do comprimento (l) dos elementos capacitivos a equação 66.

A partir das equações calculadas foi elaborado a tabela 20 e 21 para a frequência de corte de 300 MHz, onde a figura 74 mostra o design do filtro no software Sonnet lite e a figura 75 a resposta do filtro dB(S21). As tabelas 22 e 23 para a frequência de corte de 3 GHz, em que a figura 76 mostra o design do filtro no software Sonnet e a figura 77 a resposta do filtro dB(S21).

O comprimento (l) da impedância de entrada (Z_0) foi definida com o mesmo comprimento dos terminais conector SMA para placa de circuito impresso de $l = 4\text{ mm}$. Os comprimentos totais nas tabelas 21 e 23 apresentadas já levam em consideração os comprimentos dos terminais dos conectores. Para a largura escolheu-se novamente a largura máxima de 20 mm e mínima de 0,5 mm.

Tabela 20 - Parâmetros de projeto de microfita para um filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem para a frequência de corte de 300 MHz

	Z_0	Z_{0C}	Z_{0L}
w (mm)	3,1	20,0	0,5
Z (Ω)	50	12,1	114,2
λ_g (mm)	564,3	521,0	594,3

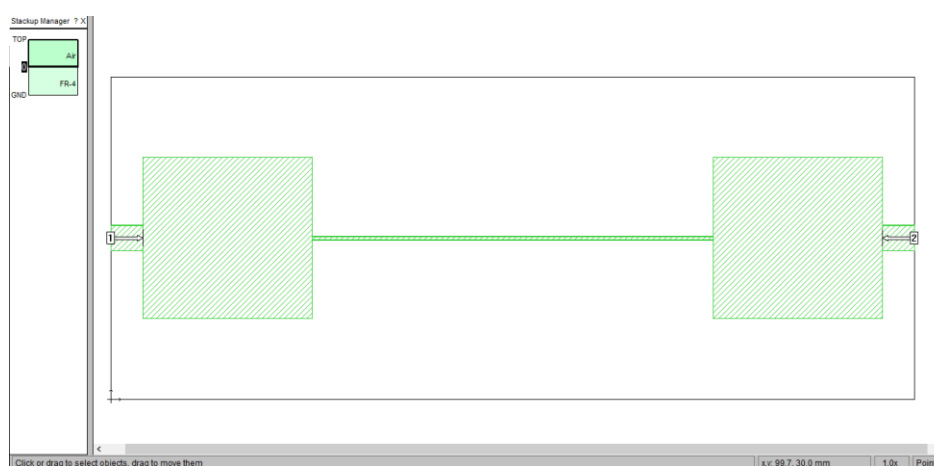
Fonte: Elaboração própria (2019)

Tabela 21 – Comprimento dos elementos de um filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem para a frequência de corte de 300 MHz

	g_1	g_2	g_3
Elemento	10,9 pF	30,4 nH	10,9 pF
l (mm)	21,0	49,8	21,0
Comprimento total (mm)	99,8		

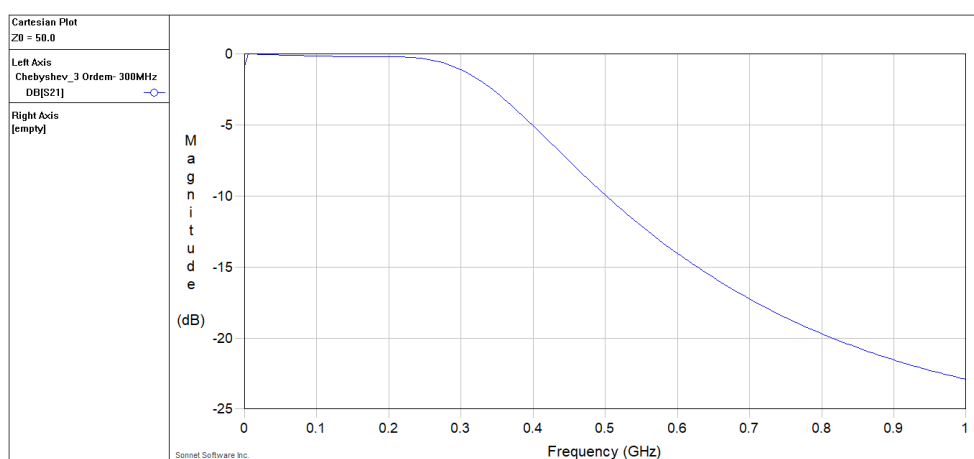
Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 74 – Projeto do filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem para a frequência de corte de 300 MHz



Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 75 – Resposta em frequência do filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem para a frequência de corte de 300 MHz



Fonte: Elaboração própria (2019)

Tabela 22 - Parâmetros de projeto de microfita para um filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem para a frequência de corte de 3 GHz

	Z_0	Z_{0C}	Z_{0L}
w (mm)	3,1	20,0	0,5
Z (Ω)	50	12,1	114,2
λ_g (mm)	56,4	52,1	59,4

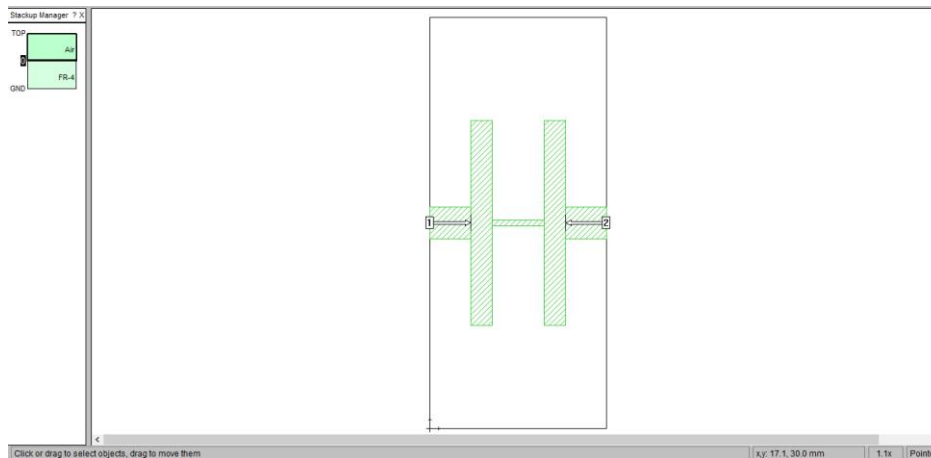
Fonte: Elaboração própria (2019)

Tabela 23 – Comprimento dos elementos de um filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem para a frequência de corte de 3 GHz

	g_1	g_2	g_3
Elemento	1,1 pF	3,0 nH	1,1 pF
l (mm)	2,1	5,0	2,1
Comprimento total (mm)	17,2		

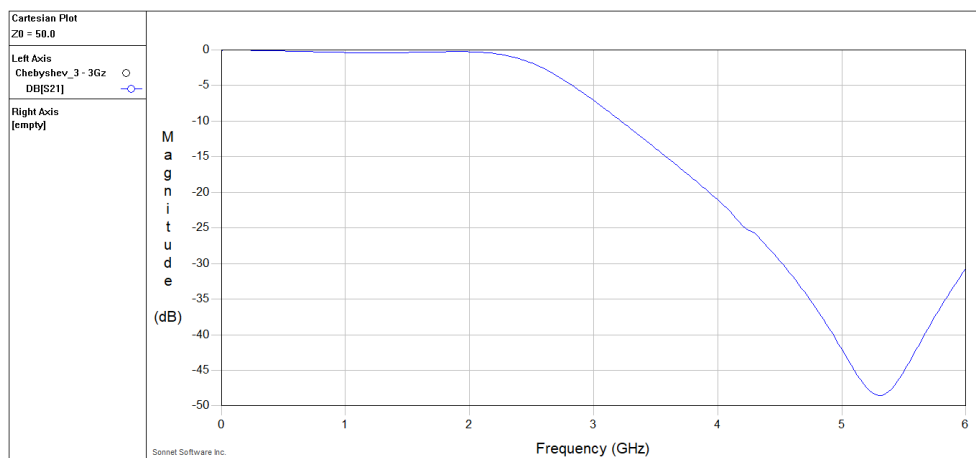
Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 76 - Projeto do filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem para a frequência de corte de 3 GHz



Fonte: Elaboração própria (2019)

Figura 77 - Resposta em frequência do filtro passa-baixa Chebyshev 3ª ordem para a frequência de corte de 3 GHz



Fonte: Elaboração própria (2019)

Visto os resultados das tabelas 21 e 23, podemos concluir que os cálculos teóricos correspondem a simulação, assim podendo analisar que quanto maior a frequência, menor será as dimensões do filtro, o comprimento de onda e os valores dos elementos que compõe o filtro.

5 CONCLUSÃO

O estudo de filtros vem ganhando importância a medida em que os dispositivos eletrônicos desempenham cada vez mais relevância na vida das pessoas. Muitas das tecnologias utilizam-se de aparelhos que são capazes de trabalhar com diversas frequências, afim de se buscar uma otimização do sistema.

Nesta busca de trabalhar com diversas frequências e com altas frequências, vem a necessidade de filtros, que desempenham um importante papel para atenuação de ruídos advindos do próprio circuito, ou até por interferências externas. Estes ruídos ou interferências, podem causar o mal funcionamento do aparelho.

Sabendo que em muitos aparelhos se busca a miniaturização, baixo valor de fabricação e trabalho em altas frequências, principalmente em sistemas de comunicação, os filtros em microfita pode ser uma das soluções viáveis.

Nesse cenário, ao decorrer do trabalho foram apresentadas atividades de pesquisa referentes a esta monografia. Os estudos desenvolvidos objetivaram o desenvolvimento de projetos de filtros passa-baixa em placas de circuito impresso numa estrutura de microfita.

No capítulo 4 foram apresentados os resultados dos filtros projetados. Primeiramente procurou-se determinar qual o valor da constante dielétrica relativa as placas de circuito impresso estudadas. E por análise via comparação das curvas práticas e simuladas do parâmetro S21, chegou-se à conclusão que o valor da constante dielétrica trabalhada era aproximadamente de 4,1.

No estudo a respeito dos valores de constante dielétrica do substrato da placa de circuito impresso, comprovou-se via simulação que quanto maior for a constante dielétrica, menor será o comprimento do filtro em uma placa de circuito impresso.

Após a análise da constante dielétrica, realizou-se projetos de filtros passa-baixa de diferentes ordens e aproximações, tanto em simulação como na prática, onde observou-se que o modelo teórico estudado consegue representar o que acontece tanto na simulação como na prática. Neste estudo pode-se também comprovar que o software Sonnet Lite era capaz de simular a prática, devido à similaridade entre as curvas.

Comprovou-se via prática e simulação, a matemática estudada para filtros de diferentes ordens, mostrando via cálculos que quanto maior a ordem do filtro para uma dada frequência, maior será o comprimento do filtro na placa.

Comprovado que o modelo dos projetos de filtros estudados era possível de ser realizado e simulado, fez-se dois estudos via software, um deles consistiu-se em alterar a largura do plano de referência, onde se pode concluir que a área do plano pode alterar tanto no decaimento da resposta, como no valor da atenuação do filtro, e que para maiores larguras de plano de referência a resposta do filtro tende a ter as mesmas características.

Na segunda análise alterou-se a frequência de corte, e com isso comprovou-se via simulação, que quanto maior a frequência de corte, menor será o comprimento de um filtro na placa de circuito impresso.

Como sugestão para trabalhos futuros é interessante o desenvolvimento de novos filtros em simulação, buscando desta vez a redução de tamanho e também a busca de diferentes geometrias de plano de referência.

6 REFERÊNCIAS

- BASTOS, J. P. A. **Eletromagnetismo para engenharia: Estática e Quase Estática**. 3. ed. Florianópolis: UFSC, 2012.
- BEHAGI, A. A.; TURNER, S. D. **Microwave and RF**. Pennsylvania: State College, 2011.
- BOLTON, W. **Análise de circuitos elétricos**. 1. ed. São Paulo: Makron Books, 1994.
- BONFIM, M. **Medidas Elétricas em Altas Frequências**. UFPR. Curitiba, p. 16. 2019.
- CASPERS, F. RF engineering basic concepts: S-parameters. **CERN**, Geneva, 11 janeiro 2012.
- GOMES, A. T. **Telecomunicações: Transmissão e Recepção AM/FM**. 21. ed. São Paulo: Editora Érica, v. 1, 2011.
- HALLIDAY, D. **Fundamentos de Física: gravitação, ondas e termodinâmica**. 7. ed. [S.I.]: LTC, v. 2, 2006.
- HAMMERSTAD, E.; JENSEN, O. **Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design**. 1980 IEEE MTT-S International Microwave symposium Digest. Washington: IEEE. 1980. p. 3.
- HERRES, D. Basics of TEM, TE, and TM propagation. **Test & Measurement Tips**, 2015. Disponível em: <<https://www.testandmeasurementtips.com/basics-of-tem-te-and-tm-propagation/>>. Acesso em: 09 Junho 2019.
- HONG, J.-S.; LANCASTER, M. J. **filters for RF/Microwave Applications**. New York: Wiley-Interscience, 2001.
- INTEL. PCB Stackup Design Considerations for Intel FPGAs. **intel**, 2017. Disponível em:<<https://www.intel.com/content/www/us/en/programmable/documentation/bib1485555122987.html#hdd1485800790583>>. Acesso em: 05 jun. 2019.
- KSM. **KSM**, 2016. Disponível em: <https://www.ksm.co.uk/technical/coaxial_cable_construction.html>. Acesso em: 25 mar. 2019.
- KUROKAWA, K. Power Waves and the Scattering Matrix. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques** , março 1985. 194-202.
- MAGRI, V. P. R. **Integridade de Sinais em Placas de Circuito**. Dissertação (Mestrado) - Departamento de Elétrica, PUC-RIO. Rio de Janeiro. 2007. (117).
- MAI, I. **Princípios de funcionamento de um Forno de microondas**. UFRGS. Porto Alegre, p. 15. 2006.

MICROWAVES101. S-parameters. **microwaves101**, 2019. Disponível em: <<https://www.microwaves101.com/encyclopedias/s-parameters>>. Acesso em: 28 maio 2019.

MONTROSE, M. I. **EMC AND THE PRINTED**. New York: Wiley-Interscience, 1998.

NEPOMUCENO, E. G. Métodos Numéricos - Método dos Momentos (MoM). **UFSJ**, 2016. Disponível em: <<https://www.ufsj.edu.br/portal2-repositorio/File/nepomuceno/mn/24MOM.pdf>>. Acesso em: 09 jun. 2019.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 3ª. ed. [S.I.]: Prentice-Hall, 1997.

PAUL, C. R. **Introduction to Electromagnetic Compatibility**. New York: Wiley-Interscience, 2006.

POZAR, D. M. **Microwave Engineering**. 4ª. ed. New York: Wiley-Interscience, 2012.

ROHDE&SCHWARZ. R&S®ESL EMI Test Receiver. **Rohde & Schwarz**, 2019. Disponível em: <https://www.rohde-schwarz.com/br/produto/esl-pagina-inicial-de-produtos_63493-10084.html>. Acesso em: 15 Junho 2019.

SADIKU, M. N. O. **Análise de Circuitos Elétricos com Aplicações**. 1ª. ed. New York: McGraw-Hill Global Education Holdings, 2014.

SONNET. How EM Works. **SONNET - PRECISION ELECTROMAGNETICS**, 2019. Disponível em: <<http://www.sonnetsoftware.com/products/sonnet-suites/how-EM-works.html>>. Acesso em: 09 junho 2019.

SOPTO. What is the difference between "dBm" and "dB"? **Sopto**, 2019. Disponível em: <http://www.sopto.com/fiber_optical_cable/article-3619.shtml>. Acesso em: 28 maio 2019.

STUETZLE, D. Analog Devices. **Improve S21 Flatness Measurements**, 2019. Disponível em: <<https://www.analog.com/en/technical-articles/improve-s21-flatness-measurements.html>>. Acesso em: 25 maio 2019.

TECHNOLOGIES, K. **Compreendendo os Princípios Fundamentais da Análise Vetorial de Redes**. Keysight Technologies. [S.I.], p. 16. 2017.

TRINTINALIA, L. C. Medidas em Varredora de Frequência. **disciplinas usp**, 2013. Disponível em: <https://edisciplinas.usp.br/pluginfile.php/1577053/mod_resource/content/2/Exp2-2013.pdf>. Acesso em: 02 junho 2019.

WILLIAMS, A. B.; TAYLOR, F. J. **ELECTRONIC FILTER DESIGN HANDBOOK**. 4ª. ed. New York: MCGRAW-HILL, 2016.

WINDER, S. **Analog And Digital Filter Design**. 2ª. ed. [S.I.]: Elsevier Scienc, 2002.