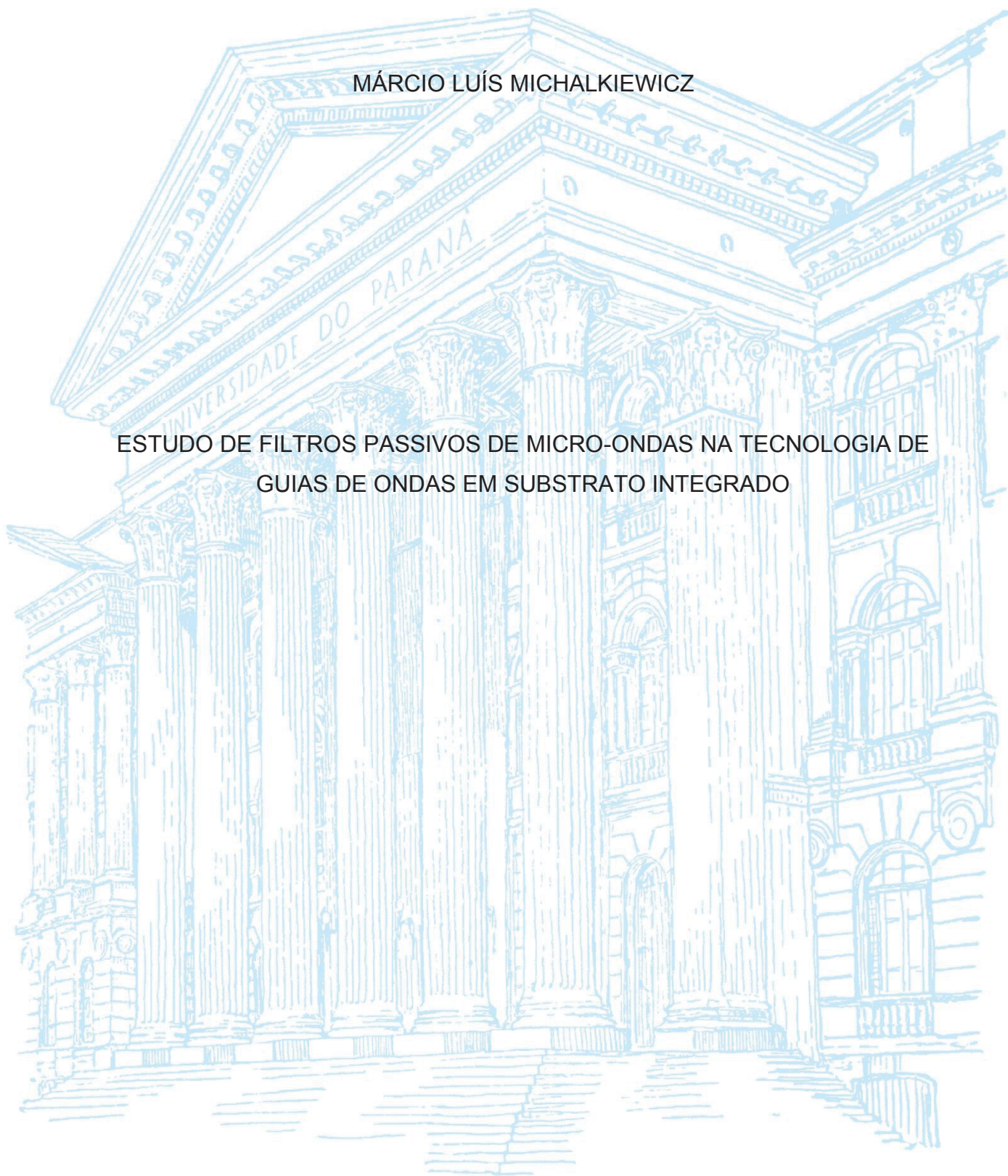


UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

MÁRCIO LUÍS MICHALKIEWICZ

ESTUDO DE FILTROS PASSIVOS DE MICRO-ONDAS NA TECNOLOGIA DE
GUIAS DE ONDAS EM SUBSTRATO INTEGRADO



CURITIBA

2020

MÁRCIO LUÍS MICHALKIEWICZ

ESTUDO DE FILTROS PASSIVOS DE MICRO-ONDAS NA TECNOLOGIA DE
GUIAS DE ONDAS EM SUBSTRATO INTEGRADO

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

Orientador: Prof. Dr. André Augusto Mariano

Coorientador: Prof. Dr. César Augusto Dartora

CURITIBA

2020

Catálogo na Fonte: Sistema de Bibliotecas, UFPR
Biblioteca de Ciência e Tecnologia

M621e

Michalkiewicz, Márcio Luís

Estudo de filtros passivos de micro-ondas na tecnologia de guias de ondas em substrato integrado [recurso eletrônico] / Márcio Luís Michalkiewicz. – Curitiba, 2020.

Dissertação - Universidade Federal do Paraná, Setor de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2020.

Orientador: André Augusto Mariano – Coorientador: César Augusto Dartora

1. Filtros elétricos. 2. Filtros de micro-ondas. 3. Guias de ondas. 4. Linhas de transmissão de micro-ondas. 5. Micro-ondas.. I. Universidade Federal do Paraná. II. Mariano, André Augusto. III. Dartora, César Augusto. IV. Título.

CDD: 621.3192

Bibliotecário: Elias Barbosa da Silva CRB-9/1894



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

TERMO DE APROVAÇÃO

Os membros da Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em ENGENHARIA ELÉTRICA da Universidade Federal do Paraná foram convocados para realizar a arguição da Dissertação de Mestrado de **MÁRCIO LUÍS MICHALKIEWICZ** intitulada: **Estudo de filtros passivos de microondas na tecnologia de guias de ondas em substrato integrado**, sob orientação do Prof. Dr. **ANDRÉ AUGUSTO MARIANO**, que após terem inquirido o aluno e realizada a avaliação do trabalho, são de parecer pela sua **APROVAÇÃO** no rito de defesa.

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

CURITIBA, 17 de Julho de 2020.

Assinatura Eletrônica

22/07/2020 08:33:23.0

ANDRÉ AUGUSTO MARIANO
Presidente da Banca Examinadora

Assinatura Eletrônica

22/07/2020 11:43:20.0

LUIS HENRIQUE ASSUMPCÃO LOLIS
Avaliador Interno (UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ)

Assinatura Eletrônica

21/07/2020 19:24:00.0

FERNANDO CARDOSO CASTALDO
Avaliador Externo (UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO
PARANÁ)

Assinatura Eletrônica

21/07/2020 15:53:08.0

BERNARDO REGO BARROS DE ALMEIDA LEITE
Avaliador Interno (UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ)

À minha família, pelo apoio incondicional que me deram durante essa jornada.

AGRADECIMENTOS

Esta pesquisa foi em parte financiada pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq).

Gostaria de agradecer a Rafael David e a empresa PCI PR - Indústria de Circuito Impressos LTDA, que gentilmente nos cedeu amostras de placas de circuito impresso para utilizarmos em nossa pesquisa. Ao colega Rodrigo Godinho Silva, que nos indicou os primeiros passos na utilização da ferramenta Keysight ADS. Ao professor Fernando Castaldo, da UTFPR, que se dispôs a confeccionar nossos protótipos no laboratório de fabricação eletrônica (EFAB) daquela instituição.

Não poderíamos deixar de mencionar também o Professor Márlio J. C. Bonfim, por nos dar acesso ao laboratório LAMMI da UFPR, a Lécio V. Montanheiro e ao colega Diogo R. Miyazaki, que nos auxiliaram na utilização dos equipamentos de medida do laboratório e várias outras atividades. Por fim, gostaria de agradecer ao banco Bradesco S.A, empresa para a qual trabalho, que me cedeu o tempo necessário para estudo, tornando possível a tarefa dessa pesquisa.

As convicções são inimigas mais perigosas da verdade do que as mentiras.

(Friedrich Nietzsche)

RESUMO

Esse trabalho apresenta o estudo sobre um filtro passa-faixas em elementos distribuídos, utilizando a tecnologia de guia de ondas em substrato integrado e topologia de janelas indutivas, tipo íris. Além de apresentar a teoria envolvida e o fenômeno como um todo, apresenta-se também um método analítico para obtenção das partes constituintes do guia de onda e da construção do filtro.

A orientação da pesquisa se direciona para uma área que experimenta grande inovação no momento, que é a internet das coisas (IoT). Assim, nosso circuito foi planejado para ficar nas frequências abaixo de 6 GHz, como ocorre com o padrão IEEE 802.11n. No tocante ao substrato dielétrico, optou-se pelo material FR-4 por seu baixo custo e por sua disponibilidade no mercado nacional.

A escolha do substrato impôs algumas limitações para os parâmetros do filtro. Assim, foi definido o valor de 2,85 GHz para a frequência central, por estar dentro da especificação do padrão colocado como alvo e por possibilitar a construção de um filtro de dimensões relativamente pequenas, além de evitar grandes dispersões em frequências mais altas. Uma vez que se trata de um modelo didático apenas, foi estabelecido uma largura de banda de 100 MHz, resultado um fator de qualidade de 28,5. Em relação à atenuação da banda de rejeição, fixou-se o valor em -45 dB, para forçar um filtro de ordem baixa, o que implicará em um filtro menor fisicamente. Definiu-se também a perda de retorno em -10 dB e uma perda por inserção de referência de -2,5 dB.

Como resultado dos cálculos efetuados para os parâmetros escolhidos, concluiu-se por projetar um filtro do tipo Chebyshev, de ordem 3 e com 0,01 de *ripple*, com as dimensões físicas de 181 mm x 42 mm.

Em relação ao resultado da medição do protótipo, a dispersão em relação à frequência central apresentou uma variação em torno de 6%, se comparado aos valores de referência. Por outro lado, quando comparados à simulação eletromagnética, essa variação foi pouco maior que 1%. A atenuação da banda de rejeição foi bastante próxima dos -45dB inicialmente definidos e a perda por inserção medida no protótipo foi de -7dB.

Os resultados obtidos mostraram correspondência entre os valores simulados e medidos, quando comparados aos valores especificados. Os desvios encontrados foram explorados na análise, que demonstrou que foram devidos a imprecisões inerentes ao método analítico, à dispersão no material dielétrico e a possíveis discrepâncias entre os valores da constante dielétrica relativa e fator de dissipação do substrato que o fabricante forneceu e o que o material de fato apresentava.

Palavras-chave: Filtros passa-faixas. Guias de onda em substrato integrado. FR-4.

Filtro íris. *Microstrip*. SIW. Micro-ondas.

ABSTRACT

This work presents a study about a bandpass filter using substrate integrated waveguide technology with inductive iris windows topology. It presents the theory and the phenomenon involved as a whole, and besides, the analytical process to obtaining each part of the waveguide and the synthesis of the filter.

This research had the attention directed towards an area that is experiencing great innovation now, which is the internet of things (IoT). Thus, we planned our circuit to be at frequencies below 6 GHz, as with the IEEE 802.11n and IEEE 802.11ac standards. Regarding the dielectric material, due to the high cost of microwave substrates in the national market, the material chosen was the FR-4, because it is a low-cost material and available in the local market.

The substrate choice imposed some limitations. Thus, we chose the value of 2.85 GHz as the central frequency, as it is within the specification of the standard set as a target, and would not result in a very large filter physically, in addition to avoiding large dispersions at higher frequencies. Since we work with a didactic model only, we choose a bandwidth of 100 MHz, resulting in a quality factor of 28.5. Regarding the attenuation of the rejection band, we set the value of -45 dB, to force a low-order filter, which will result in a physically smaller filter. We also fixed the attenuation in the passband in the order of -10 dB and the reference insertion loss is -2,5 dB.

The filter calculated for the specified parameters was a Chebyshev type filter, with order 3, 0.01 of ripple and with the dimensions of 181 mm x 42 mm. The electromagnetic simulations used the Keysight Technologies ADS Momentum 3D Planar EM Simulator software.

The results showed good accordance between the simulation and measurements. The deviations found were due to inaccuracies in the analytical model, dispersion in the dielectric material, and possible differences between the values of the relative permittivity and dissipation factor of the substrate supplied by the manufacturer and that the material has in fact.

Keywords: Waveguide. Substrate Integrated Waveguide. SIW. Microstrip, Bandpass filter. Iris filter. FR-4.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 - Comparação entre as tecnologias	18
FIGURA 2 - Principais parâmetros de uma linha <i>microstrip</i>	22
FIGURA 3 - Campos elétrico e magnético em uma linha <i>microstrip</i>	23
FIGURA 4 - Perdas no condutor e dielétrico em função da frequência.	26
FIGURA 5 - Descontinuidades comuns em guia de ondas.....	29
FIGURA 6 - Detalhe da franja de campo elétrico em <i>microstrip</i>	30
FIGURA 7 - Descontinuidade capacitiva	30
FIGURA 8 - Detalhe de um furo metalizado.....	31
FIGURA 9 - Efeito de curva 90° em linhas de transmissão	31
FIGURA 10 - Efeito de degrau de impedância	32
FIGURA 11 - Modelo de uma linha de transmissão genérica	33
FIGURA 12 - Topologia de filtros de micro-ondas.	34
FIGURA 13 - Guia SIW e seus principais parâmetros construtivos.....	37
FIGURA 14 - Propagação da onda TE ₁₀ em SIW	38
FIGURA 15 - Topologias de filtros SIW de configuração simples.....	39
FIGURA 16 - Topologias de filtros SIW com cavidades ressonantes	40
FIGURA 17 - Determinação de parâmetros geométricos do SIW.....	42
FIGURA 18 – Transição de impedância	44
FIGURA 19 - Perda de sinal para diferentes materiais dielétricos.....	46
FIGURA 20 - Permissividade relativa do FR-4 como função da frequência.....	47
FIGURA 21 - Comparação atenuação entre RO4003 x FR-4	48
FIGURA 22 - Comparação entre respostas de filtros	50
FIGURA 23 - Comparação entre filtro diferentes e de diferentes ordens	50
FIGURA 24 - Atenuação versus frequência para resposta Butterworth.....	51
FIGURA 25 – Circuitos em “ <i>I</i> ” e “ <i>T</i> ” para protótipo passa-baixas.....	52
FIGURA 26 - Atenuação x frequência para Chebyshev 0,01 dB ripple.....	53
FIGURA 27 – Etapas de projeto de filtros convencionais	54
FIGURA 28 - Especificações de um filtro passa-faixas	55
FIGURA 29 - Inversores de impedâncias e admitância.....	56
FIGURA 30 - Método completo para projeto do filtro SIW	58
FIGURA 31 - Parâmetros de projeto do filtro passa-faixas.....	60
FIGURA 32 - Guia de onda SIW.....	64
FIGURA 33 - Gráfico auxiliar para largura transição de impedância.....	66

FIGURA 34 - Gráficos das equações de marcuwitz	67
FIGURA 35 - Principais parâmetros do filtro	68
FIGURA 36 – Foto do protótipo guia de onda	71
FIGURA 37 - Simulação x protótipo do protótipo guia de onda	71
FIGURA 38 - Foto do protótipos SIW.....	72
FIGURA 39 - Simulação eletromagnética 3d do filtro passa-faixas.....	73
FIGURA 40 – Respostas do filtro SIW.....	74
FIGURA 41 - Simulações para diferentes constantes dielétricas	77
FIGURA 42 - Simulação para diferentes perdas tangenciais	78
FIGURA 43 - Simulação com os parâmetros aprimorado.....	79
FIGURA 44 - Simulação para protótipo aprimorado	82

LISTA DE QUADROS

QUADRO 1 – Elementos para passa-baixas Butterworth.....	52
QUADRO 2 - Elementos para passa-baixas Chebyshev <i>ripple</i> 0,01.....	54
QUADRO 3 – Valores de frequência.....	60
QUADRO 4 – Valores de comprimento de onda guiado	61
QUADRO 5 – Parâmetros de normalização.....	61
QUADRO 6 – Valores de g_j	62
QUADRO 7 – Valores para os inversores de impedância	62
QUADRO 8 - Valores para as reatâncias paralelas.....	62
QUADRO 9 – Cálculo da linha de 50Ω	63
QUADRO 10 – Parâmetros para cálculo do guia de onda	64
QUADRO 11 – Parâmetros para cálculo da transição de impedância	65
QUADRO 12 - Valores reatância paralelas para verificação no gráfico.....	66
QUADRO 13 - Parâmetros físicos do filtro do primeiro protótipo.....	68
QUADRO 14 – Valores de frequência para protótipo SIW.....	75
QUADRO 15 – Valores de atenuação para protótipo SIW.....	76
QUADRO 16 – Largura de banda e fator de qualidade protótipo SIW.....	76
QUADRO 17 - Parâmetros físicos do novo protótipo	81
QUADRO 18 - Frequência valores novo protótipo	82
QUADRO 19 - Atenuação valores novo protótipo	83
QUADRO 20 – Largura de banda e fator de qualidade novo protótipo.....	83

LISTA DE ABREVIATURAS OU SIGLAS

- BGA – Encapsulamento circuitos integrados (do inglês: *Ball grid Array*)
- CAD – Ferramenta de projeto computacional (do inglês: *Computer-aided Design*)
- DC – Corrente contínua (do inglês: *Direct Current*)
- EFAB – Laboratório de Fabricação Eletrônica UTFPR
- FR-4 – Retardador de chama (do inglês: *Fire Resistant*)
- GaAs – Arsenieto de gálio (composto químico)
- GICS – *Group of Integrated Circuits and Systems*
- IEEE 802.11n – Padrão de transmissão e codificação para comunicações sem fio
- InP – Fosfeto de índio (composto químico)
- IoT – Internet das coisas (do inglês: *Internet of Things*)
- LAMMI – Laboratório de Magnetismo, Medidas e Instrumentação
- PCB – Placa de circuito impresso (do inglês: *Printed Circuit Board*)
- SiC – Carbetto de silício (composto químico)
- SIW – Guia de ondas em substrato integrado (do inglês: *Substrate Integrated Waveguide*)
- SMA – Conector coaxial em miniatura (do inglês: *Sub-Miniature version A*)
- UFPR – Universidade Federal do Paraná
- UTFPR – Universidade Tecnológica Federal do Paraná

LISTA DE SÍMBOLOS

®	Marca registrada
TEM	Transversal eletromagnético
TE	Transversal elétrico
TE ₁₀	Transversal elétrico no modo de propagação 10
ϵ	Permissividade dielétrica
ϵ_0	Permissividade No espaço livre
ϵ_r	Permissividade relativa
ϵ_{eff}	Permissividade efetiva
H	Campo magnético
E	Campo Elétrico
μ	Permeabilidade
μ_0	Permeabilidade magnética do espaço livre
α	Constante de Perdas
α_d	Constante de Perdas dielétricas
α_c	Constante de Perdas no condutor
q	Fator de preenchimento
c	Velocidade da luz no vácuo
$\tan \delta$	Perda Tangencial ou Fator de dissipação
λ_g	Comprimento de onda guiada
Z_c	Impedância característica
η	Impedância da onda eletromagnética no vácuo
R_s	Resistência de superfície
ω	Frequência angular
σ	Condutividade elétrica do material
C_d	Capacitância por unidade de comprimento
C_a	Capacitância do substrato
h	Espessura do substrato
w	Largura da linha <i>microstrip</i>
K_0	Constante de propagação
ϕ	Deslocamento de fase
β	Constante de fase
a_{eff}	Largura efetiva do guia de onda

f_{c10}	Frequência de corte de operação do guia de onda
f_c	Frequência de corte do filtro
g_i	Coeficiente do protótipo do filtro
p	Distância entre os furos de passagem
d	Diâmetro dos furos de passagem
w_1	Largura da linha de 50Ω
w_2	Largura da transição de impedância (Taper)
w_3	Largura total do corpo do guia de onda
l_1	Comprimento da linha de 50Ω
l_2	Comprimento da transição de impedância (Taper)
l_3	Comprimento total do corpo do guia de onda
a	Largura padronizada do guia de onda
λ_0	Comprimento da onda plana na frequência F_0
ω_λ	Largura de banda fracionária do comprimento de onda do guia
ω'/ω'_1	Frequências de protótipo normalizada
θ_i	Distância elétrica entre as janelas da cavidade ressonante
$d_1\dots d_4$	Abertura das janelas íris
$L_1\dots L_3$	Comprimento da cavidade ressonante
S_{11}	Parâmetro de espalhamento associado à perda de retorno
S_{21}	Parâmetro de espalhamento associado à perda por inserção

SUMÁRIO

1	Introdução	17
1.1	Justificativa.....	17
1.2	Objetivos	19
1.3	Descrição das seções	19
2	Fundamentação teórica	21
2.1	Apresentação	21
2.2	Modelos Matemáticos.....	22
2.2.1	Ondas Guiadas	22
2.2.2	Estudo da permissividade efetiva e impedância característica	23
2.2.3	Cálculo do comprimento de onda guiado	24
2.2.4	Perdas em circuitos <i>microstrip</i>	25
2.2.5	Cálculo de linhas de transmissão <i>microstrip</i>	27
2.2.6	Descontinuidades em linhas <i>microstrip</i>	28
2.2.7	Filtros de Micro-ondas	32
2.2.8	Topologias de filtros de micro-ondas	33
2.2.9	Guia de onda SIW	34
2.2.10	Breve história do desenvolvimento SIW	36
2.2.11	Geometria	36
2.2.12	Princípio de operação do guia de onda SIW.....	37
2.2.13	Topologias de filtros na tecnologia SIW.....	38
2.2.14	Regras para projeto do corpo do guia de onda.....	41
2.2.15	Cálculo da transição de impedância	43
2.3	Estudo dos Materiais	45
2.3.1	A escolha do Substrato mais adequado	45
2.3.2	FR-4.....	45
2.3.3	RO4003C™, da empresa Roger Corporation.....	47
2.4	Síntese de filtros.....	48
2.4.1	Método da perda por inserção	48
2.4.2	Resposta de Butterworth	50
2.4.3	Resposta de Chebyshev	52
2.4.4	Processo para projeto do filtro	54
3	Projeto do filtro passa-faixas SIW	58

3.1	Metodologia.....	58
3.2	Especificação do filtro.....	59
3.3	Protótipo passa baixa, escalonamento e conversão.....	60
3.4	Cálculo da linha de 50 Ω	62
3.5	Cálculo do guia de ondas	63
3.6	Cálculo da transição de impedância	65
3.7	Determinação dos parâmetros das janelas íris	66
4	Simulações e medidas em protótipos	70
4.1	Materiais e métodos	70
4.2	Protótipo do guia de onda	71
4.3	Protótipo do filtro SIW.....	72
4.4	Recomendações para trabalhos futuros	83
5	Conclusão	85
	REFERÊNCIAS.....	87
	ANEXOS	91
	ANEXO A – Documento técnico do fabricante do PCB FR-4.....	91
	ANEXO B – Cálculo da transição cônica SIW	92
	ANEXO C – Cálculo das janelas indutivas ÍRIS.....	94

1 Introdução

1.1 Justificativa

O estudo de sistemas distribuídos teve seu grande clímax a partir do começo da segunda metade do século XX. Foi nessa época que os principais textos referentes ao tema foram escritos e quase todo tratamento matemático desenvolvido. Apenas para exemplificar, podemos citar aqui (Marcuvitz, 1951), (Weeler, 1965), (Getsinger, 1973) e (Hammerstad & Jensen, 1980), mas a lista de artigos importantes desse período é muito maior. Desde então, assistimos a uma intensa evolução de ferramentas de simulação computacional, que deu especial impulso às pesquisas relacionadas ao tema. Essa realidade, por sua vez, encontrou uma pressão muito grande por parte do mercado sobre a indústria, para que essa apresentasse novas soluções tecnológicas, e para que adaptasse suas linhas de montagem de forma a produzir equipamentos melhores e mais atrativos economicamente. Todo esse contexto trouxe-nos ao atual estado da arte nessa matéria, com circuitos operando a frequências na ordem de terahertz, guias de ondas integrados em substrato de silício e guias de onda de substrato integrado com dielétrico a ar (Parment et al., 2015).

Estudamos nessa dissertação uma tecnologia para projeto de circuitos a sistemas distribuídos desenvolvida no final dos anos 90 (Hirokawa & Ando, 1998) e (Uchimura et al., 1998), e que tem se mostrado bastante promissora, principalmente para aplicações em IoT (Internet das coisas), comunicações móveis e radares para automóveis autônomos, entre outras aplicações. Trata-se de circuitos que utilizam a tecnologia de guia de onda em substrato integrado (SIW – *Substrate Integrated Waveguide*).

A tecnologia SIW combina as vantagens da tecnologia planar e dos guias de ondas metálicos clássicos de forma complementar: os componentes SIW são leves e compactos, possuem a vantagem de serem manufaturados adotando-se processos fabris baratos e muito bem estabelecidos na indústria, como placas de circuitos impressos de cerâmica, Teflon™ e outros materiais, e ao mesmo tempo, eles também exibem uma alta capacidade de potência e uma blindagem eletromagnética, nativa da tecnologia, praticamente perfeita. Porém, a mais significativa vantagem da tecnologia SIW é a de integrar um sistema completo em um único substrato, incluindo componentes passivos, ativos, chip-sets e antenas.

Na FIGURA 1 apresentamos uma comparação entre as principais características das tecnologias vigentes. Vemos que os guias SIW situam-se em uma categoria tecnológica intermediária e em termos de complexidade, apresentam características técnicas promissoras.

FIGURA 1 - COMPARAÇÃO ENTRE AS TECNOLOGIAS



FONTE: Alterado de (Parment, 2017)

Levando em consideração todas as vantagens e possibilidades apresentadas no quadro acima, fazemos a seguinte pergunta: é possível projetar filtros de micro-ondas com tecnologia SIW, mesmo que sejam apenas modelos didáticos (compreendemos por modelo didático um protótipo funcional, porém simplificado. É importante que ele seja capaz de demonstrar as possibilidades e problemas concernentes à tecnologia em questão, mas sem ter a pretensão de ser um modelo comercial), para o padrão IEEE 802.11n cuja frequência de operação é de 2,4GHz (Cirani et al., 2019), utilizando material de baixa performance nessa faixa de frequência, portanto de custo mais baixo? Qual seria a ordem de aproximação entre teoria e prática que conseguiríamos para esse material? Seria possível uma aproximação na ordem de 1% do resultado em frequência? E em relação à perda por inserção? Até que ponto podemos confiar na simulação eletromagnética?

Durante o desenvolvimento dessa pesquisa, apresentamos também dois trabalhos na SeMicro 2019 (Seminário de Microeletrônica do Paraná), relativos a esse assunto: “Projeto de filtro passa-faixas usando tecnologia SIW e topologia Íris” e “Estudo sobre permissividade efetiva e atenuação em guias de onda SIW”, os quais

podem ser encontrados nos anais do seminário. Esperamos que esse nosso esforço possa ajudar no entendimento do tema, mesmo que de maneira incremental. Esperamos também que ele ajude a despertar o interesse, e que acelere as pesquisas nessa área de conhecimento em nossa universidade, pois acreditamos que a construção desse saber seja de fundamental importância para que nossa sociedade, como um todo, possa enfrentar os desafios tecnológicos futuros de forma autônoma.

1.2 Objetivos

O objetivo geral dessa dissertação é apresentar uma metodologia de projeto de um filtro passa-faixas passivo na frequência de micro-ondas utilizando a tecnologia SIW.

Em relação aos objetivos específicos da pesquisa, podemos elencá-los da seguinte forma:

- 1) Apresentar as equações analíticas para o projeto de um filtro passa-faixas passivo, na frequência de micro-ondas e na tecnologia SIW;
- 2) Fazer o projeto desse filtro utilizando a tecnologia SIW.
- 3) Executar simulações eletromagnética do filtro projetado;
- 4) Proceder à fabricação do protótipo do filtro projetado e de um guia de ondas vazio;
- 5) Medir os protótipos construídos;
- 6) Analisar as respostas das medições dos protótipos, comparando-as com os valores de referência e os obtidos mediante simulação eletromagnética, buscando explicar os possíveis desvios encontrados.

1.3 Descrição das seções

O presente documento está organizado da seguinte forma: No capítulo 2 apresentamos uma revisão da literatura que compreende a teoria envolvida nos guias de ondas *microstrip* e uma discussão sobre substratos dielétricos. Mostramos também os filtros de micro-ondas e suas topologias, além da síntese de filtros nas principais respostas. Descrevemos a teoria sobre guias de ondas SIW e relatamos algumas topologias de filtros para essa tecnologia e a metodologia de cálculo de suas principais partes constituintes.

Discutiremos, no capítulo 3, o projeto de filtros passa-faixas na tecnologia SIW, apresentamos a especificação do filtro que queremos construir, detalhando cada etapa para calculá-lo e finalizamos o capítulo com uma tabela contendo todos os parâmetros físicos do filtro já calculado.

O Capítulo 4 contém as simulações e medidas efetuadas nos protótipos construídos, fazendo considerações sobre os desvios encontrados e buscando melhorar os resultados, de acordo com nossa justificativa inicial.

E finalmente, no capítulo 5, concluímos nossa dissertação fazendo algumas considerações finais sobre a pesquisa efetuada.

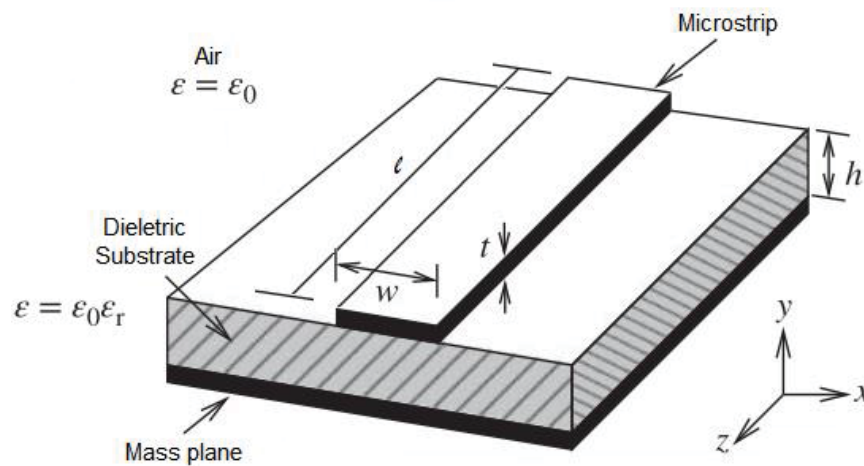
2 Fundamentação teórica

2.1 Apresentação

Os aspectos físicos e matemáticos completos sobre a fenomenologia da propagação da onda eletromagnética em meios dielétricos podem ser encontrados com riqueza de detalhes em (Pozar, 2012), entre outros excelentes livros sobre o assunto. Optamos por não apresentar toda a teoria envolvida nesse trabalho, não por julgá-la desnecessária, mas por considerar que um conhecimento básico do assunto é um pré-requisito para os conceitos teóricos que apresentaremos no decorrer do trabalho. Sendo assim, abordaremos no desenvolvimento do texto apenas os aspectos que julgamos centrais para a construção do filtro proposto.

Partindo do estudo dos guias de onda planar, e especificamente em relação à escolha do tipo de guia de onda planar impressa, destacamos que existem diversas variantes comumente utilizados na indústria. Como exemplo, podemos citar os guias de ondas coplanares, guias tipo *stripline* e ainda as linhas micro fita (*microstrip*). Nesse trabalho, optamos por utilizar a linha de micro fita. Esse tipo de guia de onda representa a escolha ideal para a fabricação de componentes passivos na tecnologia SIW e suas interconexões, uma vez que nos leva a componentes compactos e leves. A linha de micro fita (daqui por diante chamaremos de *microstrip*, por tratar-se de um termo largamente usado tanto na indústria como na academia), é um dos tipos mais populares de linhas de transmissão planar, principalmente porque pode ser fabricada por processo fotolitográfico, amplamente difundidos e podem ser também miniaturizados e integrados tanto em dispositivos de micro-ondas ativos como passivos (Pozar, 2012).

A FIGURA 2, apresenta a estrutura geral de linha de transmissão *microstrip*. Importante atentar para os parâmetros geométricos da linha, pois eles serão de fundamental importância para o projeto: possui uma largura w , um comprimento l e uma espessura de metal t , no plano superior. Possui um substrato dielétrico com constante dielétrica relativa ϵ_r e espessura h . No plano inferior do substrato vemos uma camada metálica que nos serve de plano de massa.

FIGURA 2 - PRINCIPAIS PARÂMETROS DE UMA LINHA *MICROSTRIP*

FONTE: Alterado de (Edwards & Steer, 2016)

2.2 Modelos Matemáticos

2.2.1 Ondas Guiadas

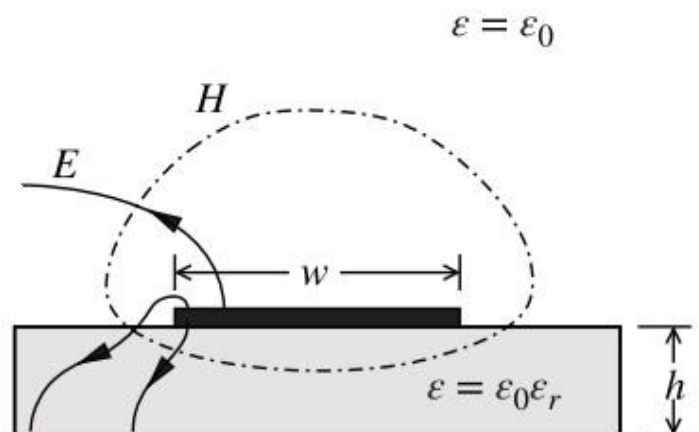
Uma característica importante para compreender o fenômeno físico da propagação das ondas eletromagnéticas das linhas *microstrip* reside no fato de que elas estão imersas entre dois meios dielétricos, o ar acima e o meio dielétrico do substrato, abaixo. A diferença entre dois meios de características dielétricas distintas explica a natureza não homogênea da linha *microstrip*. Devido a essa natureza não homogênea, a linha de transmissão *microstrip* não suporta a onda TEM (onda transversal eletromagnética) pura. Isso acontece porque a onda TEM pura possui apenas componentes transversais, e sua velocidade de propagação depende apenas das propriedades do material empregado (permissividade ϵ e permeabilidade μ). No entanto, devido a presença de dois meios de propagação, a onda eletromagnética na linha *microstrip* apresentará componentes longitudinais que não desaparecem completamente. Sendo assim, suas velocidades de propagação dependerão além das propriedades do material, também das dimensões físicas da linha (Hong & Lancaster, 2001).

A natureza não homogênea da linha *microstrip* faz com que a maior parte da energia transmitida pela linha tenha uma distribuição de campo muito próxima das ondas transversais, mas não completamente. Assim as linhas *microstrip* são referenciadas como linhas de transmissão *quasi-TEM*. Observando a FIGURA 2, vemos

que a *microstrip* envolve uma interface entre o substrato e o ar acima dele. Qualquer linha de transmissão que é preenchida com um dielétrico uniforme pode suportar um único modo de propagação bem definido, ou seja, orientação dos campos elétricos e magnéticos, pelo menos em uma faixa de frequências especificada. As linhas de transmissão que não possuem tal preenchimento dielétrico uniforme não podem suportar um modo único de propagação; e as linhas *microstrip* estão dentro desta categoria. Embora isso seja verdade, a maior parte da energia é transmitida ao longo da *microstrip* com uma distribuição de campo que é bastante próxima de ser transversal, mas não exatamente, e por isso ela é referida como sendo eletromagnética quase transversal ou *quasi-TEM*. (Edwards & Steer, 2016).

Na FIGURA 3, vemos uma seção transversal desse tipo uma linha de transmissão com a representação dos campos elétricos e magnéticos nela propagados. Podemos ver ainda a mudança abrupta de direção das linhas de campo elétrico quando essas passam do meio dielétrico ar para o substrato.

FIGURA 3 - CAMPOS ELÉTRICO E MAGNÉTICO EM UMA LINHA *MICROSTRIP*



FONTE: (Edwards & Steer, 2016)

2.2.2 Estudo da permissividade efetiva e impedância característica

O fato de utilizarmos a aproximação *quasi-TEM* para termos equações simplificadas, implica que substituímos o meio heterogêneo com duas permissividades diferentes por outro meio com uma permissividade específica única. Dessa forma, as características de transmissão do *microstrip* passam a ser descritas por dois parâmetros: a constante dielétrica efetiva (ou permissividade efetiva) ϵ_{eff} e a impedância característica Z_c .

Os dois parâmetros acima são determinados pelos valores de capacitância como demonstrado nas equações 1 e 2, onde C_d é a capacitância por unidade de comprimento do dielétrico e C_a é a capacitância do substrato dielétrico substituído pelo ar. O parâmetro c é a velocidade da luz no vácuo.

$$\varepsilon_{eff} = \frac{C_d}{C_a}, \quad (1)$$

$$Z_c = \frac{1}{c\sqrt{C_a C_d}}. \quad (2)$$

Calculamos a permissividade efetiva e impedância característica nas equações 3 e 4. Essas equações demonstram uma dependência pelos parâmetros geométricos da linha *microstrip* e do dielétrico, onde, $\eta=120\pi \Omega$ é a impedância característica da onda, ε_r é a permissividade relativa do dielétrico (também chamada de constante dielétrica relativa), w é a largura da linha *microstrip* e h é a espessura do material dielétrico:

$$\varepsilon_{eff(h,w)} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-0,5}, \quad (3)$$

$$Z_{c(h,w)} = \frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \left\{ \frac{w}{h} + 1,393 + 0,667 \text{LN} \left(\frac{w}{h} + 1,444 \right) \right\}^{-1}. \quad (4)$$

Essas equações foram obtidas no trabalho de (Hong & Lancaster, 2001).

2.2.3 Cálculo do comprimento de onda guiado

Outro parâmetro muito importante para o projeto de circuito de micro-ondas é o comprimento de onda guiada em meio dielétrico. Como definição, temos que o comprimento de onda guiado é a distância entre dois planos de fase iguais ao longo do guia de ondas. O comprimento de onda guiado é uma função do comprimento de onda de operação do guia de ondas (ou frequência), e do comprimento de onda de corte inferior, e é sempre maior do que o comprimento de onda teria no espaço livre. É preciso atenção com esse parâmetro, pois a equação como encontrada, por exemplo, no livro de (Matthaei et al., 1980), não leva em consideração o meio dielétrico em substrato, uma vez que calcula filtros retangulares metálicos e para esses circuitos, o meio dielétrico é o ar ($\varepsilon_r \approx 1$). É necessário também levar em consideração o modo de propagação dominante que o circuito vai operar.

A equação 5, encontrada no trabalho de (Rayas-Sánchez & Gutiérrez-Ayala, 2008), calcula o comprimento de onda como precisamos para nosso propósito.

Observe que os autores usam a permissividade relativa ϵ_r e utilizam também o modo de propagação dominante no substrato TE₁₀. Ainda na equação 5, ω é a frequência angular e a é largura padrão do guia de onda segundo tabela apresentada por exemplo em (EverythingRF, 2020):

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\left(\frac{\epsilon_r \omega^2}{c^2}\right) - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} . \quad (5)$$

2.2.4 Perdas em circuitos *microstrip*

Como vimos, as linhas *microstrip* estão imersas em ambiente não homogêneo e são dispersivas (A dispersão é o resultado da diferença na velocidade dos diferentes componentes de frequência de um sinal. A dispersão também é o resultado de outros parâmetros que mudam com a frequência, como a resistência de uma interconexão). Para facilitar o projeto dessas linhas, foram desenvolvidos métodos analíticos aproximados, porém refinados o bastante para que se chegue o mais próximo possível da realidade (Edwards & Steer, 2016).

Segundo (Derlinger, 1980), para projetar com acurácia circuitos utilizando a tecnologia *microstrip*, devemos ser capazes de estabelecer de forma adequada a velocidade de fase, a impedância característica e o mecanismo de perda da linha.

No livro de (Montgomery et al., 1987), defende-se ainda que existem dois tipos de perdas dominantes nas linhas *microstrip*: perdas no dielétrico e perdas no condutor (perdas ôhmicas).

O artigo de (Weeler, 1965), foi um dos primeiros a estabelecer as equações para a perda dielétrica. A equação traz $\tan \delta$ como a perda tangencial, λ_g como comprimento de onda guiado, ϵ_{eff} constante dielétrica efetiva do dielétrico, ϵ_r permissividade relativa do dielétrico e q é o fator de preenchimento. A perda no dielétrico é dada por:

$$\alpha_d = 27,3 \left(\frac{q\epsilon_r}{\epsilon_{eff}} \right) \frac{\text{TAN } \delta}{\lambda_g} \text{ dB/cm}. \quad (6)$$

O fator de preenchimento q , depende de ϵ_r e ϵ_{eff} , e é uma aproximação baseada na suposição que a interface dielétrico – ar é paralela as linhas do campo elétrico no material (Derlinger, 1980), e logo, paralelo ao plano da seção transversal do conjunto (como indicado na FIGURA 2).

Em relação ao estudo das perdas no condutor, encontramos a teoria no livro de (Garg et al., 2013). O método chama-se “regra da indutância incremental”. Nesse método, a resistência de superfície em série R , por unidade de comprimento, é expresso em termos da parte da indutância total por unidade de comprimento atribuída ao efeito da corrente de superfície, isto é, a indutância L produzida pelo campo magnético dentro do condutor. Na equação abaixo, retiradas do trabalho de (Hong & Lancaster, 2001), calculamos o valor da perda no condutor α_c .

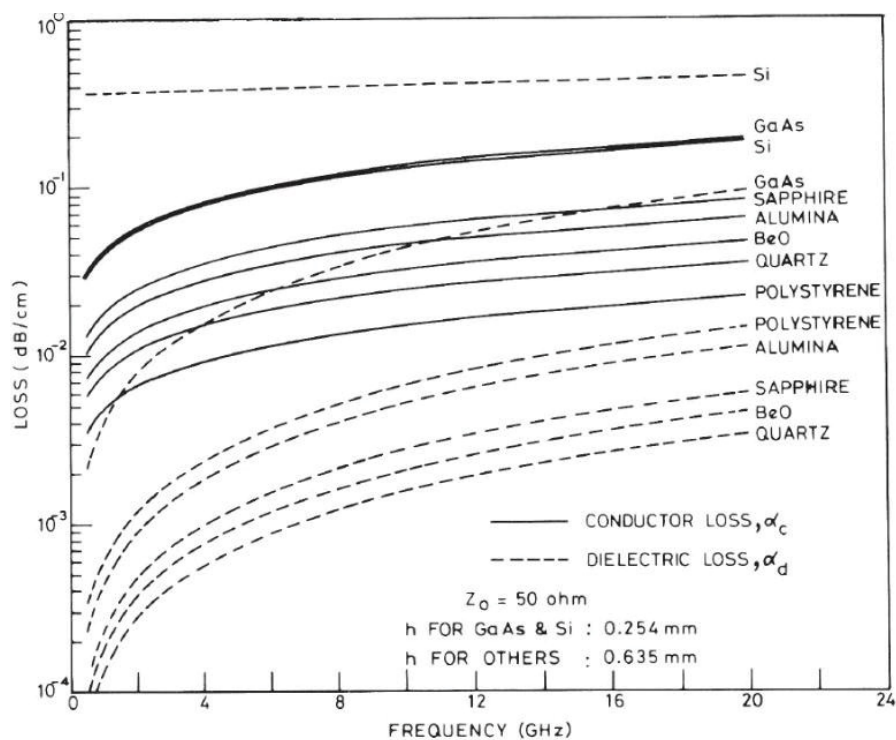
$$\alpha_c = \frac{8,686 R_s}{Z_c w} \text{ DB/CM}, \quad (7)$$

onde Z_c é a impedância característica da linha de *microstrip* e o parâmetro w é a largura da linha. A resistência de superfície R_s pode ser calculado mediante:

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}}, \quad (8)$$

para essa equação, σ é condutividade do metal empregado, μ_0 é a permeabilidade do vácuo e ω é a frequência angular de operação do circuito. A FIGURA 4, mostra valores medidos da perda no condutor e perda no dielétrico para circuitos com substratos frequentemente utilizados em micro-ondas.

FIGURA 4 - PERDAS NO CONDUTOR E DIELÉTRICO EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA.



FONTE: (Garg et al., 2013)

A perda total no circuito é a soma das perdas dielétricas e perdas no condutor. Existem ainda outros fenômenos relacionados ao mecanismo de perdas no circuito de *microstrip* que não abordaremos nesse trabalho, como perda por radiação e efeito de superfície, pois não são dominantes em circuitos passivos em *microstrip*, sendo considerados apenas como fenômenos parasitas (Edwards & Steer, 2016), e por isso não fazem parte do escopo de nosso trabalho. Assim, detalhes sobre o efeito de superfície, efeito capacitivo das bordas e rugosidade, podem ser encontrados no trabalho de (Edwards & Steer, 2016). O estudo sobre os efeitos da tolerância na fabricação dos circuitos (espessura do dielétrico h , largura da trilha w e permeabilidade relativa ϵ_r), e os efeitos da anisotropia do dielétrico podem ser encontrados no trabalho de (Garg et al., 2013). Os efeitos de invólucro, ou blindagem, e das ondas eletromagnéticas de ordem superior foram discutidos em detalhes por (Hong & Lancaster, 2001). Para o estudo de perdas por radiação em descontinuidades da linha *microstrip*, ver (Derlinger, 1980).

2.2.5 Cálculo de linhas de transmissão *microstrip*

Encontramos em (Pozar, 2012), o método para cálculo da uma linha *microstrip*. São dados do projeto, a impedância característica Z_0 , a espessura do substrato h e sua constante dielétrica relativa ϵ_r . De posse desses valores, podemos então calcular o valor da largura da linha *microstrip* através da relação w/h , utilizando equações 9 e 12:

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

$$\frac{w}{h} = \frac{8 e^A}{e^{(2A)} - 2}, \quad (9)$$

onde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right). \quad (10)$$

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

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} [B - 1 - \text{LN}(2B - 1)] + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \text{LN}(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right\}, \quad (11)$$

onde:

$$B = \frac{377\pi}{2Z_c\sqrt{\epsilon_r}}. \quad (12)$$

Ainda segundo (Pozar, 2012), o comprimento da linha de 50 ohms l é calculado para um deslocamento de fase ϕ , conforme mostrados nas equações 13 a 15:

$$\phi = \beta l = \sqrt{\varepsilon_{eff}} K_0 l, \quad (13)$$

$$K_0 = \frac{2\pi f}{c}, \quad (14)$$

$$l = \frac{\phi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}} K_0}, \quad (15)$$

onde f é a frequência de operação da linha, β é a constante de fase, K_0 é a constante de propagação e ε_{eff} é a permissividade efetiva do substrato.

2.2.6 Descontinuidades em linhas *microstrip*

Quando trabalhamos com circuitos de micro-ondas, é comum nos depararmos com vários tipos de descontinuidades em linhas de transmissão, seja por deliberada estratégia de projeto do circuito, seja por pura necessidade prática.

Em alguns casos, as descontinuidades são o resultado inevitável de transições mecânicas e elétricas entre dois meios físicos empregados no projeto e cujos efeitos são significativos o suficiente para exigir uma caracterização cuidadosa.

Existem outros casos nos quais as descontinuidades podem ser introduzidas deliberadamente no circuito para exercer determinada função elétrica, podendo representar tanto capacitores quanto indutores equivalentes (Ex.: diafragma indutivo em guias de ondas, *stubs* e *gaps* em linhas *microstrip* para casamento de impedância e outros circuitos).

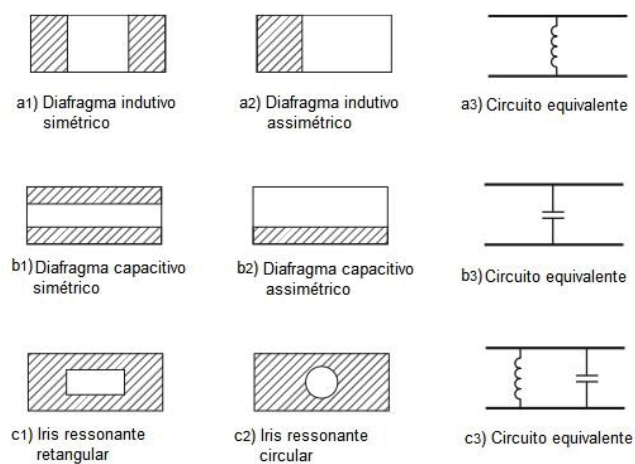
Em qualquer um dos casos, as descontinuidades nas linhas de transmissão podem ser representadas como um circuito equivalente em algum ponto da linha de transmissão. Dependendo do tipo de descontinuidade, o circuito equivalente pode ser um simples elemento em série ou em paralelo através da linha ou, no caso mais geral, um circuito equivalente “T” ou “ π ”. Uma vez conhecido o circuito equivalente de uma dada descontinuidade, seus efeitos podem ser incorporados na análise ou projeto de circuitos de micro-ondas.

Dentre os diversos tipos de descontinuidades utilizado em projetos, podemos destacar as seguintes como sendo as mais utilizadas:

- a) Descontinuidades ou obstáculos em guia de ondas retangulares
- b) Circuitos abertos;
- c) *Gaps* acoplados;
- d) Curto-circuito com plano de terra;
- e) Dobras em ângulo reto;
- f) Alteração em largura.

A FIGURA 5, mostra algumas descontinuidades, ou obstáculos, comuns em guias de ondas retangulares. Como pode ser observado, os diafragmas (também conhecidos por “íris”), podem ser vistos com um corte na seção transversal do guia de onda, para produzir uma indutância ou uma capacitância em paralelo, ou ainda um circuito ressonante combinado. Ainda na FIGURA 5, temos o material metálico representado pela área hachurada e o material dielétrico, representado pela área vazia (em branco).

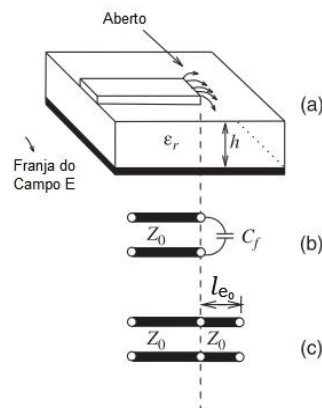
FIGURA 5 - DESCONTINUIDADES COMUNS EM GUIA DE ONDAS



FONTE: Alterado de (Pozar, 2012)

Em nosso trabalho utilizaremos especificamente o “diafragma indutivo simétrico”, que também é conhecido na literatura técnica como “janela íris”, e pode ser encontrado no item a₁ da FIGURA 5.

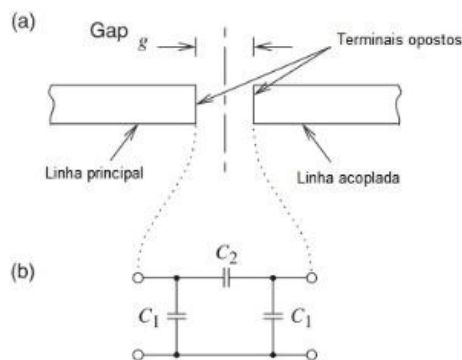
Seguindo no estudo das descontinuidades em linhas *microstrip*, vemos na FIGURA 6 uma ilustração de uma descontinuidade conhecida como circuito aberto. Podemos observar: (a) um detalhe de como as franjas do campo elétrico se comportam no efeito de interrupção de uma linha *microstrip*; (b) linha de transmissão equivalente com a capacitância de franja e (c) linha de transmissão equivalente extra de comprimento l_{e0} .

FIGURA 6 - DETALHE DA FRANJA DE CAMPO ELÉTRICO EM *MICROSTRIP*

FONTE:(Edwards & Steer, 2016)

Na FIGURA 7 temos a ilustração de um gap capacitivo acoplado. Aqui vemos: (a) ilustração do arranjo físico de uma lacuna capacitiva e (b) seu equivalente em componentes convencionais em “ π ”.

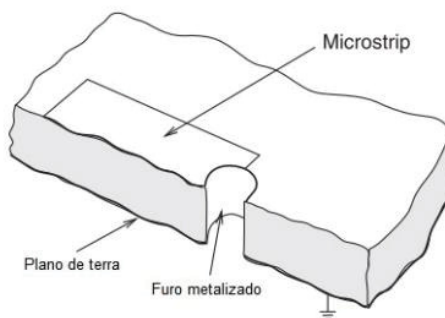
FIGURA 7 - DESCONTINUIDADE CAPACITIVA



FONTE: (Edwards & Steer, 2016)

A FIGURA 8 mostra um exemplo de curto-circuito com plano de terra em linhas *microstrip*, que nesse caso nada mais é do que um furo de passagem, e que faz a ligação entre as duas faces metalizadas de uma placa de circuito impresso. Para a tecnologia SIW os furos de passagem possuem fundamental importância, pois compõem as paredes que confinam a onda eletromagnética dentro do guia de onda.

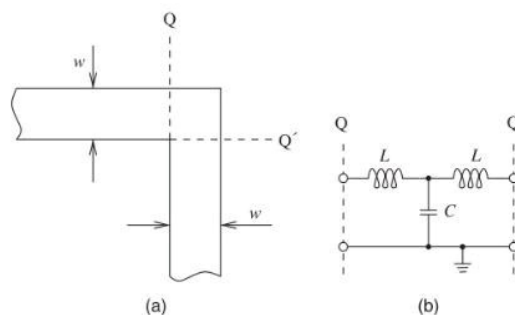
FIGURA 8 - DETALHE DE UM FURO METALIZADO



FONTE: (Edwards & Steer, 2016)

Uma outra descontinuidade importante em circuitos de micro-ondas são as dobras em ângulo reto, pois elas estão presentes em praticamente todos os circuitos em formas de trilhas que levam sinais entre os circuitos. Na FIGURA 9, podemos ver um exemplo de: (a) dobra em ângulo reto, comum em circuitos eletrônicos e (b) seu equivalente em circuito convencional em forma de “T”.

FIGURA 9 - EFEITO DE CURVA 90° EM LINHAS DE TRANSMISSÃO

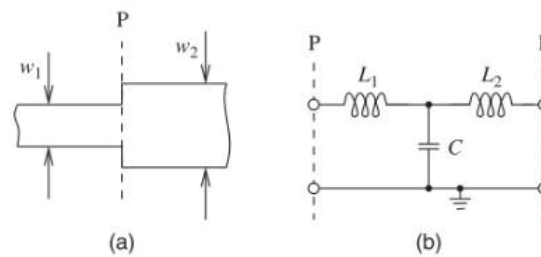


FONTE: (Edwards & Steer, 2016)

Para circuitos de micro-ondas, costuma-se tomar o cuidado (quando possível) de não se utilizar dobras em ângulo reto, pois essa configuração apresenta uma distribuição de densidade de corrente pior que outras configurações, como por exemplo, a curva combinada (conhecida também como *matched* ou ainda *mitered*).

Por fim, temos a descontinuidade por efeito de degrau de impedância, que se dá pela alteração de largura da linha de transmissão. Essa configuração também pode ser utilizada em circuitos de filtros. A FIGURA 10 apresenta um exemplo de: (a) degrau de impedância, e (b) seu equivalente em componentes convencionais em configuração “T”.

FIGURA 10 - EFEITO DE DEGRAU DE IMPEDÂNCIA



FONTE: (Edwards & Steer, 2016)

2.2.7 Filtros de Micro-ondas

A história do desenvolvimento da teoria dos filtros começou no período da Segunda Guerra Mundial, e alguns dos principais cientistas pioneiros nesses estudos foram Mason, Darlington e Richards. Nos anos cinquenta, porém, um grupo de pesquisadores da Universidade Stanford tornou-se bastante ativo no estudo e desenvolvimento de filtros especificamente na faixa de micro-ondas.

Devido aos contínuos avanços no projeto de redes com elementos distribuídos, como por exemplo, com o uso de supercondutores de baixa temperatura e outros novos materiais e da incorporação de dispositivos ativos em circuitos de filtros, o projeto de filtros de micro-ondas continua sendo uma área de pesquisa ativa, sendo que a maioria dos projetos de filtros de micro-ondas é feita nos dias de hoje com pacotes sofisticados de projeto assistido por softwares CAD (*Computer-Aided Design*), com base no método de perda de inserção. (Pozar, 2012).

Podemos definir um filtro, em poucas palavras, como um circuito de duas portas usado para selecionar a resposta em frequência de um determinado fragmento do espectro. Um filtro, de forma geral, deve ser capaz de transmitir as frequências dentro da banda de passagem especificada e atenuar as frequências na banda de rejeição.

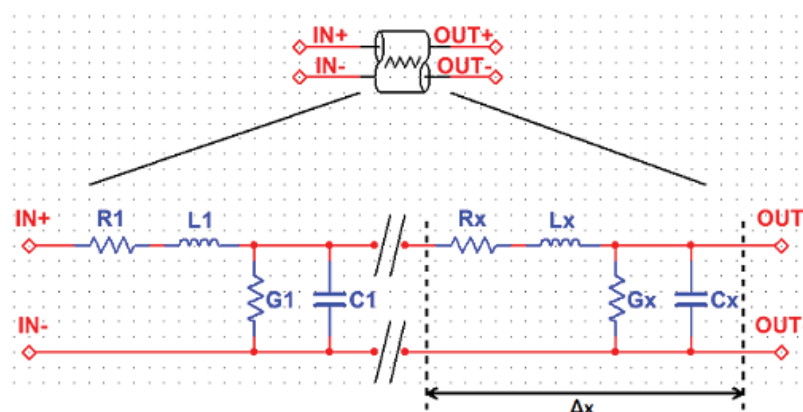
Tipicamente, os filtros são classificados por sua resposta em frequência da seguinte forma: passa-baixas, passa-altas, passa-faixas e rejeita-faixas. Suas aplicações se estendem a praticamente qualquer tipo de circuito de comunicação na faixa de micro-ondas, radares e sistemas de medição.

As técnicas de projetos de filtros passivos são válidas para toda a faixa de frequência, porém, os elementos passivos convencionais (resistores, capacitores e indutores), são construídos com um número limitado de valores e a realização física

de elementos convencionais para aplicações em alta frequência, nas quais filtros são apenas um exemplo entre muitos outros circuitos, apresenta uma série de obstáculos que podem ser contornados com a utilização da teoria de linhas de transmissão. A principal diferença entre os componentes convencionais e as linhas de transmissão é o tamanho elétrico. A teoria de análise de circuitos assume que as dimensões físicas do componente convencionais são muito menores do que o comprimento de onda elétrico, enquanto as linhas de transmissão podem ter uma fração considerável de um comprimento de onda, ou muitos comprimentos de onda, em tamanho. Assim, uma linha de transmissão é uma rede de parâmetros distribuídos, onde tensões e correntes podem variar em magnitude e fase ao longo de seu comprimento, enquanto a análise de circuito comum lida com elementos concentrados, onde a tensão e a corrente não variam apreciavelmente na dimensão física dos elementos (Pozar, 2012).

A FIGURA 11 abaixo, representa o modelo de elementos distribuídos divididos em pequenos segmentos Δx . Cada parâmetro da linha de transmissão é infinitesimal e as conexões entre os elementos não são consideradas ideais, isto é, possuem uma determinada impedância que pode ser resistiva, capacitiva e/ou indutiva. (Instruments, 2015).

FIGURA 11 - MODELO DE UMA LINHA DE TRANSMISSÃO GENÉRICA



FONTE: (Instruments, 2015)

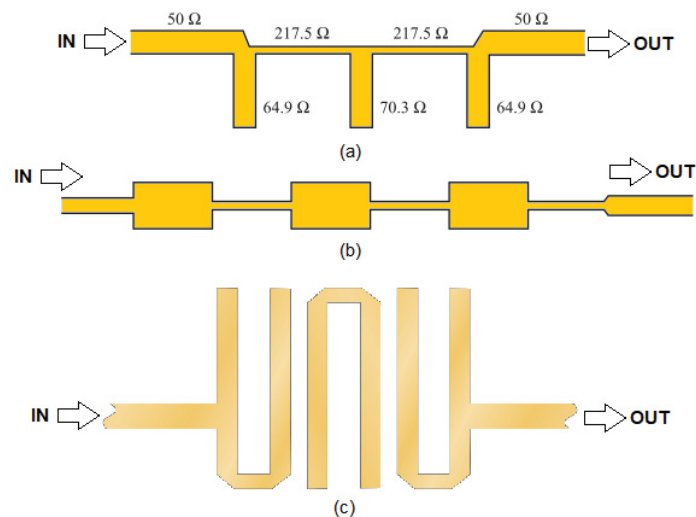
2.2.8 Topologias de filtros de micro-ondas

Existe uma grande quantidade de topologias de filtros de micro-ondas e esse ainda é um tema de intensa pesquisa, especialmente no que diz respeito a novos materiais. Tecnologias planares impressas, como as baseadas em linhas microstrip, guias de ondas coplanares, e guias de onda em substrato integrado representam uma

escolha promissora para uma grande variedade de componentes passivos como filtros, interconectores e antenas, que operam na frequência de micro-ondas

Apresentamos na FIGURA 12 algumas das topologias mais utilizadas de filtros que utilizam tecnologias planares. Os filtros tipo *Stub* (FIGURA 12(a)), são filtros projetados na tecnologia planar e são muito populares, pois são de fácil integração. Normalmente são utilizados em filtros passa-baixas, assim como os filtros de degrau de impedância (FIGURA 12(b)), porém resultam em filtros pouco seletivos. Filtros na topologia *Hairpin* (FIGURA 12(c)), podem ser projetados para filtros passa-faixas e possuem uma seletividade melhor, além de ocuparem pouco espaço, mas não possuem grande capacidade de potência (Pozar, 2012).

FIGURA 12 - TOPOLOGIA DE FILTROS DE MICRO-ONDAS.



FONTE: Alterado de (Pozar, 2012)

Existem, no entanto, outras topologias, tais como os filtros com cavidades ressonantes, de acoplamentos cruzados, filtros de cavidades *pseudo* digitais, loop aberto, entre muitas outras, que estão descritas, por exemplo, nos trabalhos de (Hong & Lancaster, 2001), (Garg et al., 2013) e (Hunter, 2001).

2.2.9 Guia de onda SIW

O desenvolvimento de circuitos e sistemas de micro-ondas mais complexos forçou um aperfeiçoamento e uma melhor integração entre componentes passivos, dispositivos ativos, linhas de transmissão e antenas. Na maioria dos casos, os vários componentes de um sistema de micro-ondas são projetados separadamente, e

diferentes tecnologias de fabricação precisam ser desenvolvidas e empregadas para integrá-los.

Tecnologias planares impressas, como as baseadas em linhas *microstrip* e guias de ondas coplanares, representam uma boa escolha para a fabricação de uma grande variedade de componentes passivos, interconectores e antenas, que operam na frequência de micro-ondas. Essa tecnologia nos traz componentes leves, compactos e de baixa complexidade, que podem ser fabricados utilizando processos de fabricação simples e convencionais, como o processo fotolitográfico.

Entretanto, componentes impressos apresentam com frequência atenuação significativas, especialmente em faixas de frequência mais altas. Além disso, eles estão sujeitos a perdas por radiação e acoplamentos indesejáveis entre elementos adjacentes e, por fim, apresentam uma capacidade de potência limitada.

Por outro lado, quando perdas são um fator importante e uma blindagem completa é necessária, a tecnologia de guias de onda metálicos parece ser a solução mais adequada. Guias de onda metálicos garantem perdas muito baixas e um bom fator de qualidade, isto é, alta seletividade (quando falamos de filtros, por exemplo). Essas características são obrigatórias para filtros ultra seletivos, além disso, permitem o emprego de altos níveis de potência de sinal. No entanto, em contraste com as tecnologias planares, os guias de ondas metálicos são pesados e estruturalmente volumosos, sua fabricação é complexa, demorada e, portanto, muito cara.

Quando várias tecnologias de fabricação são adotadas para fabricar diferentes porções de um sistema, uma fase final de integração é necessária. A combinação de componentes manufaturados por diferentes tecnologias é uma tarefa complicada e que requer transições mecânicas adequadamente projetadas. Transições mecânicas sempre introduzem perdas adicionais ao sistema e não raro, tornam a banda de operação do sistema como um todo mais estreita.

Para superar essas questões e fazer uma ponte através da disparidade tecnológica entre a tecnologia planar, sujeita a fortes perdas, e os volumosos e pesados guias de ondas metálicos, os guias de onda em substrato integrado (SIW – *Substrate Integrated Waveguide*, do acrônimo em língua inglesa), foram propostos. A tecnologia SIW pode ser utilizada na construção de antenas, divisores de potência, acopladores direcionais, filtros e outros circuitos passivos. Em relação aos filtros passivos, que são o objeto de nosso estudo nesse trabalho, uma importante característica que a tecnologia SIW apresenta é que ela permite a implementação dos

guias de ondas metálicos clássicos na tecnologia planar: sua base é feita em substrato dielétrico, envolvido por dois planos metálicos ligados à terra, que substituem as faces superior e inferior de um guia de onda tradicional.

A tecnologia SIW combina as vantagens da tecnologia planar e dos guias de ondas metálicos clássicos: os componentes SIW são leves e compactos, podem ser manufaturados na forma planar adotando-se processos fabris baratos e já bem estabelecidos como placas de circuitos impressos ou de cerâmica, e ao mesmo tempo eles exibem alta capacidade de potência e praticamente perfeita blindagem eletromagnética. Porém, a mais significativa vantagem da tecnologia SIW é a de integrar um sistema completo em um único substrato, incluindo componentes passivos, ativos, chip-sets e antenas. Desde que o sistema completo é fabricado no mesmo substrato e usando a mesma tecnologia, não há necessidade de adição de transições mecânicas entre os diferentes componentes e outros circuitos, reduzindo perdas e efeitos parasitas (Garg et al., 2013).

2.2.10 Breve história do desenvolvimento SIW

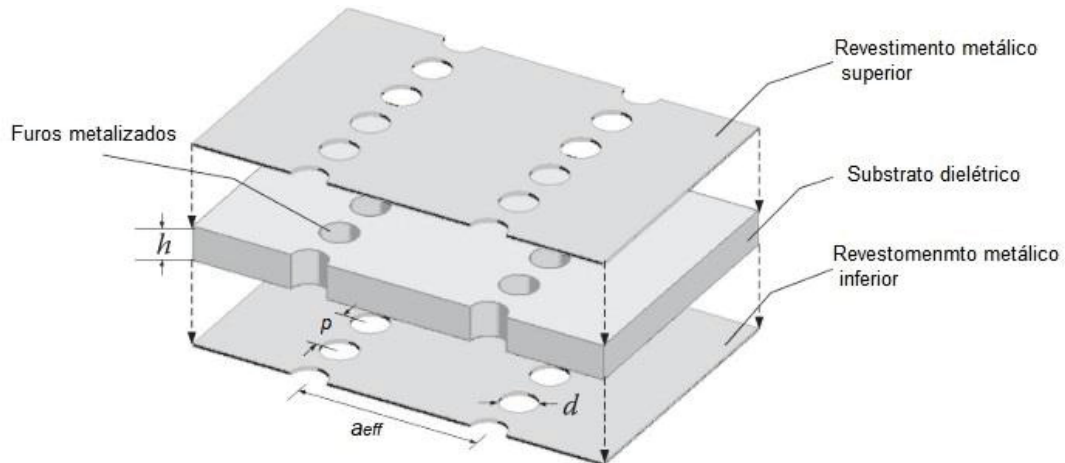
A estrutura SIW foi proposta pela primeira vez em uma patente registrada no Japão por Shigeki, em 1994. Logo depois, uma estrutura similar foi proposta por (Hirokawa & Ando, 1998) sob o nome de guia de ondas de planos paralelos e com (Uchimura et al., 1998), como guia de ondas laminado. No entanto, o desenvolvimento fundamental da tecnologia SIW e seus componentes podem ser atribuídos ao Dr. Ke Wu e seu grupo de estudos na *École Polytechnique de Montréal* (Deslandes & Wu, 2001), a partir de 2001.

2.2.11 Geometria

A estrutura do SIW é construída em substrato dielétrico, com placas metalizadas na superfície superior e inferior. Ambas as faces estão eletricamente conectadas por duas linhas de furos cilíndricos metalizados, cuidadosamente espaçados entre si, e que exercem a função de parede do guia de onda, como pode ser observado na FIGURA 13. Nela mostramos a geometria básica de um guia de onda SIW, que é definida por 3 parâmetros: o diâmetro dos furos metalizados d , a largura efetiva do guia de onda a_{eff} , e a distância longitudinal entre os furos metalizados p (o comprimento do guia de onda tem influência para a determinação da atenuação total do sistema). Uma vez que a solução analítica para cálculo dos parâmetros do SIW é

similar ao utilizado para os guias de onda retangulares, a largura a_{eff} do SIW tem relação estreita com a frequência de corte do modo fundamental do SIW e, portanto, para sua banda de frequência. O diâmetro d dos furos metalizados é tipicamente pequeno e também guarda uma relação com a largura do guia de onda a_{eff} (na verdade, uma pequena fração desse parâmetro) (Cheng, 2016).

FIGURA 13 - GUIA SIW E SEUS PRINCIPAIS PARÂMETROS CONSTRUTIVOS



FONTE:(Cheng, 2016)

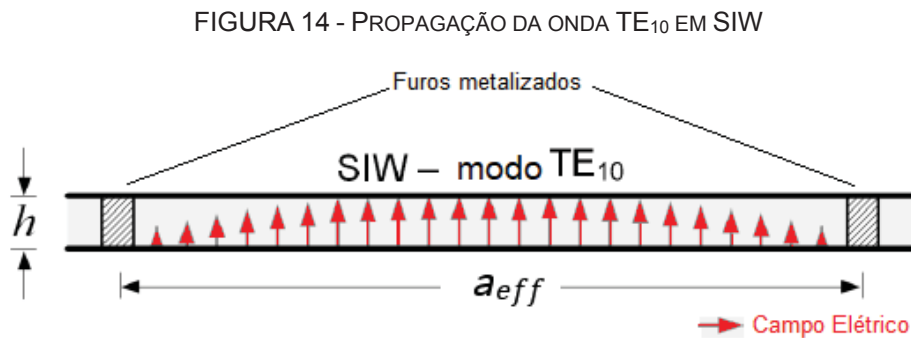
Os substratos dielétricos, usualmente utilizados em circuitos com linhas de transmissão *microstrip* e guias de ondas coplanares, são ideais para estruturas SIW. A espessura da camada dielétrica h é tipicamente pequena se comparada as dimensões do guia de onda metálico e o seu range varia tipicamente entre 0,254 até 2,5 mm (Rogers, 2017). A constante dielétrica ϵ_r do material empregado está usualmente entre 2 e 10.

2.2.12 Princípio de operação do guia de onda SIW

A propagação da onda eletromagnética dentro da estrutura SIW é similar à propagação nos guias de ondas clássicos: o modo de propagação fundamental do SIW se parece muito com o modo TE_{10} dos guias de onda retangulares. Um estudo detalhado sobre a equivalência entre os guias de ondas retangulares e o guia de onda com substrato integrado pode ser encontrado em (Che et al., 2007). Com essa configuração, a corrente de superfície flui ao longo das camadas de metal dos planos superior e inferior do SIW, exatamente com o mesmo comportamento do guia de onda retangular. Pelas laterais, ela flui verticalmente, ao longo da linha de furos metalizados, sendo minimamente perturbados pelas distâncias entre os furos metalizados. Assim, a

onda eletromagnética permanece confinada dentro da estrutura do SIW e não há vazamento por radiação (Garg et al., 2013).

Esse mecanismo de propagação somente se aplica para o modo TE_{10} , o qual pode ser visto através de corte transversal em SIW na FIGURA 14.



FONTE: Alterado de (Tomassoni & Bozzi, 2017)

Para outros modos de propagação do guia de onda retangular, a corrente de superfície nas paredes laterais possui componentes longitudinais os quais podem ser fortemente perturbados pela distância entre os furos metalizados. Por essa razão, esses modos não são suportados pela estrutura SIW. Concluímos então que os modos de propagação suportados pelas estruturas SIW são aqueles similares à TE_{n0} , dos guias de ondas retangulares, sendo n sempre um número inteiro.

Devido a sua geometria e aos modos de propagação, os componentes SIW podem ser classificados como estruturas de ondas planas H (Collin et al., 1991).

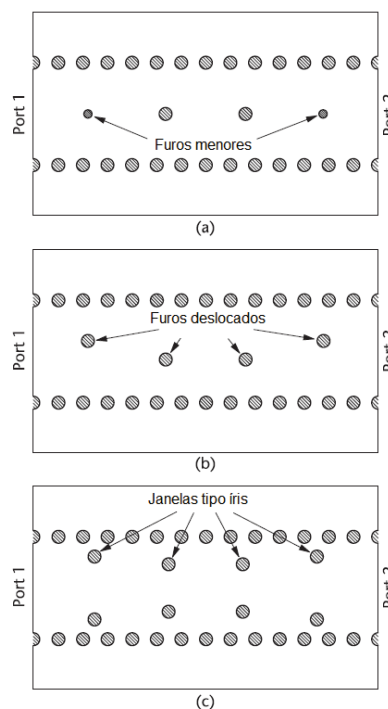
2.2.13 Topologias de filtros na tecnologia SIW

Os filtros SIW são baseados em configurações em linha: eles consistem em uma seção do guia SIW (definida por duas linhas de furos de passagem) e alguns furos de passagem isolados adicionais (descontinuidades), localizados dentro do SIW e que são usados para definir as cavidades do filtro. Na configuração simples, denominada filtro SIW de poste indutivo, as cavidades são definidas por furos de passagem únicos, centralizados ou deslocados em relação ao plano de simetria vertical da estrutura SIW (FIGURA 15(a) e (b)). O espaçamento longitudinal de tais cilindros de metal é da ordem da metade do comprimento de onda guiado. Nos filtros SIW com furos centralizados, todos os cilindros internos têm diâmetros diferentes, e o primeiro e o último furos metalizados geralmente têm um diâmetro muito pequeno (FIGURA 15(a)): o pequeno diâmetro é necessário para obter um bom casamento de

impedância de entrada, mas apresenta sérias limitações tecnológicas (especialmente na faixa de frequência de micro-ondas), e tende a aumentar a perda no condutor (à medida que uma grande densidade de corrente elétrica flui ao longo da superfície furo metalizado). Por esse motivo, uma topologia diferente é geralmente preferida, onde os furos metalizados que definem as cavidades do filtro são adequadamente deslocados do plano de simetria da estrutura SIW (FIGURA 15(b)). Nessa configuração de filtro, o diâmetro dos furos metalizados geralmente é mantido constante e, na maioria dos casos, é idêntico ao diâmetro dos cilindros de metal usado para definir as paredes laterais dos cilindros do SIW (Garg et al., 2013).

Outra classe de filtros SIW em linha é representada pelos filtros SIW com janelas indutivas tipo íris, onde as cavidades dos filtros são definidas furos metalizados localizados simetricamente (FIGURA 15(c)).

FIGURA 15 - TOPOLOGIAS DE FILTROS SIW DE CONFIGURAÇÃO SIMPLES



FONTE: (Garg et al., 2013)

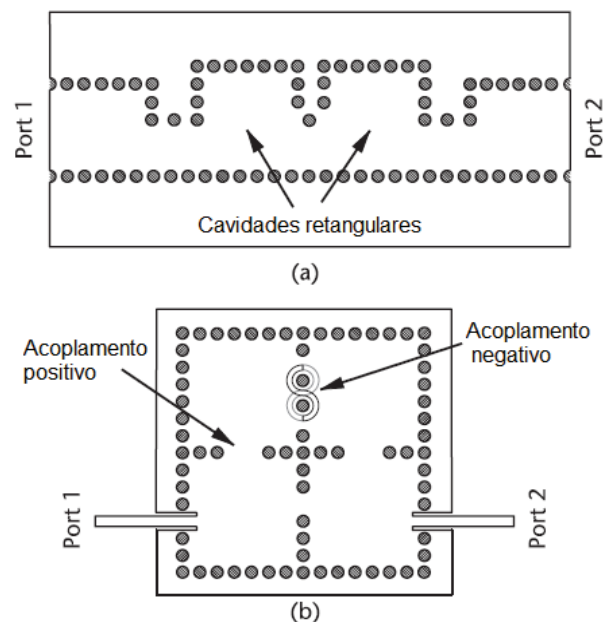
Como nos filtros de janela íris clássicos na tecnologia de guia de onda metálico, o projeto do filtro requer a determinação dos comprimentos da cavidade e da largura das janelas de íris. Normalmente, as cavidades internas têm um fator de qualidade mais alto (quer dizer, mais seletivos e, para apresentar esse comportamento, as janelas de íris correspondentes estão mais fechadas) e as

cavidades externas têm um fator de qualidade mais baixo (e, conseqüentemente, as janelas de íris externas estão mais abertas), (Garg et al., 2013).

Uma outra possível configuração de filtro SIW é baseada em cavidades ressonantes com formato devidamente modelado: as cavidades SIW com vários tamanhos e formas são conectadas por uma abertura ou por uma seção curta de guia de ondas evanescente (FIGURA 16(a)). Cavidades retangulares e circulares foram adotadas para implementar filtros SIW. Além do aumento da flexibilidade de projeto, os filtros de cavidade geralmente permitem localizar zeros de transmissão fora da banda passante, melhorando assim a seletividade do filtro.

Um aprimoramento significativo no desempenho do filtro pode ser alcançado através da exploração do acoplamento cruzado entre cavidades adjacentes (FIGURA 16 (b)), com o uso de estruturas de acoplamento positivas e negativas.

FIGURA 16 - TOPOLOGIAS DE FILTROS SIW COM CAVIDADES RESSONANTES



FONTE: (Garg et al., 2013)

Estruturas de acoplamento positivas e negativas são necessárias para gerar zeros de transmissão em frequências finitas na resposta de frequência do filtro, alcançando maior seletividade e projetando filtros elípticos e quase-elípticos. O acoplamento positivo pode ser obtido simplesmente por uma janela de íris conectando duas cavidades SIW. O acoplamento negativo é mais difícil de obter na tecnologia SIW e pode ser realizado por uma janela íris e duas ranhuras balanceadas com um par de cilindros de metal (Garg et al., 2013).

2.2.14 Regras para projeto do corpo do guia de onda

O espaçamento longitudinal p (ver FIGURA 13) afeta o confinamento do campo eletromagnético dentro da estrutura do guia de ondas, pois ele determina a distância entre os furos metalizados. Observando a FIGURA 17, vemos que existe uma região no plano d/λ_c e p/λ_c onde o SIW é equivalente ao guia de onda retangular e que possui uma perda por radiação negligenciável, além de não apresentar falhas na banda de passagem. Essa região é definida por quatro condições:

$$p > d \text{ (CONDIÇÃO 1),} \quad (16)$$

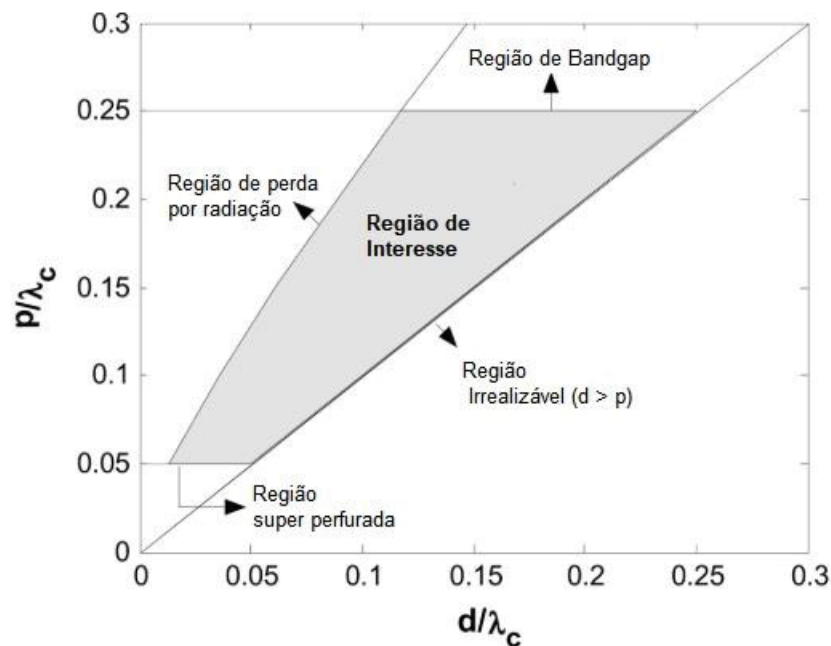
$$\frac{p}{\lambda_c} < 0,25 \text{ (CONDIÇÃO 2),} \quad (17)$$

$$\frac{p}{d} < 2 \text{ (CONDIÇÃO 3),} \quad (18)$$

$$p > \frac{\lambda_c}{20} \text{ (CONDIÇÃO 4).} \quad (19)$$

Nas fórmulas acima, vemos que λ_c é o comprimento de onda guia na frequência de corte, p a distância entre os furos e d o diâmetro do furo metalizado. A condição 1, nos diz que a distância entre os furos metalizados deve ser maior que o diâmetro do cilindro do furo, somente assim o circuito é fisicamente realizável. A segunda condição é necessária para evitar qualquer intervalo de banda na faixa de frequência de modo único do guia de ondas. Além disso, para minimizar o vazamento de radiação, o tamanho do espaço deve ser pequeno e, portanto, a relação entre o espaçamento e o diâmetro do furo de passagem d é limitada pela condição 3. Finalmente, uma última condição é definida para evitar substratos muito perfurados (o que tornaria o guia de onda mecanicamente frágil), assim o número de orifícios cilíndricos metalizados não deve exceder a 20 unidades por comprimento de onda (Garg et al., 2013).

FIGURA 17 - DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS GEOMÉTRICOS DO SIW



FONTE: (Deslandes & Wu, 2006)

Ainda na FIGURA 17, observamos novamente os parâmetros d e p . Os autores (Garg et al., 2013) defendem que o valor de d deve ser um pequeno segmento da largura do guia de onda a_{eff} , sendo uma relação bastante utilizada $d < (a_{eff} / 8)$. Porém, vemos que na prática o valor de d será estabelecido pela disponibilidade de ferramental para fazer os furos de passagem. A distância entre os furos de passagem deverá respeitar a relação $p < 2,5d$ (Caleffo, 2016). Valores maiores que esse para p poderão acarretar uma deterioração no sinal (atenuação) por causa de falhas no confinamento da onda eletromagnética dentro do guia. Deve-se, por outro lado, evitar uma distância muito menor, pois isso tornará o guia de onda mecanicamente frágil (Região super perfurada). A região de “*Bandgap*”, ou lacuna de banda, deve ser evitada para que não exista intervalo de banda na largura de banda do guia de onda de interesse no projeto. Para uma discussão pormenorizada do efeito de lacuna de banda em estruturas SIW e detalhes do gráfico apresentado na FIGURA 17, ver (Deslandes & Wu, 2006).

A equações 20 refere-se ao cálculo da largura efetiva do guia de onda. Temos que f_{c10} é o valor da frequência de corte de operação do guia de onda e ϵ_{eff} é a permissividade efetiva.

$$a_{eff} = \frac{c}{2f_{c10}\sqrt{\epsilon_{eff}}}, \quad (20)$$

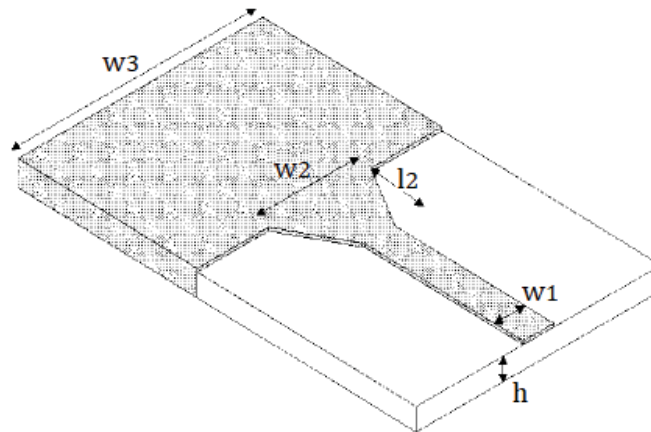
O valor do comprimento total (mínimo) do corpo do guia de onda é ligeiramente maior do que o valor do comprimento de onda λ_g , sempre lembrando que o guia de onda deve comportar o número de descontinuidades que satisfaçam as especificações do filtro. Calculamos o valor do comprimento de onda guiado através da equação 5. Lembrando sempre que quanto maior o corpo do filtro, maior a atenuação ele apresentará.

2.2.15 Cálculo da transição de impedância

É necessário também fazer a integração entre as estruturas SIW e as linhas de transmissão *microstrip*. É nessa integração que se faz o casamento de impedância entre a linha de 50 Ω e o guia de onda SIW. Além disso essa etapa faz a transição entre a onda *quasi*-TEM proveniente da linha de 50 Ω e a onda TE_{10} , que se propagará pelo guia de onda SIW (note que a onda TE_{10} possui uma componente de campo magnético longitudinal, mas tem uma componente transversal que permitem a propagação da energia no guia de onda) e, portanto, trata-se de um estágio de extrema importância para se obter um valor razoável de perda de retorno. Existem vários tipos de transições descritos na literatura, como as apresentadas no trabalho de (Garg et al., 2013). Para o nosso projeto, como estamos trabalhando com a tecnologia *microstrip*, escolhemos a integração utilizando transição de impedância cônica, pois ela além de ser de fácil fabricação, apresenta um bom casamento de impedância entre as linhas de entrada do sinal e o guia de onda SIW. Esse tipo de transição foi inicialmente descrito no artigo de (Deslandes, 2010).

Os parâmetros de projeto da transição podem ser vistos na FIGURA 18. A largura menor w_1 coincide com a largura do guia de onda de 50 Ω , a largura w_2 é o parâmetro que queremos encontrar. O comprimento l_2 é calculado de forma semelhante a equação 15 (página 28), isto é, deverá ser um múltiplo de um quarto do comprimento de onda guiada.

FIGURA 18 – TRANSIÇÃO DE IMPEDÂNCIA



FONTE: (Deslandes & Wu, 2001)

Uma diferença grande entre a medida de w_1 e w_2 necessitará de uma transição longa. No range de frequência de micro-ondas, para substratos com ϵ_r de valor entre 2 e 10, os valores de w_1 e w_2 possuem valores semelhantes e transições de comprimento próximos a um quarto do comprimento de onda guiado será suficiente para se obter uma pequena perda de retorno. As equações 21 e 22 são utilizadas para cálculo da medida da largura da transição:

$$\frac{1}{w_2} = \frac{60}{\eta h} \ln \left(8 \frac{h}{w_1} + 0,25 \frac{w_1}{h} \right), \quad \text{para } \frac{w_1}{h} < 1,$$

$$\frac{1}{w_2} = \frac{2\pi}{\eta h \left[\frac{w_1}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{w_1}{h} + 1,444 \right) \right]}, \quad \text{PARA } \frac{w_1}{h} > 1, \quad (21)$$

$$\frac{1}{w_2} = \frac{4,38}{a_{eff}} e^{-0,627 \frac{\epsilon_r}{\frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \sqrt{1+12 \left(\frac{h}{w_1} \right)}}}, \quad (22)$$

onde, $\eta = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$, e os dados do substrato (espessura h , ϵ_r), além da largura efetiva do guia de onda a_{eff} e a dimensão w_1 , são conhecidos. Podemos então resolver o sistema de equações acima e chegar ao valor da largura de w_2 . No trabalho de (Caleffo, 2016), foi apresentada uma forma mais simples para se calcular o valor de w_2 . Porém, ambos os métodos não são perfeitos e podem ser necessários ajustes, sendo aqui muito importante a utilização de uma ferramenta de simulação *full-wave*.

2.3 Estudo dos Materiais

2.3.1 A escolha do Substrato mais adequado

Uma importante discussão acerca de projetos de circuitos de micro-ondas é sobre o material utilizado como substrato. Hoje o mercado oferece uma ampla gama de opções, mas como nos explica (Edwards & Steer, 2016), a estratégia de escolha do material “ideal” deve levar em consideração uma série de fatores mecânicos, térmicos e eletromagnéticos, além de critérios econômicos.

Para facilitar a escolha do substrato, podemos colocar alguns questionamentos que visam guiar o projetista no caminho da melhor alternativa:

- O custo do substrato em consideração pode ser justificado a luz dos custos de aplicação do circuito ou sistema?
- Que faixa, ou faixas de frequência estão envolvidos? (Isso vai influenciar fortemente na espessura do dielétricos e na permissividade ideal do material);
- A superfície metálica é boa o suficiente para manter as perdas do condutor tolerantemente baixas?
- A resistência mecânica e a condutividade térmica são suficientes para a aplicação em questão?
- Os substratos possuem área suficiente para abrigar o circuito, levando em consideração limitações mecânicas, complexidade e diversidade dos circuitos, além da frequência de operação?

Claro que a relação apresentada acima é apenas uma referência. Não é exaustiva nem pretende ser um checklist que precisa necessariamente ser respondido durante o processo de escolha do substrato para um projeto. Outras questões podem ser colocadas, ou até mesmo negligenciadas, de acordo com a complexidade da situação de cada projeto.

2.3.2 FR-4

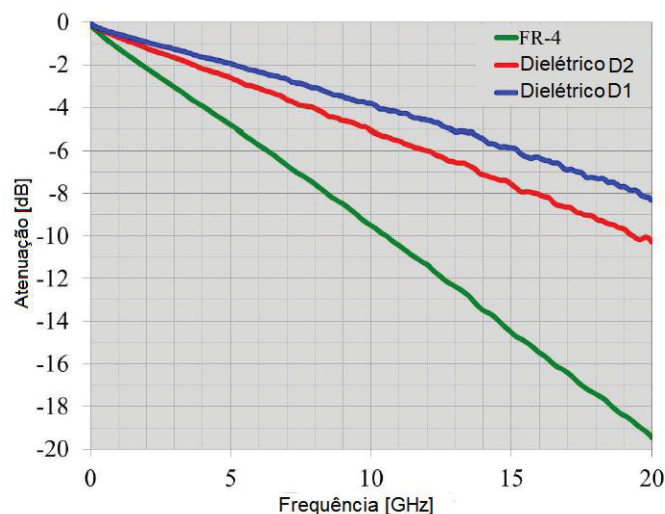
O material FR-4 é composto por fibra de vidro e uma resina epóxi. Possuem alta resistência a flexão, ao calor e umidade. É chamado de FR-4 pela sigla em inglês *flame-retardant formulation number 4*. Esse material é basicamente utilizado como placas de circuito impresso comercial e de uso em equipamentos eletrônicos em geral, mas pode ser utilizado também para circuitos de frequências mais altas, por exemplo,

para a faixa de frequência de comunicação celular. Entretanto, para estes casos, suas perdas aumentarão rapidamente com o incremento da frequência.

Para frequências de micro-ondas, as perdas no dielétrico são dominantes se comparadas às perdas no condutor, com linhas de transmissão *microstrip* típicas exibindo perda de 0,03 dB/cm/GHz, para material 1,6 mm. Por causa da dominância da perda dielétrica, a atenuação realmente aumenta linearmente com a frequência por um range bastante amplo. Esta dependência funcional implica em uma perda constante por comprimento de onda em qualquer frequência. Neste caso, o valor é de aproximadamente 0,5 dB por comprimento de onda (Thomas H. Lee, 2004).

Na FIGURA 19, podemos ver uma comparação entre a medida de atenuação de sinal para uma linha de transmissão de 200mm confeccionada com o FR-4 ($\epsilon_r = 4,4$ e $\tan \delta = 0,02$) e outros dois materiais dielétricos distintos (dielétrico D1, com $\epsilon_r = 3,7$ e $\tan \delta = 0,002$ e dielétrico D2, com $\epsilon_r = 3,8$ e $\tan \delta = 0,005$) (Liew & Copper, 2013).

FIGURA 19 - PERDA DE SINAL PARA DIFERENTES MATERIAIS DIELÉTRICOS

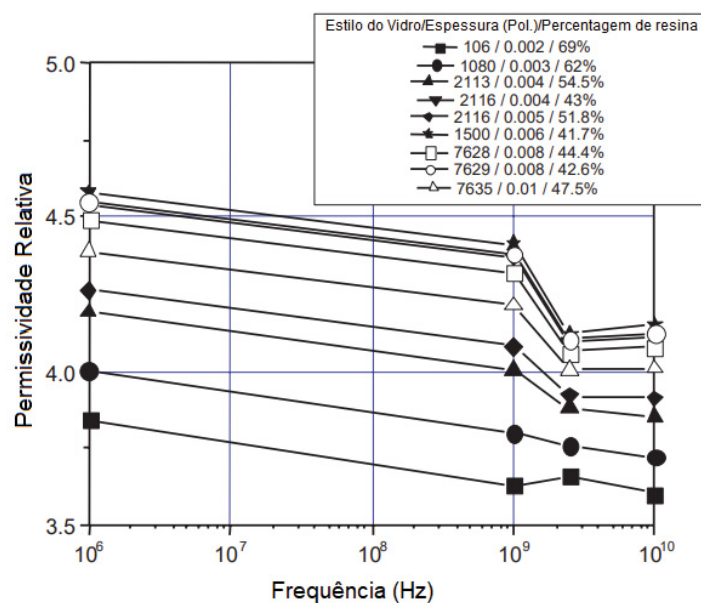


FONTE: (Liew & Copper, 2013)

Existe ainda a questão da grande variação de parâmetros que esse material sofre, tanto se compararmos diferentes fabricantes, mas também se compararmos lotes de um mesmo fabricante (Microwave101, 2020). Existem relatos, como em (Thomas H. Lee, 2004), de que amostras apresentaram valores de constante dielétrica relativa variando entre 4,1 e 4,9. O autor salienta ainda que essas distribuições não são uniformes, mas que podemos assumir como regra prática uma variação de 5% nesse parâmetro (como exemplo, um substrato com constante dielétrica 4,2 pode na realidade, ter uma constante dielétrica variando entre $4,2 \pm 0,21$).

Para transmissão em radiofrequência, ou seja, sinais com pulsos de transmissão de grande velocidade, é essencial que a constante dielétrica e a espessura do substrato sejam conhecidas com precisão e que exista repetitividade nas peças utilizadas. Portanto, o substrato FR-4 é adequado apenas para um número limitado de aplicações em micro-ondas (Edwards & Steer, 2016). A FIGURA 20 mostra a permissividade relativa do FR-4 em função da Frequência para diferentes reforços de vidro e porcentagem de resina.

FIGURA 20 - PERMISSIVIDADE RELATIVA DO FR-4 COMO FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA

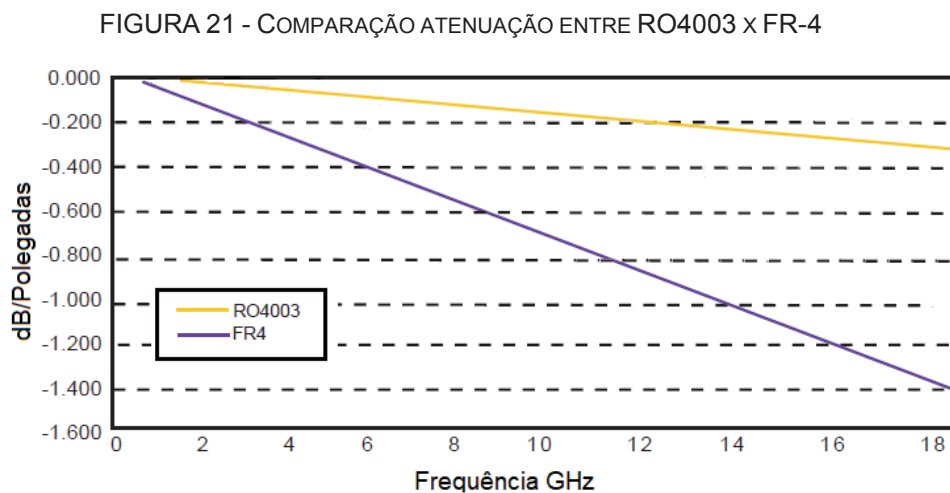


FONTE: (Ipc-2141A, 2004)

2.3.3 RO4003C™, da empresa Roger Corporation.

Muitos dos melhores substratos flexíveis são baseados no material Teflon™ (Politetrafluoretileno). Entretanto, é muito difícil de produzir placas de múltiplas camadas com esse material. Muitos materiais alternativos foram desenvolvidos para contornar esse problema. Um exemplo bastante popular entre os projetistas de circuitos de micro-ondas é o RO4003 da empresa Roger Corporation. Esse substrato é construído com um polímero reforçado com vidro e material termicamente estável de cerâmica (Thomas H. Lee, 2004). Linhas de transmissão com esse material apresentam uma atenuação que é apenas uma fração do que apresenta o FR-4, pois seu fator de dissipação é de aproximadamente 0,0027. Sua constante dielétrica relativa é de 3,38 com uma variação máxima de 1,5%. O fato de possuir uma

atenuação baixa e parâmetros estáveis, além da facilidade de manufatura (é possível fabricá-lo pelo método fotolitográfico tradicional), faz desse substrato particularmente adequado para a maioria das aplicações de micro-ondas (Rogers Corp., 2020). A FIGURA 21 apresenta uma comparação entre as perdas por unidade de medida entre o material dielétrico RO4003 e o FR-4.



FONTE: Alterado de (Rogers Corp., 2020)

2.4 Síntese de filtros

2.4.1 Método da perda por inserção

De forma resumida, podemos dizer que um filtro ideal possui perda de inserção nula na banda de passagem e atenuação infinita na banda de rejeição. Além disso, precisa apresentar uma resposta linear em fase dentro da banda passante, a fim de evitar distorções no sinal desejado. Filtros ideais não existem na prática, portanto há a necessidade de se “equalizar” perdas e ganhos nos parâmetros dos filtros para se chegar à resposta desejada.

Existem dois tipos populares de técnicas para a projeto de filtros: o método da perda por inserção e o método do parâmetro imagem.

O método de parâmetro de imagem envolve a especificação de características de banda passante e banda de parada para uma cascata de redes simples de duas portas. O método é relativamente simples, mas tem a desvantagem de que uma resposta de frequência arbitrária não pode ser incorporada ao projeto. No entanto, o método de parâmetro de imagem é útil para filtros simples e fornece uma ligação entre estruturas periódicas infinitas e design de filtro prático. O método de parâmetro pode

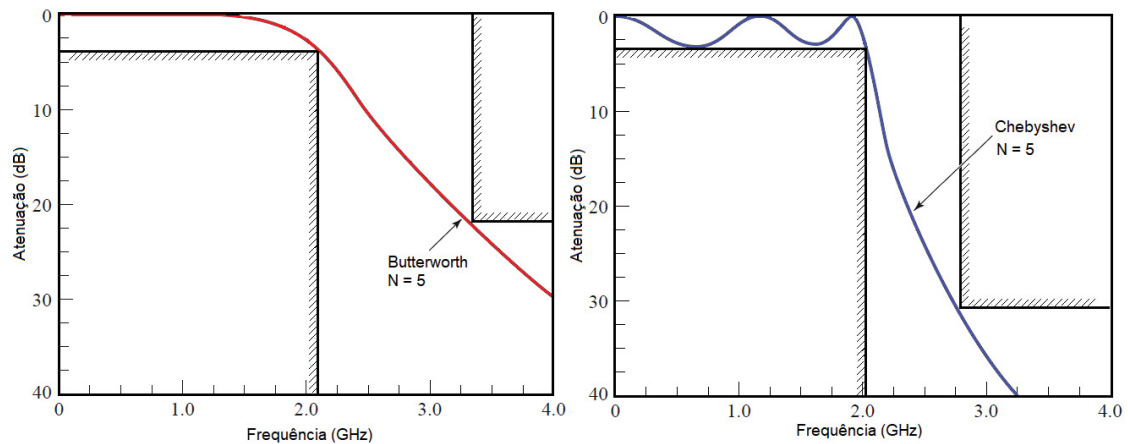
produzir uma resposta de filtro utilizável para alguns aplicativos, mas não há uma maneira metódica de melhorar o design.

O método da perda de inserção, permite grande controle sobre as características de fase, e amplitude de banda passante e a banda de rejeição, com uma forma sistemática de chegar à resposta desejada. As compensações de projeto necessárias podem ser avaliadas para melhor atender aos requisitos da aplicação. Além disso, o método de perda de inserção permite que o desempenho do filtro seja melhorado de maneira direta com um filtro de ordem superior. O método da perda por inserção permite também um grande controle sobre a amplitude e a fase da resposta do filtro, tanto na banda passante, quanto na banda de rejeição, apresentando uma forma sistematizada para se chegar até a resposta do filtro que satisfaça as especificações (Pozar, 2012).

Como podemos verificar nos parágrafos acima, o método da perda por inserção possui algumas características interessantes, pois permite um melhor controle sobre as características do filtro, e por isso foi o método que escolhemos para o projeto de nosso filtro. Nas próximas seções apresentaremos as etapas para projeto de um filtro utilizando esse método. Uma vez que não utilizaremos o método de parâmetro de imagem, não apresentaremos aqui as equações e maiores detalhes referentes a ele, mas se necessário, o leitor poderá encontrar material suficiente na obra de (Pozar, 2012).

Existem ainda algumas relações que podem ser feitas a fim de escolher o melhor caminho para se chegar à resposta correta de um filtro. Por exemplo: se é importante ter uma perda por inserção muito pequena na banda passante, devemos escolher a resposta Binomial (Butterworth)(Winder, 2002), por outro lado, se precisamos de uma frequência de corte mais abrupta, devermos escolher a resposta de Chebyshev (Winder, 2002). Outras respostas de filtros e suas respectivas características podem ser encontradas em (Pozar, 2012), (Zverev, 1967) ou ainda (Winder, 2002). Uma comparação entre os perfis das respostas de filtros de mesma ordem ($N = 5$), de Chebyshev e Butterworth, já com uma máscara de filtragem para um filtro passa-baixas, pode ser encontrada na FIGURA 22. Aqui podemos ver detalhadamente os valores das atenuações e amplitude do *ripple* nas bandas de passagem e transição e a mínima rejeição características de cada tipo de resposta.

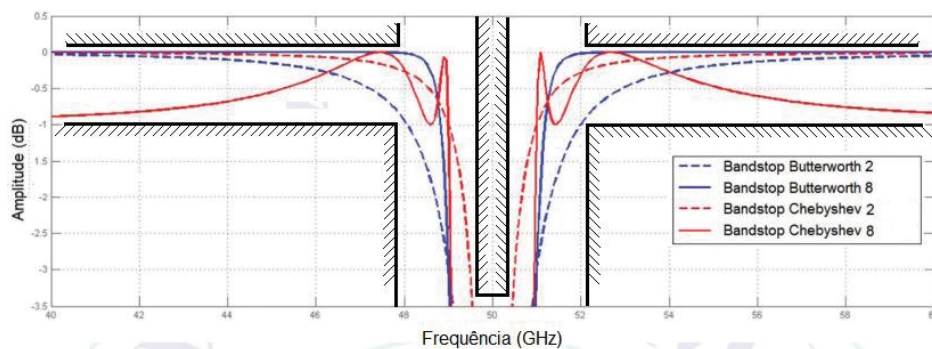
FIGURA 22 - COMPARAÇÃO ENTRE RESPOSTAS DE FILTROS



FONTE: Próprio autor 2020

Importante lembrar que independente da resposta escolhida, o método da perda por inserção sempre permite que a performance do filtro seja melhorada aumentando-se a ordem do filtro. A FIGURA 23 mostra uma comparação diferentes respostas (Butterworth e Chebyshev), com diferentes ordens (ordem 2 e ordem 8) para um mesmo filtro rejeita-faixas.

FIGURA 23 - COMPARAÇÃO ENTRE FILTRO DIFERENTES E DE DIFERENTES ORDENS



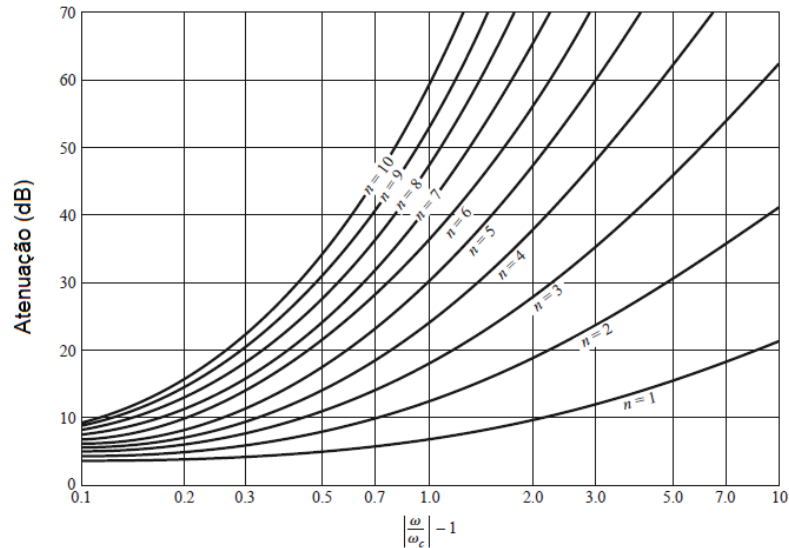
FONTE: Alterado de (Avdeeva et al., 2014)

2.4.2 Resposta de Butterworth

A resposta Butterworth tem uma banda passante suave e um aumento suave na atenuação da banda de rejeição. A FIGURA 24 mostra um gráfico de como a atenuação aumenta com a frequência e a ordem do filtro. Cada curva do gráfico indica uma ordem o filtro, e um até dez. Usando esse gráfico, é possível determinar a ordem necessária para fornecer um certo nível de atenuação em algum múltiplo da frequência de corte.

Para um projeto passa-baixas normalizado, em que a impedância da fonte é 1Ω e a frequência de corte é $\omega_c = 1$ rad/s, no entanto, utilizamos os valores dos elementos para os circuitos da FIGURA 25 tabulados.

FIGURA 24 - ATENUAÇÃO VERSUS FREQUÊNCIA PARA RESPOSTA BUTTERWORTH



FONTE: (Pozar, 2012)

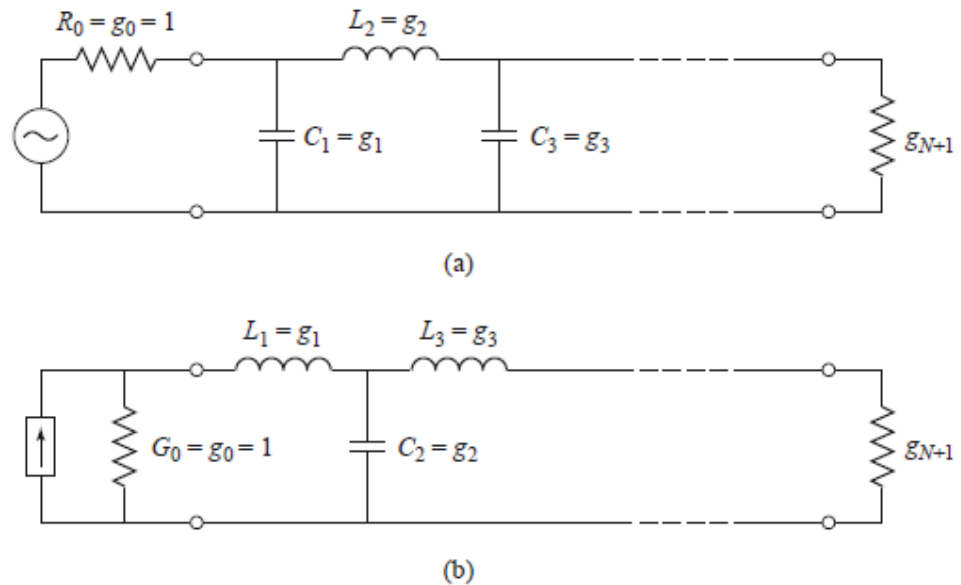
O QUADRO 1 fornece esses valores tabulados de elemento para protótipos de filtro passa baixa Butterworth para $N = 1$ a 10. Esses dados podem ser usados com qualquer um dos circuitos da FIGURA 25, onde podemos ver os circuitos em “ π ” (a) e “ T ” (b) para protótipos de filtros passa-baixas e seus elementos principais. Os valores dos elementos são numerados de g_0 na impedância do gerador a $g_N + 1$ na impedância de carga para um filtro com N elementos reativos. Os elementos alternam entre conexões em série e paralelo, e g_i tem a seguinte definição:

$$g_0 = \begin{cases} \text{Resistência do gerador} \\ \text{Condutância do gerador} \end{cases}$$

$$g_{i(i=1 \text{ até } N)} = \begin{cases} \text{Indutância para indutores em série} \\ \text{Capacitância para cap. em paralelo} \end{cases}$$

$$g_{N+1} = \begin{cases} \text{Resistência de carga se } g_i \text{ é um cap. em paralelo} \\ \text{Condutância de carga se } g_i \text{ é um ind. em série} \end{cases}$$

FIGURA 25 – CIRCUITOS EM “II” E “T” PARA PROTÓTIPO PASSA-BAIXAS



FONTE: (Pozar, 2012)

A QUADRO 1 fornece valores de elementos para filtros de resposta para filtros passivos Butterworth com impedância de entrada igual a zero ou infinita. Esta tabela foi produzida usando os resultados produzidos pelas fórmulas fornecidas em (Pozar, 2012).

QUADRO 1 – ELEMENTOS PARA PASSA-BAIXAS BUTTERWORTH

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	2.0000	1.0000									
2	1.4142	1.4142	1.0000								
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0000							
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0000						
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0000					
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0000				
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0000			
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9615	1.9615	1.6629	1.1111	0.3902	1.0000		
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0000	
10	0.3129	0.9080	1.4142	1.7820	1.9754	1.9754	1.7820	1.4142	0.9080	0.3129	1.0000

FONTE: (Pozar, 2012)

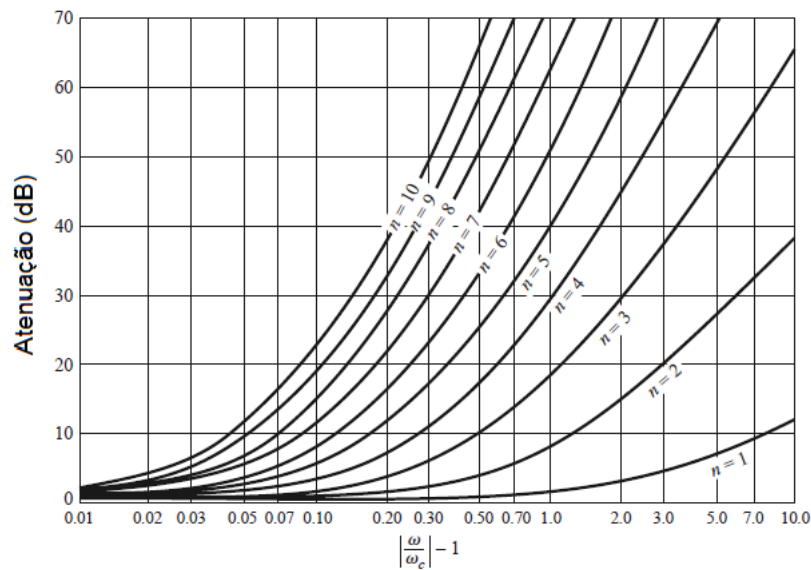
2.4.3 Resposta de Chebyshev

A resposta Chebyshev tem ondulações na banda passante, mas um aumento suave na atenuação da banda de rejeição. Ao permitir que a resposta da banda passante tenha ondulações, a atenuação da banda passante aumenta

acentuadamente logo além da frequência de corte. Além da frequência de corte, a atenuação aumenta em $N \times 6\text{dB}/\text{oitava}$, que é a mesma do Butterworth. No entanto, para um filtro de ordem igual medido na mesma frequência, uma resposta Chebyshev produzirá mais atenuação da banda de parada. Isso ocorre devido ao aumento repentino de atenuação imediatamente além do ponto de corte.

A resposta Chebyshev tem uma desvantagem no domínio do tempo; seu atraso de grupo tem um nível de pico maior próximo à borda da banda passante do que a resposta de Butterworth. Além disso, existem ondulações no atraso do grupo que dificultam a equalização com filtros de passagem total do que no caso Butterworth (Winder, 2002). A FIGURA 26 mostra um gráfico de como a atenuação aumenta com a frequência e a ordem do filtro. Uma curva é dada no gráfico para cada ordem do filtro até dez.

FIGURA 26 - ATENUAÇÃO X FREQUÊNCIA PARA CHEBYSHEV 0,01 dB RIPPLE



FONTE: (Pozar, 2012)

Para um projeto passa-baixas normalizado utilizando a resposta de Chebyshev, podemos utilizar o mesmo circuito padrão apresentado na FIGURA 25, porém os valores de seus elementos podem ser tabulados conforme o QUADRO 2, abaixo:

QUADRO 2 - ELEMENTOS PARA PASSA-BAIXAS CHEBYSHEV *RIPPLE* 0,01

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.0960	1.0								
2	0.4489	0.4078	1.1008							
3	0.6292	0.9703	0.6292	1.0						
4	0.7129	1.2004	1.3213	0.6476	1.1008					
5	0.7563	1.3049	1.5773	1.3049	0.7563	1.0				
6	0.7814	1.3600	1.6897	1.5350	1.4970	0.7098	1.1008			
7	0.7970	1.3924	1.7481	1.6331	1.7481	1.3924	0.7970	1.0		
8	0.8073	1.4131	1.7825	1.6833	1.8529	1.6193	1.5555	0.7334	1.1008	
9	0.8145	1.4271	1.8044	1.7125	1.9058	1.7125	1.8044	1.4271	0.8145	1.0

FONTE: (Pozar, 2012)

A resposta de Chebyshev possui outras possibilidades para valores ripple na banda passante, que podem ser encontrados em (Winder, 2002) e (Pozar, 2012).

2.4.4 Processo para projeto do filtro

Na FIGURA 27 temos um esquema com o processo genérico básico para o projeto de um filtro.

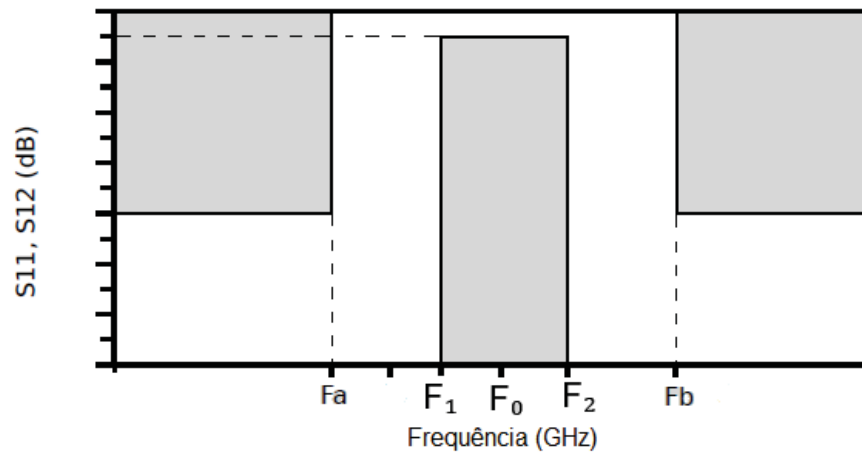
FIGURA 27 – ETAPAS DE PROJETO DE FILTROS CONVENCIONAIS



FONTE: Próprio autor 2020

O primeiro passo do projeto do filtro é a sua especificação. Ela dependerá da situação real em que se queira utilizar o filtro. Para ilustrar nosso exemplo, escolhemos um filtro passa-faixas. Na FIGURA 28, logo abaixo, podemos ver o exemplo de uma máscara de especificação, onde colocamos os principais parâmetros do filtro que queremos construir. Podemos, através da figura, distinguir a frequência central de operação e outros valores de frequência importantes para o projeto, a largura da banda de passagem, bem como as atenuações na banda de passagem (perda por inserção) e banda de rejeição.

FIGURA 28 - ESPECIFICAÇÕES DE UM FILTRO PASSA-FAIXAS



FONTE: Alterado de (Garreau et al., 2012)

Na sequência de nosso processo para projeto de um filtro, devemos escolher qual a resposta desejada e efetuar o projeto do protótipo passa baixas de acordo com a necessidade que a realidade do projeto impõe (ilustrada pela máscara do filtro). Aqui é preciso determinar também a ordem do filtro e isso se dará pela determinação largura de banda fracionária, dada pela equação abaixo, onde os valores de ω_n são os valores em radianos das frequências F_0 , F_1 e F_2 , respectivamente como mostrado na FIGURA 28.

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}, \quad (23)$$

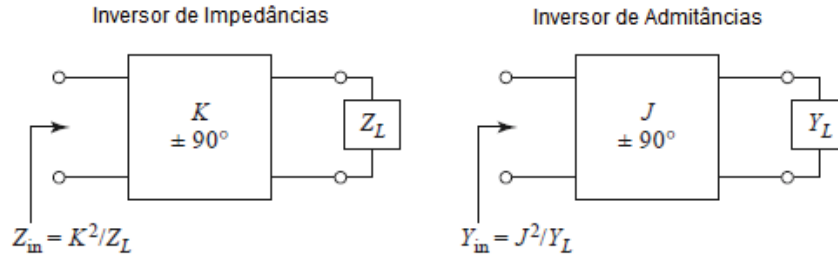
$$\frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \left| \frac{\omega}{\omega_0} \right|. \quad (24)$$

Com o valor do módulo da equação acima, podemos confrontar com o gráfico da resposta desejada e determinar a ordem do filtro, e com esse dado, determinar os valores dos componentes g_i do protótipo passa baixa. Ao final dessa etapa deveremos saber o tipo de resposta, a ordem do filtro e os respectivos valores dos elementos de g_i do protótipo passa-baixas.

Para a etapa de escalonamento e conversão, uma vez que nossa máscara indica a construção de um filtro passa-faixas que irá operar na faixa de micro-ondas, precisamos de um artifício que se chama inversor de impedância ou inversor de admitância.

Como mostrado na FIGURA 29, os inversores possuem um valor que representa o inverso da impedância ou admitância da carga e eles são utilizados para transformar elementos série em elementos em paralelo e vice-versa.

FIGURA 29 - INVERSORES DE IMPEDÂNCIAS E ADMITÂNCIA



FONTE: Alterado de (Poazar, 2012)

Nos casos mais simples, os inversores podem ser construídos com transformadores de $\lambda/4$ (quarto de onda) com características de impedância apropriada. Porém o método também é útil para descontinuidades capacitivas e obstáculos indutivos em guia de ondas.

Vemos abaixo as equações 25 e 26, que são utilizadas para cálculo dos inversores de impedância, aqui Z_0 é a impedância de entrada e g_i são os elementos normalizados e Δ e a largura de banda fracionária, que foi calculada com a equação 23 e a impedância do gerador $w_1'=1$. A equação 28 calcula o comprimento de onda médio guiado, utilizamos os valores de comprimento de onda λ_{g1} e λ_{g2} , que são calculados pela equação 27 (igual a equação 5, reproduzida aqui para facilitar o estudo). Com a equação 30 calculamos a largura de banda fracionada de comprimento de onda guiada as frequências de protótipo normalizadas, conforme descrito por (Matthaei et al., 1980):

$$\frac{K_{0,1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2 g_0 g_1 w_1'}}, \quad (25)$$

$$\frac{K_{j,j+1}}{Z_0} = \frac{\pi \Delta}{2 w_1' \sqrt{g_j g_{j+1}}}, \quad (26)$$

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\left(\frac{\epsilon_r \omega^2}{c^2}\right) - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}}, \quad (27)$$

$$\lambda_{g0} = \frac{\lambda_{g1} + \lambda_{g2}}{2}, \quad (28)$$

$$W_\lambda = \frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g0}} \quad (29)$$

$$\frac{w'}{w'_1} = \frac{2}{w_\lambda} \left(\frac{\lambda_{g1} - \lambda_{a,b}}{\lambda_{g0}} \right). \quad (30)$$

Então, calculamos as reatâncias paralelas de acordo com a equações 31 e 32. As equações 33 e 34 calculam diretamente o comprimento das cavidades ressonantes. Os valores de g_i das equações acima são os coeficientes do protótipo passa-baixas tabelados, que dependem da resposta escolhida e que foram apresentadas nas seções 2.4.2 e 2.4.3, caso a resposta escolhida for Chebyshev ou Butterworth. Valores para outros tipos de resposta de filtros podem ser encontrados em (Pozar, 2012).

$$\frac{X_{j,j+1}}{Z_0} = \frac{\frac{K_{j,j+1}}{Z_0}}{1 - \left(\frac{K_{j,j+1}}{Z_0} \right)^2}, \quad (31)$$

$$\frac{X_{j,j+1}}{Z_0} = \frac{\lambda_{g0}}{Z_0} \quad (32)$$

$$\theta_j = \pi - \frac{1}{2} \left[\text{TAN}^{-1} \left(\frac{2X_{j-1,j}}{Z_0} \right) + \text{TAN}^{-1} \left(\frac{2X_{j,j+1}}{Z_0} \right) \right] \text{ rad}, \quad (33)$$

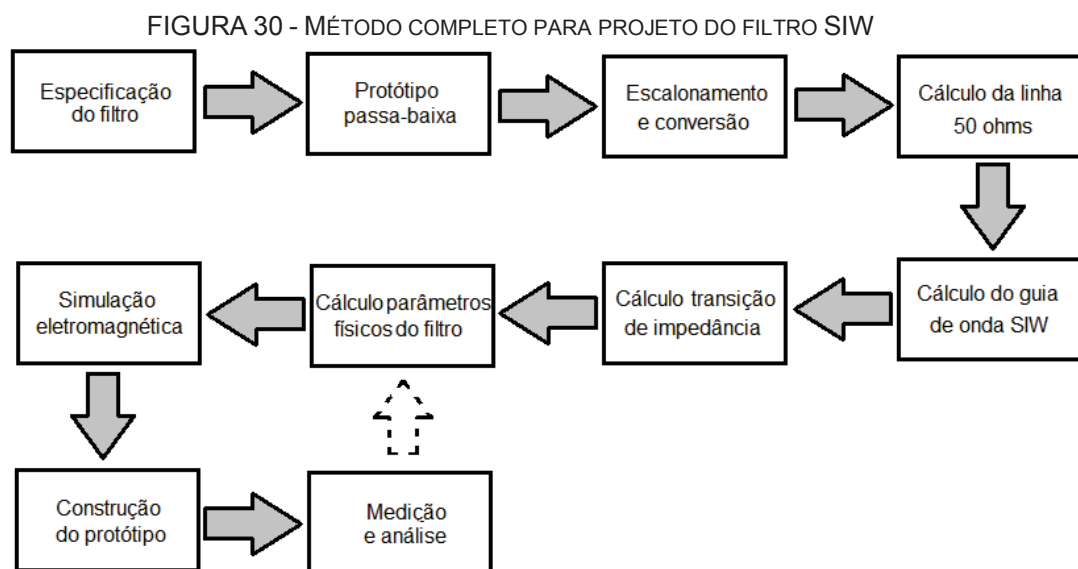
$$L_i = \frac{\theta_i \lambda_{g0}}{2\pi}. \quad (34)$$

Uma vez que estamos falando de filtros passivos de micro-ondas, a etapa de construção do filtro dependerá da topologia escolhida e que será discutida nas seções seguintes.

3 Projeto do filtro passa-faixas SIW

3.1 Metodologia

Na FIGURA 30, podemos ver um fluxograma completo que utilizaremos para nosso experimento. Ele abrange a especificação, síntese, simulação, construção e medição dos nossos protótipos. Nos próximos tópicos desse capítulo, discutiremos cada um desses passos, exceto as etapas de simulação, medição e construção do protótipo, que discutiremos no capítulo 4.



FONTE: Próprio autor 2020

Podemos resumir o entendimento do fluxograma da FIGURA 30 da seguinte forma: partindo-se da especificação do filtro, calculamos os valores dos comprimentos de onda guiado para cada uma das frequências especificada. De posse desses valores, calculamos a largura de banda fracionada do comprimento de onda e as frequências de protótipos normalizados. Baseado nesses dados, escolhemos a melhor resposta do filtro e determinamos sua ordem e se for o caso, o ripple que o filtro terá. Tendo feito esses passos, podemos verificar no quadro de componentes normalizados, os valores de g_i , e então podemos efetuar o escalonamento da carga para 50Ω (escalonamento em impedância) e a conversão para a frequência de operação que foi especificada para o filtro. Essas duas últimas etapas são realizadas pelo cálculo dos inversores de impedância e das reatâncias paralelas. O restante do fluxograma segue de forma bastante linear, utilizando as equações apresentadas nas seções anteriores.

3.2 Especificação do filtro

Para escolher os valores de referência (especificação) do filtro que iríamos construir, levamos em consideração algumas premissas: em primeiro lugar, queríamos orientar nossa pesquisa de forma a agregar conhecimento em uma área em franco desenvolvimento e para onde se direciona um grande esforço de inovação, que é a internet das coisas (IoT). Isso leva nosso circuito para faixas de frequências abaixo de 6 GHz, como ocorre com o padrão IEEE 802.11n cuja frequência de operação é de 2,4GHz até 5GHz (Cirani et al., 2019). No entanto, sabemos que materiais para circuito na faixa de micro-ondas possuem alto custo no mercado nacional, especialmente em se tratando de produção de protótipos (poucas peças = custo alto). Devido a essa dificuldade de acesso a um material mais indicado para circuitos de micro-ondas, como o RO4003 (Thomas H. Lee, 2004), e que foi discutido na seção 2.3.3, decidimos então fazer o experimento utilizando o substrato FR-4, pois trata-se de um material de baixo custo e disponível inclusive no laboratório onde construiríamos os nossos protótipos. Discutimos as propriedades do FR-4 na seção 2.3.2, portanto sabíamos das limitações que o material pode trazer a circuitos de alta frequência.

Uma vez decidido pelo uso do FR-4 como material dielétrico, algumas preocupações passaram a ser importantes em nossas decisões: filtros muito grandes fisicamente não seriam convenientes, por causa de sua atenuação por unidade de comprimento e sua perda por inserção que seriam muito grandes (ver FIGURA 19), nem com frequências centrais muito altas, por causa da dispersão em frequência (ver FIGURA 20). Assim, escolhemos como frequência central o valor de 2,85GHz, pois estava dentro da especificação do padrão que queríamos seguir (Ver Seção 1.1), e não resultaria em um filtro tão grande fisicamente, além de evitar grandes dispersões em frequências maiores.

A largura de banda dos canais para IEEE 802.11n podem variar de 20MHz a 40MHz (Park, 2011), para nosso experimento, uma vez que trabalhamos com um modelo didático apenas, escolhemos um uma largura de banda de 100 MHz, resultado um fator de qualidade de 28,5. A partir da frequência central F_0 e a largura de banda, obtemos as frequências F_1 e F_2 (frequências de corte) que são respectivamente 2,8 GHz e 2,9 GHz.

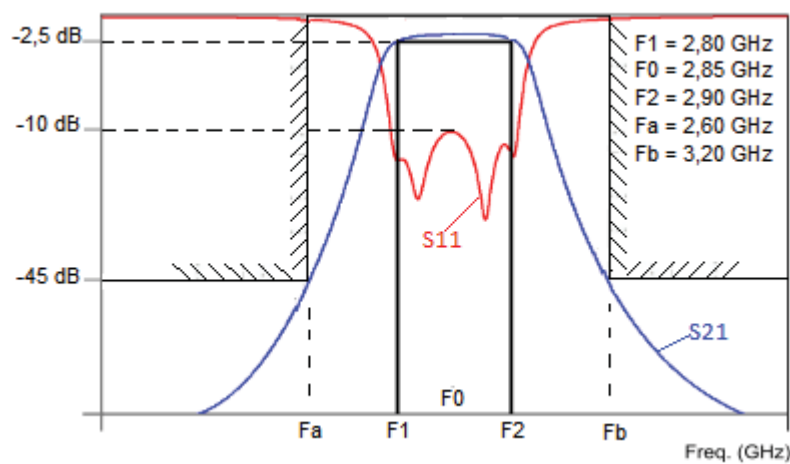
Em relação à atenuação da banda de rejeição, fixamos esse valor em -45 dB, para forçar um filtro de ordem baixa, e que resultará em um filtro menor fisicamente.

Fixamos também a perda de retorno na ordem de -10 dB e a perda por inserção na banda de operação de -2,5dB.

Discutimos as topologias para filtros que utilizam a tecnologia SIW na seção 2.2.13, e escolhemos construir nossos protótipos com a topologia de janelas indutivas tipo íris, pois é a topologia bastante utilizada e que encontramos mais informações disponíveis para, por exemplo, serem comparados com os nossos resultados.

Na FIGURA 31, podemos ver a máscara resultante, com a curva padrão para o nosso filtro.

FIGURA 31 - PARÂMETROS DE PROJETO DO FILTRO PASSA-FAIXAS



FONTE: alterado de (Garreau et al., 2012)

3.3 Protótipo passa baixa, escalonamento e conversão

Uma vez executado a especificação do filtro, passamos para a próxima etapa do projeto que consiste no cálculo do protótipo passa baixa, no escalonamento e conversão do filtro. Reproduzimos os valores das frequências especificadas na FIGURA 31 no QUADRO 3, para deixar claro os parâmetros utilizados no projeto do filtro.

QUADRO 3 – VALORES DE FREQUÊNCIA

Frequências	Valores (GHz)
F ₀	2,80
F ₁	2,85
F ₂	2,90
F _a	2,60
F _b	3,20

FONTE: Próprio autor 2020

De posse dos valores de frequência apresentados no QUADRO 3, utilizamos a equação 27 para cálculo do comprimento de onda guiado referente a cada um dos valores de frequência especificado. Vemos o resultado no QUADRO 4, abaixo:

QUADRO 4 – VALORES DE COMPRIMENTO DE ONDA GUIADO

Comp. de onda	Valores (mm)
λ_{g0}	62,38
λ_{g1}	64,11
λ_{g2}	60,65
λ_{ga}	72,78
λ_{gb}	53,46

FONTE: Próprio autor 2020

Utilizando esses resultados, agora já podemos executar o cálculo da largura de banda fracionada do comprimento de onda guiada utilizando a equação 23 e as frequências de protótipo normalizadas, utilizando a equação 24. Os resultados dos cálculos podem ser vistos no QUADRO 5, abaixo:

QUADRO 5 – PARÂMETROS DE NORMALIZAÇÃO

Parâmetro	Valores
w_λ	0,055
$w'/w'_1 (F_a)$	5,9
$w'/w'_1 (F_b)$	5,7

FONTE: Próprio autor 2020

Aplicando os resultados do cálculo das frequências de protótipo normalizadas do e comparando o módulo desses valores nos gráficos da FIGURA 24 (para resposta de Butterworth) e da FIGURA 26 (para a resposta de Chebyshev), vemos que levando em consideração uma atenuação de aproximadamente 45dB, os dois gráficos apresentam respostas semelhantes, isto é, um filtro de ordem 3. Escolhemos, entretanto, o um filtro tipo Chebyshev, pois ele apresenta como resposta um filtro teoricamente mais seletivo. Os filtros tipo Chebyshev possuem um *ripple* tanto na banda de passagem como na banda de rejeição. Sabemos que quanto menor o *ripple* na banda de passagem, maior será a banda de transição (se o ripple for zero, o filtro de Chebyshev terá a mesma resposta do filtro Butterworth), mas como vimos em nosso exemplo, não temos exigência de corte abrupto, portanto podemos escolher um *ripple* bem pequeno, de 0,01. Observe que um filtro de ordem 3 nos resultará em um filtro SIW com 3 seções, ou cavidades ressonantes. Cada cavidade nos dará dois polos (portanto, com o escalonamento em frequência termos um filtro naturalmente

com o dobro de polos calculados, em nosso caso 6), que deverão ser calculados a partir dos valores do QUADRO 2, e que serão posteriormente traduzidos nas dimensões físicas das cavidades ressonantes $L_1...L_3$ e $D_1...D_4$ (esses parâmetros serão calculados na seção 3.7) Agora podemos determinar os valores dos componentes normalizados g_i , utilizando os dados contidos no QUADRO 2, o qual reproduzimos aqui novamente no QUADRO 6.

QUADRO 6 – VALORES DE g_i

Parâmetro	Valores
g_0	1
g_1	0,63
g_2	0,97
g_3	0,63
g_4	1

FONTE: Próprio autor 2020

Para o escalonamento e conversão, utilizamos esses dados nas equações 25 e 26, e obtemos os valores dos inversores de impedância, que podem ser encontrados no QUADRO 7, abaixo:

QUADRO 7 – VALORES PARA OS INVERSORES DE IMPEDÂNCIA

$\frac{K_{i,i+1}}{Z_0}$	Valores
$k_{01}/Z_0 = K_{34}/Z_0$:	0,37
$k_{12}/Z_0 = K_{23}/Z_0$:	0,12

FONTE: Próprio autor 2020

A próxima etapa será o cálculo das reatâncias paralelas. Utilizando os resultados obtidos no QUADRO 7, usamos a equação 31 para chegar ao resultado que está no QUADRO 8.

QUADRO 8 - VALORES PARA AS REATÂNCIAS PARALELAS

$\frac{X_{j,j+1}}{Z_0}$	Valores
$X_{01}/Z_0 = X_{34}/Z_0$:	0,43
$X_{12}/Z_0 = X_{23}/Z_0$:	0,12

FONTE: Próprio autor 2020

3.4 Cálculo da linha de 50 Ω

Seguindo o processo proposto na seção 3.1, partimos agora para o projeto da linha de 50 Ω , que é, na verdade, o projeto de uma linha de transmissão *microstrip*.

São dados para o cálculo: a impedância de entrada, que depende do contexto do projeto (sendo, portanto, um valor arbitrário), e que em nosso caso escolhemos ser 50Ω , para termos um perfeito casamento de impedância com conectores coaxiais e os equipamentos de medição disponíveis em nosso laboratório. Temos também alguns parâmetros que são dados pelo fabricante do substrato dielétrico, que é a permissividade relativa (constante dielétrica) do substrato ϵ_r , a espessura do dielétrico h e a espessura do condutor t . Usamos também aqui a frequência de corte da operação da linha de transmissão f_{c10} que para encontrá-la, devemos utilizar de uma tabela de padrão de guia de onda, como o encontrado em (EverythingRF, 2020). Para a faixa de frequência de 2,2GHz até 3,3GHz (que compreende todo sinal com frequência central de 2,85GHz que queremos filtrar). O padrão que encontramos é o WR340, que possui uma frequência de corte em modo fundamental $f_{c10} = 1,736\text{GHz}$. Para calcular a largura do guia de onda (dimensão w_1 , apresentada na FIGURA 18, e apresentado no QUADRO 9), utilizaremos as equações 9 e 11 da seção 2.2.5 e para o cálculo do comprimento da linha (dimensão l_1 , apresentada na FIGURA 18, e apresentado no QUADRO 9), a equação 15. O resultado pode ser visto no QUADRO 9.

QUADRO 9 – CÁLCULO DA LINHA DE 50Ω

Parâmetro	Valores	Unidade
Impedância de entrada (Z_0)	50	Ω
Const. dielétrica relativa (ϵ_r)	4,5	
Espessura do dielétrico (h)	1,6	mm
Frequência de corte (f_{c10})	1,736	GHz
Largura da linha (w_1)	3,05	mm
Comprimento da linha (l_1)	20,83	mm

FONTE: Próprio autor 2020

3.5 Cálculo do guia de ondas

Para cálculo corpo do guia de onda, precisamos definir os parâmetros diâmetro do furo metalizado d e distância entre furos p de acordo com as regras de projetos descritas das equações 16 a 19 da seção 2.2.14. Para facilitar o trabalho de ferramentaria, escolhemos sempre um diâmetro que corresponda a uma broca comercial (para isso é importante uma negociação com a empresa que confeccionará as placas de circuito impresso, para saber quais ferramentais estão disponíveis, foi por isso também que classificamos esse parâmetro como “arbitrário”). Precisamos também calcular o valor do comprimento de onda guiado λ_{c10} , para a frequência de corte especificada para o guia de onda padrão f_{c10} especificado para a faixa de

frequência de corte que nosso projeto deve funcionar. A frequência de corte de operação deve ser encontrada da mesma forma definida na seção anterior, portanto $f_{c10} = 1,736\text{GHz}$. Devemos calcular o valor do comprimento de onda guiada dessa frequência e então calculamos os valores de p e d e poderemos verificar se o guia está dentro da área da “Região de interesse”, conforme indicado na FIGURA 17. Interessante observar que existem várias possibilidades para valores de p e d que poderão ser utilizados sem prejuízo na resposta do filtro. Teoricamente, uma vez garantido as condições das equações 16 a 19, o guia de onda deve funcionar.

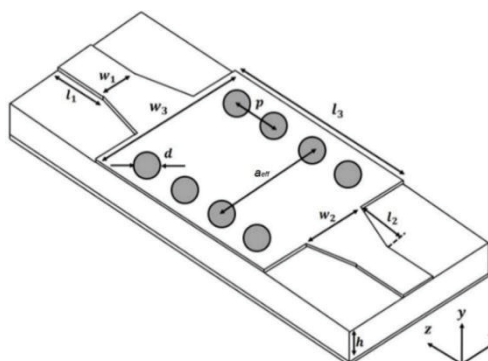
Para o cálculo da largura efetiva do guia de onda, utilizamos a frequência f_{c10} referente a esse padrão para calcular a_{eff} (ver FIGURA 32), o que deve ser feito observando-se a equação 20. O comprimento total l_3 do corpo do guia de onda dependerá do comprimento das distâncias entre as janelas indutivas e só será definido após o cálculo desses parâmetros (que será feito na seção 3.7). Por hora devemos ter em mente apenas que o comprimento total do corpo do guia de onda deve ser suficiente para abrigar todas as descontinuidades da topologia escolhida. A dimensão w_3 deverá ter um valor suficiente para que os furos metalizados fiquem seguramente abrigados e que o guia de onda como um todo tenha boa sustentação mecânica. O resumo dos resultados dos cálculos pode ser encontrado no QUADRO 10.

QUADRO 10 – PARÂMETROS PARA CÁLCULO DO GUIA DE ONDA

Parâmetro	Valores	Unidade
Diâmetro do furo (d)	1	mm
Distância entre furos (p)	2,5	mm
Frequência corte (F_{c10})	1,736	GHz
Comp. de onda F_{c10} (λ_{c10})	81,46	mm
Largura SIW efetivo (a_{eff})	41	mm
Largura Total SIW (w_3)	48	mm

FONTE: Próprio autor 2020

FIGURA 32 - GUIA DE ONDA SIW



FONTE: Alterado de (Caleffo, 2016)

3.6 Cálculo da transição de impedância

O parâmetro largura da transição de impedância é um ponto fundamental no projeto do filtro SIW. Uma imprecisão aqui traz grande diferença na resposta do filtro. Escolhemos para nosso projeto a transição de impedância cônica por ser de fácil manufatura, e por apresentar uma boa resposta em termos de casamento de impedância, além de uma perda de inserção que é bastante baixa para a transição entre uma linha *microstrip* e um guia SIW (Garg et al., 2013).

Para calcular a transição de impedância cônica, precisamos dos seguintes parâmetros: impedância no espaço livre η , a espessura do dielétrico h , a permissividade relativa ϵ_r e o valor da largura da linha *microstrip* w_1 , calculada na seção 3.4. Finalmente utilizamos esses parâmetros nas equações 21 e 22, para encontrar a largura w_2 . Entretanto, encontramos no trabalho de (Megias, 2017) um algoritmo para solução gráfica do sistema de equações, o qual reproduzimos aqui com algumas modificações. Apresentamos no QUADRO 11 os parâmetros de cálculo e o resultado numérico para a largura da transição de impedância w_2 .

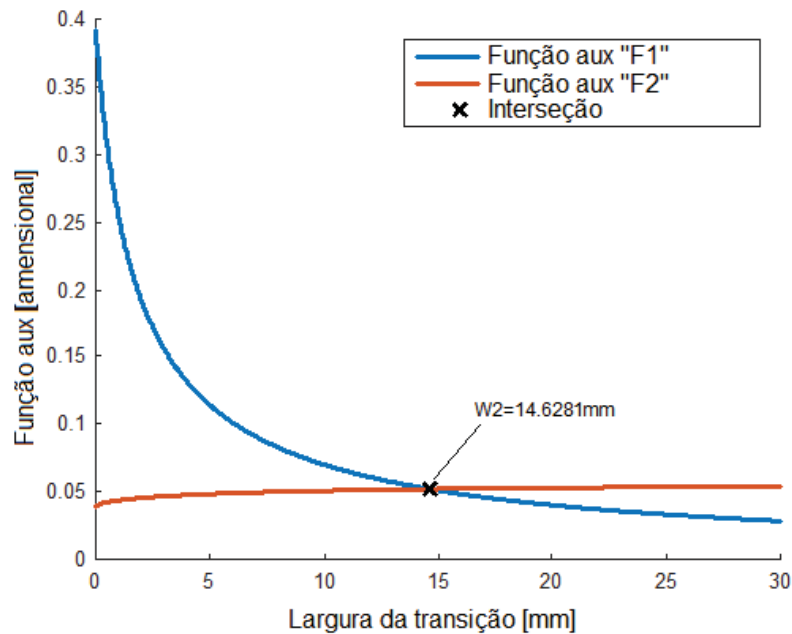
QUADRO 11 – PARÂMETROS PARA CÁLCULO DA TRANSIÇÃO DE IMPEDÂNCIA

Parâmetro	Valores	Unidade
Impedância do espaço (η)	376,73	Ω
Espessura do dielétrico (h)	1,56	mm
Largura do guia (w_1)	2,94	mm
Largura SIW efetivo (a_{eff})	41	mm
Largura do guia (w_2)	14,62	mm

FONTE: Próprio autor 2020

Para nosso protótipo, o resultado gráfico pode ser visto na FIGURA 33. Vemos que conforme sugere (Deslandes, 2010), a largura da transição de impedância cônica se dará pela intersecção das duas curvas resultantes das funções auxiliares formados pelo sistema de equações dado pelas equações 21 e 22. Detalhes sobre essas funções auxiliares e a construção do gráfico podem ser vistos no ANEXO B.

FIGURA 33 - GRÁFICO AUXILIAR PARA LARGURA TRANSIÇÃO DE IMPEDÂNCIA



FONTE: Próprio autor 2020

3.7 Determinação dos parâmetros das janelas íris

A última etapa de projeto do projeto do filtro passa-faixas na topologia de janelas indutivas é o cálculo dos parâmetros físicos da abertura das janelas íris.

Apresentamos o filtro SIW por janela indutiva do tipo íris na seção 2.2.13 e o cálculo das reatâncias paralelas pela equação 31, na seção 2.4.4. De posse dos valores calculados dos inversores de impedância, apresentados no QUADRO 8, da impedância de entrada Z_0 (50Ω), do valor do comprimento médio de onda guiada λ_{g_0} , calculado pela equação 27 e a largura efetiva do corpo do guia de onda a_{eff} , procedemos ao cálculo da equação 32. Temos esses valores calculados para nosso filtro no QUADRO 12, que servirão para verificação no gráfico para janelas indutivas tipo íris do trabalho de (Marcuvitz, 1951).

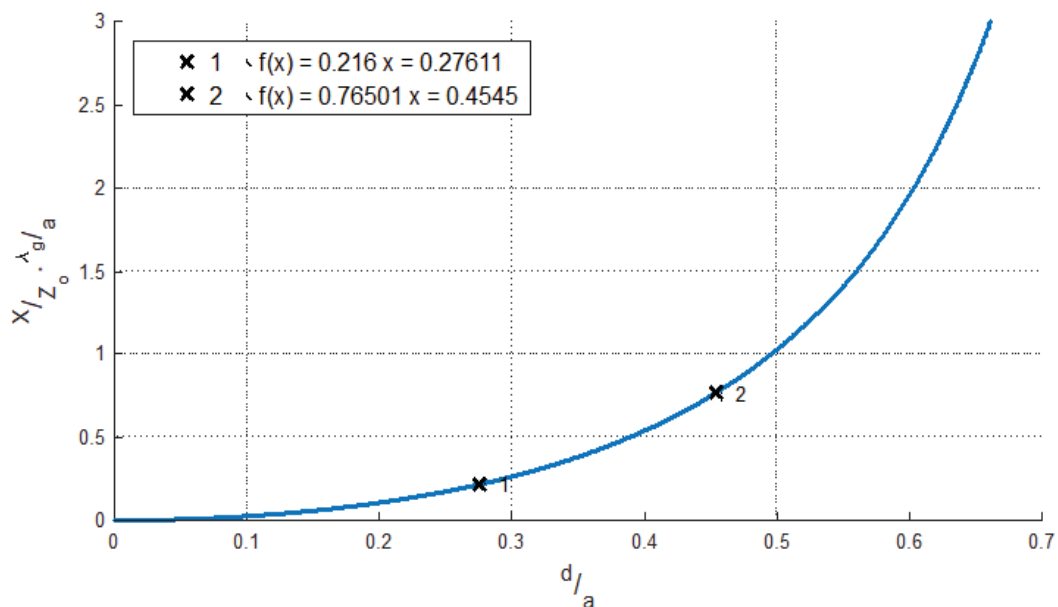
QUADRO 12 - VALORES REATÂNCIA PARALELAS PARA VERIFICAÇÃO NO GRÁFICO

GRÁFICO	Valores
$(X_{01}/Z_0) * (\lambda_{g_0}/a_{eff})$:	0,76
$(X_{12}/Z_0) * (\lambda_{g_0}/a_{eff})$:	0,22
$(X_{23}/Z_0) * (\lambda_{g_0}/a_{eff})$:	0,22
$(X_{34}/Z_0) * (\lambda_{g_0}/a_{eff})$:	0,76

FONTE: Próprio autor 2020

A verificação gráfica dos valores das aberturas das janelas indutivas também é um passo que julgamos crítico para o funcionamento correto do filtro. Como mencionado antes, o método demonstrado por (Marcuvitz, 1951) utiliza a equação 32, cujo resultado deve ser analisado em um gráfico. Esse processo de leitura do gráfico acaba sendo bastante impreciso e aqui também desenvolvemos um algoritmo para obter um resultado mais apurado. Na FIGURA 34, podemos ver o gráfico com o resultado para os parâmetros do filtro colhidos do QUADRO 12. Nele observamos os dois pontos que serão utilizados para obtenção dos parâmetros de abertura das janelas (em nosso caso 0,45 e 0,27, conforme indicado na FIGURA 34). Os valores $D_1...D_4$, resultantes desse cálculo, ainda precisam ser multiplicados pelo valor de a_{eff} para resultarem nos valores das aberturas das janelas indutivas, e para o nosso experimento o resultado pode ser encontrados no QUADRO 13. Detalhes sobre a o algoritmo para construção do gráfico pode ser encontrado na no ANEXO C.

FIGURA 34 - GRÁFICOS DAS EQUAÇÕES DE MARCUVITZ

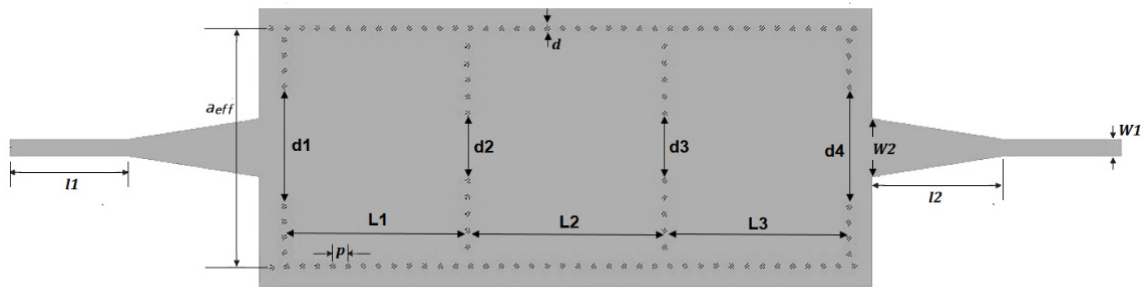


FONTE: Próprio autor 2020

Falta ainda o cálculo das distâncias entre as janelas indutivas. Para isso utilizamos as equações 33 e 34 e mostrados no QUADRO 13.

Na FIGURA 35 apresentamos um esquema do filtro passa-faixas de janelas indutivas com todos os seus parâmetros construtivos e que estão detalhados no QUADRO 13.

FIGURA 35 - PRINCIPAIS PARÂMETROS DO FILTRO



FONTE: Próprio autor 2020

QUADRO 13 - PARÂMETROS FÍSICOS DO FILTRO DO PRIMEIRO PROTÓTIPO

PARAMETROS	VALOR	UNIDADE	FONTE
Espessura dielétrico (h)	1,6	mm	Doc. Fabricante
Permissividade Relativa (ϵ_r)	4,5		Doc. Fabricante
Perda Tangencial ($\tan \delta$)	0,027		Doc. Fabricante
Impedância Característica (Z_0)	50	Ω	Arbitrário
Largura linha 50 Ω (w_1)	2,94	mm	Analítico
Comprimento linha 50 Ω (l_1)	20,37	mm	Analítico
Espessura cobre (t)	17,1	μm	Doc. Fabricante
Comprimento transição imp. (l_2)	20,37	mm	Analítico
Largura transição cônica (w_2)	14,62	mm	Analítico
Largura total guia de onda (w_3)	48	mm	Analítico
Largura guia SIW (a_{eff})	41	mm	Analítico
Comprimento guia SIW (l_3)	90	mm	Analítico
Diâmetro furos passagem (d)	1	mm	Arbitrário
Distância entre furos (p)	2,5	mm	Analítico
Abertura janela ($d_1=d_4$)	18,44	mm	Analítico
Abertura janela ($d_2=d_3$)	11,26	mm	Analítico
Comprimento cavidade ($L_1=L_3$)	25,88	mm	Analítico
Comprimento cavidade (L_2)	28,42	mm	Analítico

FONTE: Próprio autor 2020

Em relação aos parâmetros atribuídos como de escolha arbitrária, podemos dizer que na verdade eles não são tão arbitrários assim. A impedância de entrada, ou impedância característica vai depender do contexto que projeto será desenvolvido. Se o filtro a ser projetado está inserido em um conjunto de circuitos, isto é, for apenas uma parte de um circuito, devemos nos ater a impedância de entrada que o circuito lhe

oferece, e que pode perfeitamente ser diferente de 50Ω . Em relação ao diâmetro do furo de passagem no guia de onda, como já discutido na seção 3.5, esse parâmetro vai depender principalmente da disponibilidade de ferramental que o fabricante de PCB possui. Uma vez que as condições previstas na seção 2.2.14 são atendidas, o guia de onda deverá funcionar normalmente, mesmo com diferentes parâmetros para o diâmetro do furo de passagem.

4 Simulações e medidas em protótipos

4.1 Materiais e métodos

A ferramenta que escolhemos para a simulação eletromagnética é o ADS *Momentum 3D Planar EM Simulator*, da *Keysight Technologies*. O Momentum é um simulador eletromagnético planar 3D, usado para modelagem e análise de circuitos passivos. Com ele podemos criar geometrias de projeto arbitrárias, incluindo estruturas de múltiplas camadas. Ele utiliza o *Method of Moments* (MoM) no domínio da frequência, para simular com precisão os efeitos eletromagnéticos complexos, incluindo acoplamentos e parasitas.

Utilizamos a configuração na ferramenta de layout: “*EM Simulation/Model*” e como simulador eletromagnético o “*Momentum Microwave*”. Para configuração do substrato dielétrico, usamos os parâmetros fornecidos pelo fabricante (ver ANEXO A). A geração de gráficos foi feita utilizando parâmetros S.

O acesso ao software ADS nos foi disponibilizado pelo laboratório GICS do Departamento de Eletricidade da UFPR. A construção dos protótipos foi feita no Laboratório de Fabricação Eletrônica (EFAB), do Departamento Acadêmico de Eletrônica da UTFPR, o qual forneceu também o material FR-4.

Para a medição dos protótipos, usamos um analisador de rede ENA E5063A[®] da Keysight, cabos coaxiais de 50 Ω e conectores SMA. Todos esses componentes foram desassociados (*de-embedded*) usando o kit de ferramentas da Keysight. Tanto o analisador de rede, quando os cabos, conectores SMA e kits de ferramentas nos foram fornecidos pelo laboratório LAMMI do departamento de eletricidade da UFPR.

Planejamos fazer uma série de protótipos, modelados mediante propósitos diferentes para buscar uma melhor resposta:

- Protótipo guia de onda: Protótipo de um SIW “vazio”, sem nenhum circuito desenhado no guia de onda;
- Protótipo SIW: Protótipo de um filtro SIW de janela íris produzido com exatamente os valores calculados pelas equações mostradas nesse trabalho, e que foram apresentados no QUADRO 13,

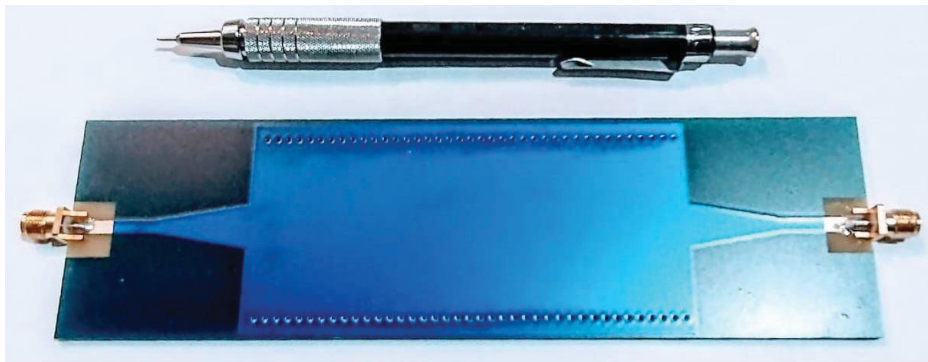
A ideia com a construção do protótipo do guia de onda foi medir um guia de onda vazio, para saber se as etapas de cálculo da linha de microstrip transição de impedância e corpo do guia de onda estariam corretas, e também para medir a

dispersão em frequência e a atenuação, sem a presença de descontinuidades no guia de onda. O protótipo do filtro SIW nos daria a resposta que o modelo matemático nos fornece diretamente e então poderíamos ponderar sobre a precisão do método analítico e de quão exata seria a simulação, tanto em relação ao resultado calculado, quanto ao resultado medido no protótipo.

4.2 Protótipo do guia de onda

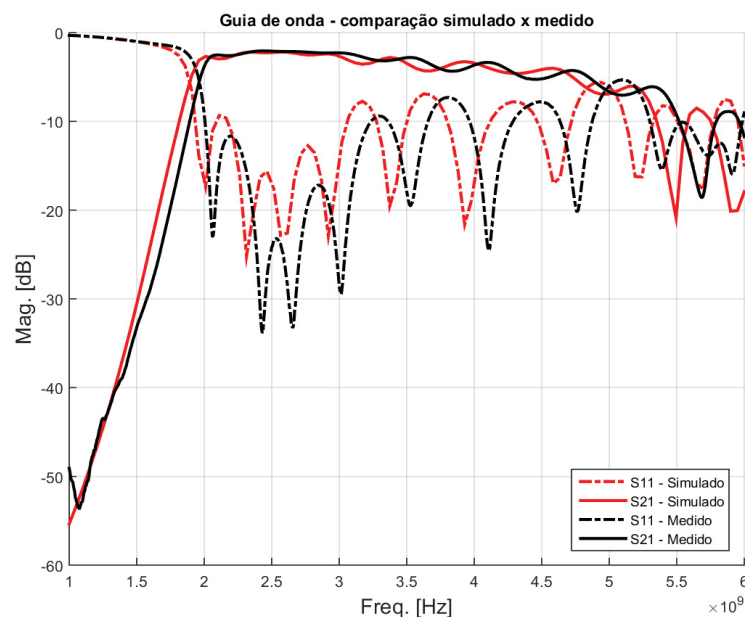
O protótipo do guia de onda vazio utiliza os mesmos parâmetros que encontramos no QUADRO 13, porém sem o desenho do filtro íris em seu interior. A FIGURA 36 mostra uma foto do protótipo do guia e a FIGURA 37 mostra um gráfico com a comparação entre o resultado obtido com a simulação e a medição do protótipo.

FIGURA 36 – FOTO DO PROTÓTIPO GUIA DE ONDA



FONTE: Próprio autor 2020

FIGURA 37 - SIMULAÇÃO X PROTÓTIPO DO PROTÓTIPO GUIA DE ONDA



FONTE: Próprio autor 2020

Podemos ver que o resultado para o guia de onda vazio foi muito próximo à simulação entregue pelo ADS. Como projetamos o guia de onda para operar na categoria WR340, a frequência de operação recomendada para construir o filtro é de 2,2 GHz até 3,3GHz (EverythingRF, 2020). Podemos ver que é justamente nessa faixa recomendada que o guia de onda apresenta melhor desempenho em relação à menor perda por inserção (-2 dB) e o menor coeficiente de reflexão também.

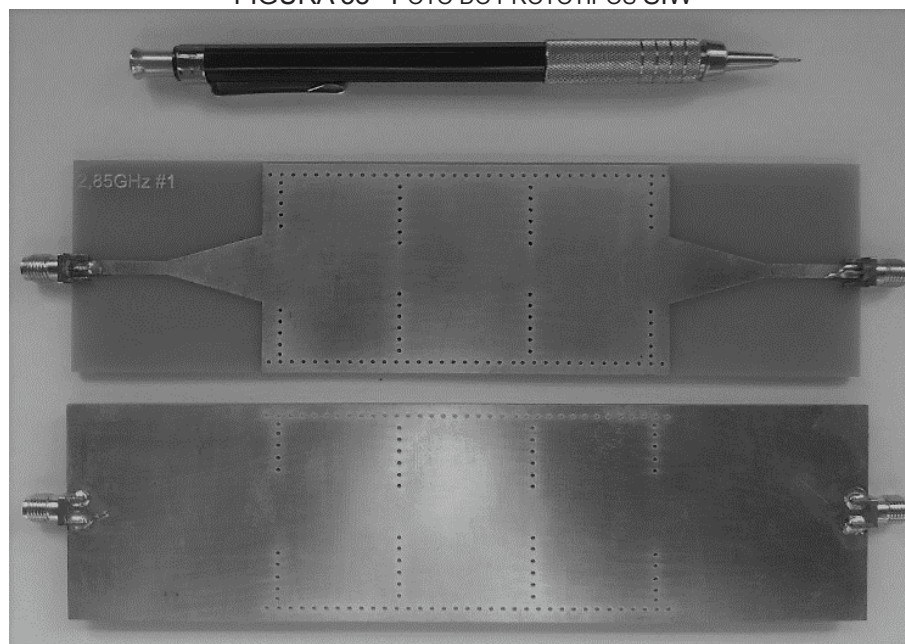
Concluimos que os projetos da linha *microstrip*, transição de impedância e corpo do guia de onda foram calculados de forma correta e o guia apresenta a resposta esperada, porém uma atenuação de -2 dB com o guia de onda vazio já demonstra que o material do substrato é bastante dissipativo e é um indicativo que nosso filtro dificilmente vai conseguir atingir os valores de referência de -2,5 dB para perda por inserção.

4.3 Protótipo do filtro SIW

A proposta do protótipo SIW é construir o filtro exatamente como parâmetros obtidos das equações matemáticas. Construimos então o protótipo com todos os parâmetros apresentados no QUADRO 13.

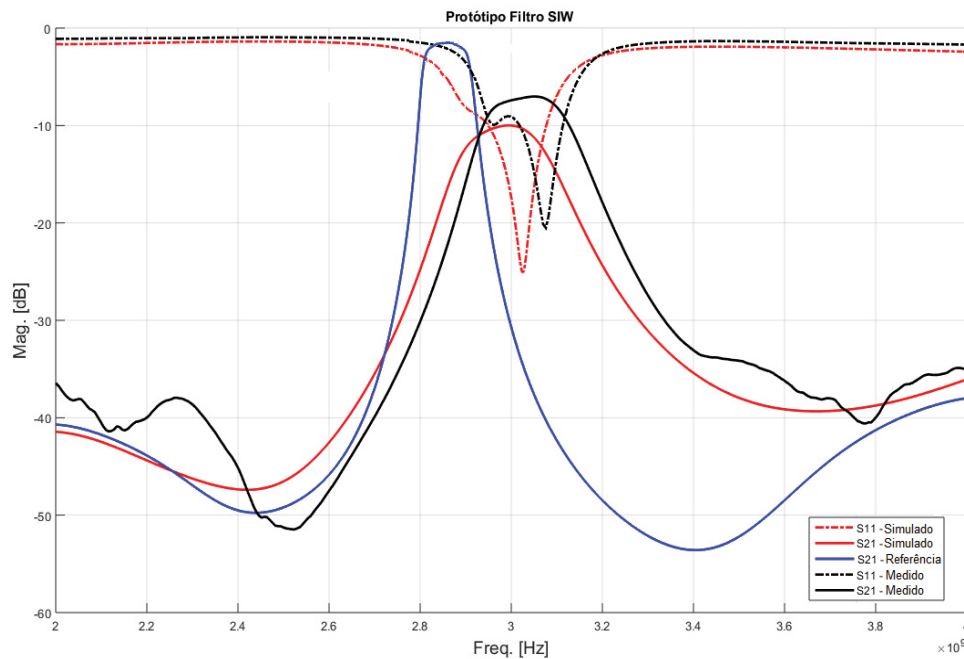
Na FIGURA 38, temos uma foto da face superior e inferior do protótipo utilizado no experimento.

FIGURA 38 - FOTO DO PROTÓTIPOS SIW



FONTE: Próprio autor 2020

FIGURA 40 – RESPOSTAS DO FILTRO SIW



FONTE: Próprio autor 2020

Verificamos que durante o processo de cálculo e simulação do filtro, quando usamos os valores diretamente extraídos das equações analíticas, a simulação não atinge exatamente os resultados inicialmente especificados do filtro. Podemos ver claramente esse comportamento na FIGURA 40, pois as discrepâncias no deslocamento em frequência e a atenuação são flagrantes. Em relação ao deslocamento em frequência da curva simulada, o provável motivo da diferença é a dispersão que o material FR-4 apresenta, que como foi estudado na seção 2.3.2, e que é, como vimos, bastante significativa. Como existe também um deslocamento em frequência entre a curva simulada e a medida, isso nos sugere que pode existir uma distorção entre o parâmetro de constante dielétrica fornecida pelo fabricante (e que utilizamos em nossos cálculos), e a constante dielétrica real do material que usamos. Segundo o trabalho de (Thomas H. Lee, 2004), é comum variações na ordem de 5% no valor desse parâmetro para o material FR-4, não só para materiais de diferentes fabricantes, mas até dentro de um mesmo lote, pois os fabricantes de FR-4 não fazem uma medição muito criteriosa das propriedades físicas dos lotes do material, tendo em vista que esse substrato não é utilizado normalmente para aplicações em altas frequências.

Outro fator importante que podemos perceber ao analisar a FIGURA 40 diz respeito à atenuação da banda passante. Notamos que a simulação apresenta uma

grande atenuação. O motivo desse comportamento é o fator de dissipação (perda tangencial) do material FR-4, que segundo o documento do fabricante é 0,027 (ver ANEXO A), sendo considerado um valor muito alto para a faixa de frequência do filtro em questão. Vimos na seção 2.3.3, que o RO4003 por exemplo, tem um fator de dissipação dez vezes menor que o FR-4. Além disso, observamos uma diferença entre a curva simulada e a curva medida, sugerindo que o valor do fator de dissipação fornecido pelo fabricante não é o mesmo valor real que o material apresenta.

Apesar de os resultados da FIGURA 40 mostrarem certo desvio em relação à especificação original, mesmo levando-se em consideração o material utilizado, eles parecem ser razoáveis, pois são semelhantes a outros resultados publicados, como em (Glise et al., 2018), (Garreau et al., 2012) e (Troy, 2016). Queremos, no entanto, trazer essa curva para valores mais próximos à referência, isto é, da especificação inicial do filtro.

O QUADRO 14 nos mostra detalhadamente os valores de frequência para as curvas de referência, simulada e medida, seguida de uma comparação percentual entre as diferenças que os valores simulados e medidos têm em relação à referência e depois entre eles mesmos.

QUADRO 14 – VALORES DE FREQUÊNCIA PARA PROTÓTIPO SIW

Parâmetro	Valores de Referência	Valores Simulados	Valores Medidos	Referência x simulado	Referência x medido	Simulado x medido
F₁	2,80GHz	2,88GHz	2,94GHz	2,71%	5,14%	2,36%
F₀	2,85GHz	2,97GHz	3,02GHz	4,35%	5,82%	1,41%
F₂	2,90GHz	3,06GHz	3,14GHz	5,62%	8,14%	2,38%
F_a	2,60GHz	2,51GHz	2,63GHz	-3,46%	1,15%	4,78%
F_b	3,20GHz	-	-	-	-	-

FONTE: Próprio autor 2020

Observando o QUADRO 14 podemos comprovar numericamente o que constatamos ao analisar a FIGURA 40, isto é, que existe um deslocamento importante na frequência quando comparamos os valores de referência com os valores simulados e medidos. Vemos também que a curva não atingiu -45 dB para F_b, sendo que o valor mínimo foi -38,5 dB. Por outro lado, vemos que a diferença entre os valores simulados e medidos não é tão grande. Isso nos dá uma pista importante de que a simulação eletromagnética é confiável em termos de dispersão em frequência.

No QUADRO 15 temos os detalhes numéricos medidos da FIGURA 40 para a atenuação das curvas.

QUADRO 15 – VALORES DE ATENUAÇÃO PARA PROTÓTIPO SIW

Parâmetro	Valores de Referência	Valores Simulados	Valores Medidos	Diferença Ref. e Sim.	Diferença Ref. e Med.	Diferença Sim. e Med.
F₁	-5,5dB	-13,2dB	-10,2dB	7,7dB	4,7dB	3dB
F₀	-2,5dB	-10,2dB	-7,2dB	7,7dB	4,7dB	3dB
F₂	-5,5dB	-13,2dB	-10,2dB	7,7dB	4,7dB	3dB
F_a	-45dB	-45dB	-45dB	0dB	0dB	0dB
F_b	-45dB	-38,5dB	-38,5dB	6,5dB	6,5dB	0dB

FONTE: Próprio autor 2020

O resultado apresentado no QUADRO 15 mostra um fato interessante: os valores de atenuação medidos foram melhores que os valores da simulação. Na verdade, esses valores apenas comprovam o que já tínhamos concluído através da FIGURA 40.

O QUADRO 16 exibe uma comparação em relação as larguras de banda passante ($F_2 - F_1$) e o Fator de Qualidade ($F_0 / (F_2 - F_1)$) para as três curvas da FIGURA 40. Aqui o comportamento segue o mesmo padrão observado no QUADRO 14, isto é, uma grande diferença entre os valores de referência e a simulação e uma pequena variação relativa entre simulação e medição.

QUADRO 16 – LARGURA DE BANDA E FATOR DE QUALIDADE PROTÓTIPO SIW

Parâmetro	Valores de Referência	Valores Simulados	Valores Medidos	Referência x simulado	Referência x medido	Simulado x medido
Banda Passante	100MHz	187MHz	192MHz	87%	92%	2,6%
Fator de Qualidade	28,5	15,9	15,7	44,2%	44,8%	-1,25%

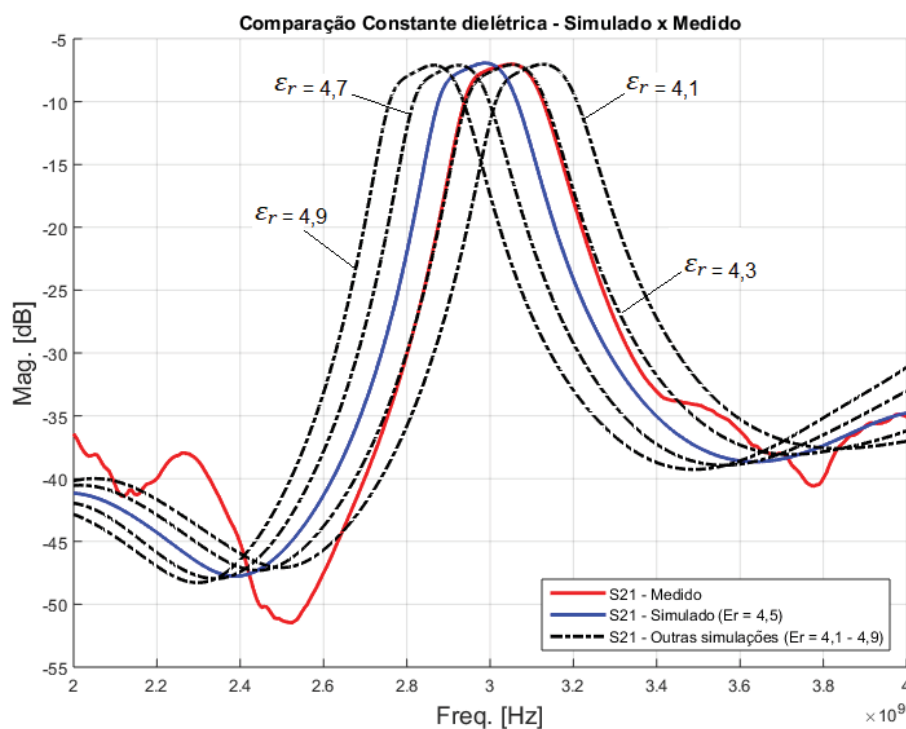
FONTE: Próprio autor 2020

Como foi sugerido logo acima, havia a suspeita de que as diferenças em frequência apresentadas entre as curvas simuladas e medidas da FIGURA 40 poderiam ser causadas por uma discrepância entre o valor real na constante dielétrica do material utilizado no protótipo e o valor fornecido pelo fabricante do FR-4. Segundo o trabalho de (Thomas H. Lee, 2004), o valor da constante dielétrica pode variar de 4,1 a 4,9. De posse dessa informação, e com a intenção de confirmar se nossas suspeitas

tenham procedência, plotamos na FIGURA 41 a simulação de nosso protótipo para alguns valores de constante dielétrica nessa faixa indicada.

Analisando as curvas, verificamos que a constante dielétrica, variando do valor de 4,1 até 4,9, causa um deslocamento em frequência. Vemos também que a curva da constante dielétrica relativa $\epsilon_r = 4,3$ praticamente coincide com a da medição, o que é um forte indício de que este seja o valor real da constante dielétrica relativa do material ao invés do valor fornecido pelo fabricante de $\epsilon_r = 4,5$.

FIGURA 41 - SIMULAÇÕES PARA DIFERENTES CONSTANTES DIELÉTRICAS

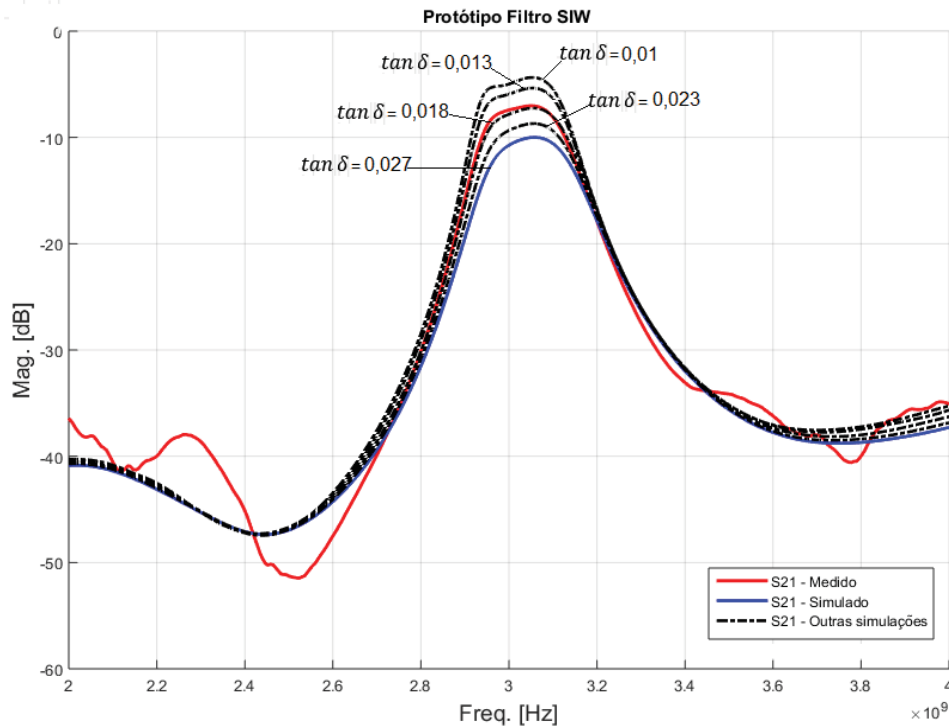


FONTE: Próprio autor 2020

Seguindo essa mesma linha de raciocínio, fizemos também uma simulação para o outro parâmetro que apresentou discrepância entre a simulação e a medição: o fator de dissipação. De acordo com o trabalho de (Edwards & Steer, 2016), o valor desse parâmetro pode variar de 0,01 até 0,027 para o FR-4. Analisando as curvas plotadas na FIGURA 42 podemos perceber que a atenuação também se altera, mas conforme a variação do fator de dissipação na faixa indicada. Observamos ainda que a curva com a simulação para o fator de dissipação de 0,018 quase coincide com o valor da medição, o que também confirma nossa suposição de que o valor do fator de dissipação fornecido pelo fabricante do FR-4 não condiz com o valor real do material

usado. Para essa simulação, já utilizamos o valor da constante dielétrica relativa corrigido para 4,3.

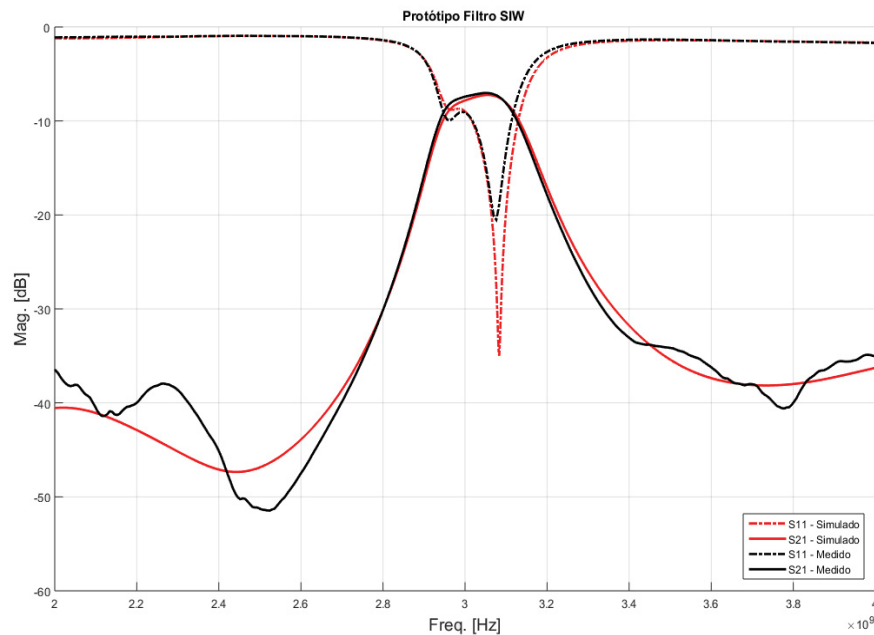
FIGURA 42 - SIMULAÇÃO PARA DIFERENTES PERDAS TANGENCIAIS



FONTE: Próprio autor 2020

A análise da FIGURA 41 e FIGURA 42 nos leva aos prováveis valores reais para os parâmetros de constante dielétrica ($\epsilon_r = 4,3$) e do fator de dissipação ($\tan \delta = 0,018$). Podemos agora simular novamente o protótipo SIW com os parâmetros aprimorados encontrados e confrontar com a curva medida, apresentada na FIGURA 40. Temos então na FIGURA 43 as curvas simuladas para S21 (perda por inserção) e S11(perda de retorno). Vemos que as curvas da simulação ficam agora muito próxima das curvas medidas, tanto em frequência como em atenuação, o que comprova a hipótese de que os valores fornecidos pelo fabricante não eram precisos.

FIGURA 43 - SIMULAÇÃO COM OS PARÂMETROS APRIMORADO



FONTE: Próprio autor 2020

O método analítico apresentado na revisão teórica foi desenvolvido para filtros projetados na tecnologia de guia de ondas metálicos retangulares. Existe uma vasta literatura estudando as equivalências analíticas entre a tecnologia SIW e os guias de ondas retangulares. Citamos aqui a obra de (Che et al., 2007). Em relação à precisão dessa equivalência, (Deslandes, 2010) nos lembra que esses modelos analíticos não são perfeitos, pois nas palavras do autor: “os efeitos capacitivos no final do SIW e no plano de transição, não são levados em consideração, porque paredes magnéticas são usadas para fechar o SIW. Além disso, a distribuição de campo no modelo de micro-ondas não combina perfeitamente com a real. Para nosso experimento com FR4, verificamos que essas imprecisões nos cálculos de fato existem e podem causar distorções pronunciadas. Entretanto, analisando a FIGURA 43, podemos comprovar que de posse de um bom software de simulação eletromagnética e conhecendo com precisão os parâmetros do substrato dielétrico, concluímos que é possível simular com confiabilidade os filtros na tecnologia SIW.

Essa confiança na ferramenta de simulação nos permitiu planejar um novo protótipo utilizando as propriedades físicas verificadas para trazer a resposta mais próximo dos valores de referência.

Nesse sentido, simulamos inicialmente otimizações em relação aos valores de largura e comprimento da linha *microstrip*, transição de impedância e corpo do guia de

onda utilizando a ferramenta de otimização do ADS. Porém, os valores obtidos foram muito próximos aos valores do método analítico (com diferença apenas nas casas decimais após a vírgula). Já imaginávamos que o problema não eram os parâmetros do guia de onda, pois os resultados da simulação e medida do guia de onda vazio (FIGURA 37) já mostrava essa realidade.

Resta-nos trabalhar os parâmetros físicos de abertura das janelas íris e o comprimento das cavidades ressonantes. Essa etapa de nosso projeto justifica a flecha pontilhada que colocamos em nosso fluxograma na seção 3.1. Uma vez que temos novos parâmetros para nosso dielétrico voltamos para a etapa de cálculo dos parâmetros construtivos do filtro e então continuamos o processo do projeto normalmente.

Para alterá-los, utilizamos o método descrito nos trabalhos de (Caleffo, 2016) e (Parment et al., 2015) e que consiste no ajuste manual desses parâmetros diretamente no layout do filtro na etapa de simulação. As novas medidas físicas aprimoradas para esse novo protótipo podem ser vistas no QUADRO 17, onde são comparados com as medidas do protótipo SIW e com o resultado do novo protótipo diretamente do método analítico. Os dados grifados em vermelho são os que foram efetivamente alterados.

Vemos que existem diferenças razoáveis entre o que havia sido calculado inicialmente e o os valores que fazem o filtro coincidir com os valores de referência, o que comprova que o método analítico não é exato. Os valores que diferem entre o protótipo SIW e o protótipo aprimorado são a perda tangencial, a constante dielétrica relativa (permissividade relativa), o comprimento total do guia de onda, os valores de abertura das janelas e comprimento da cavidade ressonante.

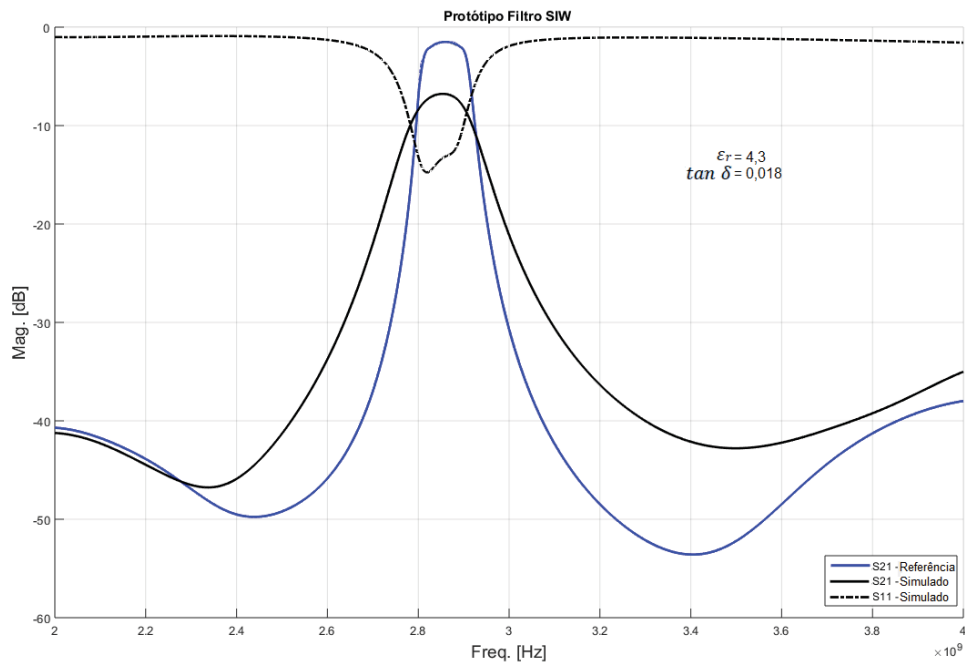
QUADRO 17 - PARÂMETROS FÍSICOS DO NOVO PROTÓTIPO

PARAMETROS	Protótipo	Novo	Novo Prot.	Unidade
	SIW	Protótipo	Aprimorado	
Espessura dielétrico (h)	1,6	1,6	1,6	mm
Permissividade Relativa (ϵ_r)	4,5	4,3	4,3	
Perda Tangencial ($\tan \delta$)	0,027	0,018	0,018	
Impedância Característica (Z_0)	50	50	50	Ω
Largura linha 50 Ω (w_1)	2,94	2,94	2,94	mm
Comprimento linha 50 Ω (l_1)	20,37	20,37	20,37	mm
Espessura cobre (t)	17,1	17,1	17,1	um
Comprimento transição imp. (l_2)	20,37	20,37	20,37	mm
Largura transição cônica (w_2)	14,62	14,62	14,62	mm
Largura total guia de onda (w_3)	45	45	45	mm
Largura guia SIW (a_{eff})	41	41	41	mm
Comprimento guia SIW (l_3)	90	95	95	mm
Diâmetro furos passagem (d)	1	1	1	mm
Distância entre furos (p)	2,5	2,5	2,5	mm
Abertura janela ($d_1=d_4$)	18,44	18,67	19,2	mm
Abertura janela ($d_2=d_3$)	11,26	10,25	10,8	mm
Comprimento cavidade ($L_1=L_3$)	25,88	27,44	29,6	mm
Comprimento cavidade (L_2)	28,42	29,97	30,7	mm

FONTE: Próprio autor 2020

Na FIGURA 44 vemos uma comparação entre a curva da simulação do protótipo aprimorado com a curva de referência. Observamos que com os parâmetros de abertura da janela íris e o comprimento da cavidade ressonante ajustados, conseguimos finalmente chegar próximos aos valores de referência em relação às frequências envolvidas. A largura de banda também se mostrou melhor (140MHz), assim como o fator de qualidade do filtro (20,3), isso indica que essas medidas também dependem dos parâmetros físicos que foram ajustados. Considerando a perda por inserção (-7db), não há muito o que fazer, pois esse resultado depende diretamente do fator de dissipação do material utilizado. O valor que encontramos de 0,018 ainda é muito alto para chegarmos perto da especificação original.

FIGURA 44 - SIMULAÇÃO PARA PROTÓTIPO APRIMORADO



FONTE: Próprio autor 2020

É possível que a utilização de um material menos dissipativo apresentasse valores melhores para a largura de banda e fator de qualidade do filtro e o tornasse mais seletivo, pelo menos é o que indicam outros trabalhos publicados, como em (Troy, 2016) e (Nguyen et al., 2018).

Nos QUADRO 18, QUADRO 19 e QUADRO 20, detalhamos os valores de frequência, perda de retorno, banda passante e fator de qualidade, comparando a referência com o resultado da simulação. Vemos que a simulação do protótipo aprimorado tem uma significativa melhora em quase todos esses parâmetros, inclusive atingindo o grau de precisão em torno de 1%, que comentamos em nossa justificativa em relação às frequências. Apenas os valores para F_a e F_b ainda apresentam grande distorção.

QUADRO 18 - FREQUÊNCIA VALORES NOVO PROTÓTIPO

Parâmetro	Valores de Referência	Valores Simulados	Referência x Simulação
F_1	2,80GHz	2,78GHz	-0,71%
F_0	2,85GHz	2,85GHz	0%
F_2	2,90GHz	2,92GHz	0,68%
F_a	2,60GHz	2,43GHz	-6,5%
F_b	3,20GHz	-	-

FONTE: Próprio autor 2020

QUADRO 19 - ATENUAÇÃO VALORES NOVO PROTÓTIPO

Parâmetro	Valores de Referência	Valores Simulados	Diferença Ref. e Sim.
F₁	-5,5dB	-10dB	4,5dB
F₀	-2,5dB	-7dB	4,5dB
F₂	-5,5dB	-10dB	4,5dB
F_a	-45dB	-45dB	0dB
F_b	-45dB	-42,8dB	2,2dB

FONTE: Próprio autor 2020

QUADRO 20 – LARGURA DE BANDA E FATOR DE QUALIDADE NOVO PROTÓTIPO

Parâmetro	Valores de Referência	Valores Simulados	Referência x Simulação
<i>Banda Passante</i>	100MHz	140MHz	40%
<i>Fator de Qualidade</i>	28,5	20,3	-28,5%

FONTE: Próprio autor 2020

Infelizmente não pudemos construir o nosso protótipo aprimorado com os parâmetros físicos ajustados e verificar se a curva medida de fato coincide com a curva simulada, pois nessa fase de nossa pesquisa houve uma contingência extraordinária (a crise sanitária da pandemia, causado pelo vírus Covid-19) e todo o campus de nossa universidade permaneceu fechado.

4.4 Recomendações para trabalhos futuros

A principal dificuldade encontrada durante a pesquisa foi em relação às propriedades físicas do material dielétrico. Notamos que é de fundamental importância o conhecimento preciso da constante dielétrica e do fator de dissipação do substrato empregado. Em se tratando do material FR-4, como os fabricantes dificilmente controlam lote a lote os parâmetros elétricos desse tipo de material, um ensaio de caracterização do substrato é recomendável, se não, obrigatório. Somente de posse desse parâmetro, e estando seguro de que foi feito no mesmo lote de material em que seu protótipo será confeccionado, o pesquisador poderá continuar no processo analítico para cálculo dos demais parâmetros físicos do circuito.

Mantendo a ideia de construir um filtro didático, é possível também avaliar o comportamento de outras topologias de filtros, tanto na tecnologia SIW, discutidas na seção 2.2.13, como de circuitos planares, discutidos na seção 2.2.8. Seria interessante explorar e comparar o quanto essas topologias também são suscetíveis às imperfeições dos métodos analíticos e aos problemas com o FR-4, como fizemos com a topologia SIW de janelas indutivas.

Outro questão interessante é que encontramos uma menção na documentação de um grande fabricante de substratos para circuitos de micro-ondas sobre uma permissividade relativa “de projeto”, sendo essa um pouco diferente do que a especificação padrão (Rogers, 2017) e (Conrood, 2014). O documento técnico em questão diz respeito especificamente a um substrato do fabricante, mas sugere que isso era comum a outros substratos no uso para micro-ondas, o que nos deixou a pergunta se a característica não poderia acontecer também para substratos como o FR-4. Talvez fosse o caso, assim como faz os dois autores citados, de encontrar também a permissividade relativa “de projeto” para o FR4, pois isso poderia facilitar a projeto de circuitos de micro-ondas com esse material, evitando assim retrabalhos. Essa foi uma possibilidade que não tivemos tempo de trabalhar em nossa pesquisa, mas que pode ser promissora e poderia ser explorada em futuras pesquisas.

5 Conclusão

O objetivo geral de nossa pesquisa era apresentar uma metodologia de projeto de um filtro passa-faixas passivo na frequência de micro-ondas utilizando a tecnologia SIW. Apresentamos durante o decorrer do trabalho os principais temas que envolvem a projeto e a construção do filtro, desenvolvendo os conceitos teóricos envolvidos, sempre referenciando os detalhes relevantes aos seus respectivos autores. O conjunto metodológico que apresentamos foi construído baseando-se em diversos trabalhos distribuídos na literatura, tais como livros, teses, trabalhos em periódicos da área e até mesmo em sites especializados na internet. Procuramos apresentar, pesquisando e selecionando nessas obras, os conceitos e as explicações que parecessem ser mais simples, trilhando um caminho que fosse mais facilmente compreendido, tentando tornar mais fácil o trabalho do projetista. Para alguns pontos chave do projeto, como o cálculo dos parâmetros construtivos da transição de impedância cônica e para a determinação dos parâmetros de abertura das janelas indutivas, nós apresentamos algoritmos para Matlab, o que tornam esses cálculos muito mais precisos. Tendo em vista o trabalho feito e o resultado que chegamos, acreditamos que nosso objetivo geral foi alcançado de forma satisfatória.

Adicionalmente, a dificuldade de acesso a outros materiais acabou nos levando a escolher o substrato FR-4 para desenvolver nosso filtro. Sempre estivemos cientes de que o material não era o ideal para a faixa de frequência escolhida, conforme discutimos na seção 2.3.2, no entanto, a possibilidade de se encontrar um método para contornar os problemas compensava os riscos. O fato de contarmos com uma poderosa ferramenta de simulação eletromagnética em nossa instituição nos encorajou.

Em relação aos objetivos específicos, concluímos que os cumprimos integralmente, pois conseguimos apresentar o método analítico, fazer o projeto do filtro, executar as simulações, construir os protótipos físicos do guia de onda e do filtro e na tecnologia e topologia escolhida. Esses protótipos ainda foram medidos em laboratório e os resultados foram analisados e confrontados com os resultados da simulação e os valores de referência. Pelo motivo de uma contingência extraordinária (a crise sanitária da pandemia, causado pelo vírus Covid-19), infelizmente não pudemos construir o nosso protótipo aprimorado com os parâmetros físicos ajustados, e verificar se a curva medida de fato coincidiria com a curva simulada, mas entendemos que isso não

interfere no cumprimento dos objetivos gerais e específicos propostos, pois a qualidade da simulação já é um bom embasamento para a análise e as conclusões obtidas.

No tocante aos questionamentos feitos em nossa justificativa e que motivaram nossa pesquisa, podemos concluir que pode existir sim meios para melhorar a precisão do método para projeto de filtros SIW com o substrato FR-4. Pelo menos no que diz respeito à distorção em frequência, pois em relação à perda por inserção, como vimos, somos severamente limitados pelas características do material dielétrico. Inicialmente tínhamos conjecturado que conseguiríamos melhorar essa precisão mediante um novo método numérico ou analítico, mas não conseguimos avançar nesse sentido. Chegamos a resultados melhores manipulando diretamente os parâmetros físicos do filtro, o que só foi possível porque temos em nosso laboratório uma ferramenta de simulação eletromagnética que se mostrou confiável. Outro meio que nos pareceu muito importante para melhorar a resposta do filtro tem a ver com o material do substrato, e envolve um conhecimento mais acurado da constante dielétrica relativa e fator de dissipação do material. Hoje julgamos inclusive que esse conhecimento deveria vir antes de se começar os cálculos analíticos e simulações eletromagnéticas.

Mesmo com os desvios que relatamos, quando comparamos os parâmetros de referência com as curvas de simulações e os valores medidos nos protótipos, não se distanciam muito dos resultados de outros artigos acadêmicos.

Outro ganho apresentado durante o desenvolvimento da pesquisa foi o contato com o Laboratório de Fabricação Eletrônica (EFAB), do Departamento Acadêmico de Eletrônica da UTFPR, que pode vir a frutificar em uma futura cooperação entre as duas instituições nessa área da engenharia elétrica.

REFERÊNCIAS

- Avdeeva, D. K., Yur, V., & Natalinova, N. M. (2014). The simulation results of the high-pass and low-pass filter effect on the - quality of micropotential recordings on the electrocardiogram Biology and Medicine. *Biology and Medicine, Volume 6, Issue 1, Article ID: BM-015-14, 2014, 6(1)*. www.omicsonline.org
- Caleffo, R. C. (2016). *Estudo e aplicação de guias de ondas integrados ao substrato em frequência de microondas* (Issue June). Universidade de São Paulo.
- Che, W., Deng, K., Wang, D., & Chow, Y. L. (2007). Analytical equivalence between substrate integrated waveguide and rectangular waveguide. *IET - Microwaves, Antennas & Propagation, December 2007*, 561–566. <https://doi.org/10.1049/iet-map>
- Cheng, Y. J. (2016). Substrate Integrated Antennas and Arrays. In C. Press (Ed.), *Substrate Integrated Antennas and Arrays*. Taylor & Francis Group, LLC. <https://doi.org/10.1201/b18685>
- Cirani, S., Ferrari, G., Picone, M., & Veltri, L. (2019). *Internet of Things - Architectures, Protocols and Standards* (John Wiley & Sons Ltd (ed.); Vol. 53, Issue 9). Wiley.
- Collin, R. E., Wiley, A. J., Wing, O., & Woods, J. W. (1991). *Field theory of guided waves* (A. J. Wiley (ed.); IEEE).
- Conrood, J. (2014). Choosing Microwave PCB for Wireless Communications Components. *Microwave Product Digest - Roger Corp.*, 88(11), 1–5. <https://rogerscorp.com/media/project/rogerscorp/documents/articles/english/advanced-connectivity-solutions/choosing-microwave-pcb-materials-for-wireless-communications-components.pdf>
- Derlinger, E. J. (1980). Losses of Microstrip Lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*.
- Deslandes, D. (2010). Design Equations for Tapered Microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide Transitions. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 4.
- Deslandes, D., & Wu, K. (2001). Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 11(2), 68–70. <https://doi.org/10.1109/7260.914305>
- Deslandes, D., & Wu, K. (2006). Accurate Modeling, Wave Mechanisms, and Design Considerations of a Substrate Integrated Waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(6), 2516–2526. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2006.875807>
- Edwards, T. C., & Steer, M. B. (2016). *Foundations for Microstrip Circuit Design, 4th edition*.

- EverythingRF. (2020). *everythingRF*. 2020. <https://www.everythingrf.com/tech-resources/waveguides-sizes>
- Garg, R., Bahl, I., & Bozzi, M. (2013). *Microstrip Lines and Slotlines, 3th edition* (Vol. 53, Issue 9). <https://doi.org/10.1017/CBO9781107415324.004>
- Garreau, J., Potelon, B., Rius, E., Favennec, J. F., Quendo, C., Caille, C., Leblond, H., Azzara, J. C., & Raynaud, L. (2012). Ultra-compact X-band SIW filter in LTCC technology using high permittivity substrate for a space application. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1–3. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2012.6258416>
- Getsinger, W. J. (1973). Microstrip Dispersion Model. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 21(1), 34–39. <https://doi.org/10.1109/TMTT.1973.1127911>
- Glise, A., Quéré, Y., Maalouf, A., Rius, E., Castel, V., Laur, V., & Sauvage, R. M. (2018). LDS realization of high-Q SIW millimeterwave filters with cyclo-olefin polymers. *Applied Sciences (Switzerland)*, 8(11). <https://doi.org/10.3390/app8112230>
- Hammerstad, E., & Jensen, O. (1980). Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1(12), 407–409. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.1980.1124303>
- Hirokawa, J., & Ando, M. (1998). Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane tem wave excitation in parallel plates. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 46(5), 625–630. <https://doi.org/10.1109/8.668903>
- Hong, J.-S., & Lancaster, M. J. (2001). Microstrip Filters for RF/Microwave applications. In *John Wiley & Sons, INC.* (Vol. 66).
- Hunter, I. C. (2001). *Theory and Design of Microwave Filters (IET Electromagnetic Waves Series)*. <https://doi.org/10.1049/PBEW048E>
- Instruments, N. (2015). *Lossy Transmission Line*. National Instruments Multisim Professional Edition. <http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/372061L-01/multisim/lossytransmissionline/>
- Ipc-2141A. (2004). Design Guide for High-Speed Controlled Impedance Circuit Boards. *Ipc, April 1996*, 16–19.
- Liew, E., & Copper, M. (2013). Signal Transmission Loss due to Copper Surface Roughness in High-Frequency Region. *IPC APEX EXPO*, 4.
- Marcuvitz, N. (1951). *Waveguide Handbook* (I. McGraw-Hill Book Company (ed.)). Dover Publications, INC.
- Matthaei, G. L., Young, L., & Jones, E. M. (1980). *Microwave-filters-impedance-matching-ntwks-and-coupling-structs.pdf* (Artech House INC. (ed.); Artech Hou). McGraw-Hill Book Company, INC.

- Megias, X. C. (2017). *PERMITTIVITY MEASUREMENT OF BIOLOGICAL SAMPLES USING SIW DEVICES A Degree Thesis Submitted to the Faculty of the Escola Tècnica d' Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona Universitat Politècnica de Catalunya by Xavier Carreño Megias In partial fulfilment* (Issue January). Universitat Politècnica de Catalunya.
- Microwave101. (2020). *Properties of FR4*. Microwave Encyclopedia. <https://www.microwaves101.com>
- Montgomery, C. G., Dicke, R. H., & Purcell, E. M. (1987). Principles of Microwave Circuits. In *Principles of Microwave Circuits*. <https://doi.org/10.1049/pbew025e>
- Nguyen, N. H., Parment, F., Ghiotto, A., Wu, K., & Vuong, T. P. (2018). A fifth-order air-filled SIW filter for future 5G applications. *2017 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications, IMWS-AMP 2017, 2018-Janua*(September), 1–3. <https://doi.org/10.1109/IMWS-AMP.2017.8247355>
- Park, M. (2011). IEEE 802 . 11ac : Dynamic Bandwidth Channel Access. *F IEEE Communications Society Subject Matter Experts for Publication in the IEEE ICC 2011*, 1–5.
- Parment, F. (2017). *High performance multilayer Substrate Integrated Waveguide (SIW) technics for low-cost millimeter-wave circuits*. Université Grenoble Alpes.
- Parment, F., Ghiotto, A., Vuong, T. P., Duchamp, J. M., & Wu, K. (2015). Low-loss air-filled Substrate Integrated Waveguide (SIW) band-pass filter with inductive posts. *European Microwave Week 2015: "Freedom Through Microwaves", EuMW 2015 - Conference Proceedings; 2015 45th European Microwave Conference Proceedings, EuMC*, 761–764. <https://doi.org/10.1109/EuMC.2015.7345875>
- Pozar, D. M. (2012). *Microwave Engineering* (I. John Willey & Sons (ed.); 4th ed.).
- Rayas-Sánchez, J. E., & Gutiérrez-Ayala, V. (2008). A general EM-based design procedure for single-layer substrate integrated waveguide interconnects with microstrip transitions. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1*, 983–986. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2008.4632999>
- Rogers, C. (2017). *RO6000™ High Frequency Laminates*.
- Rogers Corp. (2020). *RO4000® Series High Frequency Circuit Materials Some Typical Applications :*
- Thomas H. Lee. (2004). *Planar Microwave Engineering: A Practical Guide to Theory Measurements and Circuits*. Cambridge. www.cambridge.org
- Tomassoni, C., & Bozzi, M. (2017). Substrate Integrated Waveguide Cavity Filters : Miniaturization and New Materials for IoT Applications. *Radioengineering, 26*(3), 633–641. <https://doi.org/10.13164/re.2017.0633>
- Troy, E. (2016). *Why FR?4 Is Often Inadequate for RF Design*.

- Uchimura, H., Takenoshita, T., & Fujii, M. (1998). Development of a “laminated waveguide.” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 46(12 PART 2), 2438–2443. <https://doi.org/10.1109/22.739232>
- Weeler, H. A. (1965). Transmission-Line Properties of Parallel Strips Separated by a Dielectric Sheet. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 172–185. <https://doi.org/10.1109/TMTT.1965.1125962>
- Winder, S. (2002). *Analog and Digital Filter Design* (Newnes (ed.); Second Edi). Elsevier Science (USA).
- Zverev, A. I. (1967). *Handbook of Filter Synthesis* (A. J. Wiley (ed.)).

ANEXOS

ANEXO A – Documento técnico do fabricante do PCB FR-4

Roda 江苏诺德新材料股份有限公司
JIANGSU RODA ELECTRON MATERIAL CO.,LTD

FR-4 覆铜板试验报告
FR-4 COPPER CLAD LAMINATE TEST REPORT

CUSTOMER 顾客	DRILLER I	REPORT DATE 出货日期	April 17, 2018	
TYPE 型号	FR-4 RD140	GRADE 等级	A	P.O NO 订单编号
SPECIFICATION 规格	1.6mm-1/1-1041mm×1245mm-Yellow		Pallet NO	
QUANTITY 数量	300 sheets	RESIN TYPE 树脂类型	Normal TG	
LOT NO 出货批号	A1279102022N A1279101022N			
试验项目 (Test item)	试样处理 (Test condition)	单位 (Units)	标准值 (Standard value)	典型值 (typical value)
1. 板材厚度 Thickness	A	mm	1.6±0.13	1.47~1.63
2. 剥离强度 磅/英寸 Peel strength, IBS/IN 接受状态As received 热应力后After thermal stress	A A	IBS/IN	≥8.0 ≥8.0	12.3 12.3
3. 体积电阻, 最小值 Volume resistivity, minnum 提高温度下E-24/125 At elevated temperature E-24/125	E-24/125	MΩ.cm	≥10 ⁴	≥10 ⁵
4. 表面电阻, 最小值 Surface resistvity, minnum 提高温度下E-24/125 At elevated temperature E-24/125	E-24/125	MΩ	≥10 ⁴	≥10 ⁶
5. 吸湿性, 最大值 Moisture absorption, maxmum	E-1/105+des	%	≤0.50	0.23
6. 介电击穿, 最小值	D-48/50 D-0.5/23	Kv	≥40	42
7. 抗弯强度, 最小值 Flexural strength, minnum 经向 Length direction 纬向 Cross direction	A A	Mpa	≥415 ≥345	535 430
8. 抗电弧性, 最小值 Arc resistance, min	D-48/50 D-0.5/23	S	≥60	80
9. 阻燃性 Flammability	A	S	UL-94V0	UL-94V0
10. 可焊性 Solderability	A		可焊solderable	可焊solderable
11. 介电常数, 在1MHZ下, 最大值 Permittivity 1MHZ, maxmum	A		≤5.4	4.5
12. 损耗角正切, 在1MHZ下, 最大值	A	---	≤0.035	0.027
13. 弯曲和翘曲, 最大(%) Bow and twist, Max(%)	A	%	≤0.50	0.24
14. 热应力288℃, 最小值10秒 Thermal stress 288℃, 10sec (Min) 未蚀刻试样 Unetched 蚀刻试样 Etched	A A	---	NO DEFECT NO DEFECT	NO DEFECT NO DEFECT
15. 蚀刻性 Etchability	A	---	NO DEFECT	NO DEFECT
16. 基材外观 Base appcarance	A	---	NO DEFECT	NO DEFECT
17. 玻璃化转变温度, TG (DSC, °C)	A	°C	135±5	133
18. 相比漏电起痕指数 CTI, V	TEC-112	V	≥175	200
19. 热分解温度TD °C	5% wt loss	°C	---	310
20. 耐热性 T260, min	TMA	min	---	10
FINAL TESTING RESULT 最终测试结果.	ACC 合格	INSPECTOR: 审核	authorized:	审核

ANEXO B – Cálculo da transição cônica SIW

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%% UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ
%%% DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
%%% MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
%%% EELT-7028
%%% Nome: Márcio Luís Michalkiewicz
%%% Data: 02/05/2020
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%% Cálculo do Taper SIW
%%% Fonte: "Desing Equations for Tapered Microstrip-to Substrate
%%%         Integrated Weveguide Transitions"
%%%         Autor: Dominic Deslandes
%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function intercessao( )
clc
close all

nu=376.73;          %Impedância do espaço livre
h=1.56;            %Altura do dielétrico
w=0.0001:0.001:30; %variável a ser encontrada
er=4.5;           %permissividade do substrato
ae=41;            %Largura do SIW em mm
z=w./h;
f1=120*pi./(nu*h.*(z+1.393+0.667.*log(z+1.444))); % Ver fonte
b=(er+1)/2+((er-1))/2.*(1./sqrt(1+12./z));
f2=(4.38/ae).*exp(-0.627.*(er./b));

%% w/h>1 Gráfico para quando a razão w/h é maior que 1
figure;
hold on
plot(w,f1,w,f2);
xlabel('Witdth Taper W2 [mm]','FontSize',10)
ylabel('Function Aux [dimensionless]','FontSize',10);

%% Cálculo da intercessão
%Obs uso posInter(1) pois se dois ou mais valores derem como mínimo só
%pegar de menor comprimento W
posInter = find(abs(f1-f2)==min(abs(f1 - f2)));
stem(w(posInter(1)),f1(posInter(1)),'LineStyle','none','Color','black','marker','x','LineWidth',2);
str = strcat('Intercession in W2=',num2str(w(posInter(1))),'mm');
legend('Function aux "F1"', 'Function aux "F2"',str,'location','northeast')
%%
%w/h<1 Gráfico para quando a razão w/h é menor que 1
figure;
hold on
f3=(60/(nu*h))*log(8./z+0.25.*z);
plot(w,f3,w,f2)

%% Cálculo da intercessão quando a razão w/h é menor que 1
%Obs se não houver intercessão, o cálculo retorna a menor distância entre
%as funções
posInter = find(abs(f1-f2)==min(abs(f1 - f2)));

```

```
stem(w(posInter(1)),f1(posInter(1)),'LineStyle','none','Color','black','marker','x','LineWidth',2);  
str = strcat('Intercessão em W2=',num2str(w(posInter(1))),'mm');  
%legend('Função auxiliar "F1"', 'Função auxiliar  
"F2"',str,'location','northeast')  
legend(str,'location','northeast')  
end
```

ANEXO C – Cálculo das janelas indutivas ÍRIS

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%% UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ
%%% DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
%%% MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
%%% EELT-7028
%%% Nome: Márcio Luís Michalkiewicz
%%% Data: 02/05/2020
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%% Cálculo das janelas indutivas ÍRIS
%%% Fonte: "Weveguide Handbook"
%%%           Pgs: 236 - 241
%%%           Autor: N. Marcuvitz
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear all
close all
clc
%-----Gerar Gráficos-----%

%% Parâmetros do sistema

a = 41e-3; %Largura de SIW (m)
b = 1.56e-3; %Altura do dielétrico (m)
t = 17.5e-6; %Altura do condutor (m)
c0 = 299792458; %Velocidade da luz no vácuo (m/s)
er = 4.5; %Constante Dielétrica do datasheet
kp=1.06;
ep=er*kp;
freqc = 1.736e9; %Frequência de corte padrão (Hz)
omegac = 2*pi*freqc; %Frequência angular de corte (rad/s)
lambda0 = c0./(freqc); %Comprimento de onda no vácuo para
Freqc (m)
L = 19.3e-3; %Comprimento do guia (m)
w = 2.88e-3; %Largura do guia 50ohms(m)
d = linspace(0,a,100000); %Variação de d (m)
dlinha = (d-a)/2; % (m)

%% Calculos constante dielétrica
eff = (er+1)/2+(er-1)/2*(1/sqrt(12*b/w)); % Constante dielétrica efetiva
levando em consideração a geometria
eff1 = eff-((er-1)/4.6)*((t/b)/sqrt(w/b)); % Constante dielétrica efetiva
levando com consideração a espessura do metal

mo = 1+(1/(1+sqrt(w/b)))+0.32*(1/(1+sqrt(w/b)))^3;
mx = mo*1; % Assumindo mc = 1 - Ver "Microstrip filers for RF/Microwave
applications - Hong & Lancaster"

aux = er*(sqrt((er-1)/(er-eff1)));
ftmo = tan(aux).^(-1)*(c0/(2*pi*b*sqrt(er-eff1)));
f50 = ftmo/(0.75+(0.75-0.332*er^(-1.73))*w/b);

freq = linspace(0,10e9,100);
eff2 = er - (er-eff1)/(1+(freq/f50).^(mx);

%plot(freq,eff1);

lambdag10 = 2*pi/sqrt(((ep*(omegac^2))/(c0^2)-(pi/a)^2);

```

```

V = a/lambdag10;
Y1 = tan(pi*d/2/a).^2.*(1+1/6*(pi*d/lambdag0).^2); % Original
Y2 = tan(pi*dlinha/a).^(-2).*(1+2/3*(pi*dlinha/lambdag0).^2); % Original

%% Plotagem
figure
hold on
plot(d/a,Y1);
%plot(d/a,Y1a);
ylabel('\lambda_g/_a','FontSize',14)
xlabel('d/_a','FontSize',14)
title('')
axis([0 0.7 0 3.0])
grid on
str{:,1}='Curva';

%% Marcadores
m = [0.216 0.765]; % tem que colocar os valores Xi/Z0 aqui!!
for n = 1:length(m)
    posm(n) = find(abs(Y1- m(n))==min(abs(Y1 - m(n))));
    le(n) = stem(d(posm(n))/a,
Y1(posm(n)), 'LineStyle','none','Color','black','marker','x','LineWidth',2);
    text(d(posm(n))/a, Y1(posm(n)),strcat('\leftarrow',num2str(n)));
    str{:,n}=[num2str(n) '\rightarrow f(x) = ' num2str(Y1(posm(n))), ' x = '
num2str(d(posm(n))/a)];
end
hlen = legend(le,str,'Location','Northwest');
hlen.FontSize = 12;
%% Plotagem
figure
hold on
plot(d/a,Y1);
%plot(d/a,Y1a);
ylabel('\lambda_g/_a','FontSize',14)
xlabel('d/_a','FontSize',14)
title('')
axis([0 0.6 0 2])
grid on

```