RICARDO CARANICOLA CALEFFO

**Estudo e aplicação de guias de ondas integrados ao substrato em frequências
de micro-ondas**

São Paulo

2016

RICARDO CARANICOLA CALEFFO

**Estudo e aplicação de guias de ondas integrados ao substrato em frequências
de micro-ondas**

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São Paulo
para obtenção do título de Mestre em
Ciências

São Paulo
2016

RICARDO CARANICOLA CALEFFO

**Estudo e aplicação de guias de ondas integrados ao substrato em frequências
de micro-ondas**

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São Paulo
para obtenção do título de Mestre em
Ciências

Área de Concentração: Microeletrônica

Orientadora: Profa. Dra. Fatima Salete
Correra

São Paulo
2016

Este exemplar foi revisado e alterado em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, 23 de maio de 2016.

Assinatura do autor: _____

Assinatura da orientadora: _____

Catálogo-na-Publicação

Caleffo, Ricardo Caranicola

Estudo e aplicação de guias de ondas integrados ao substrato em frequências de micro-ondas / R. C. Caleffo – versão corr -- São Paulo, 2016.

111 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos.

1. Circuitos de microondas I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos II.t.

Dedico este trabalho à minha família e
todas as pessoas que se esforçam para
construir um mundo melhor.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus por me dar uma vida maravilhosa e todas as oportunidades necessárias para o meu contínuo crescimento e amadurecimento.

A minha orientadora Profa. Dra. Fatima Salete Correra, por todo apoio, ajuda e amizade durante o período de mestrado.

À Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP) pela bolsa de mestrado concedida com número de processo 2014/10030-7.

Ao doutorando Murilo Hiroaki Seko por toda ajuda e amizade.

Ao técnico do Laboratório de Microeletrônica (LME) da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo (EPUSP) Jair Pereira de Souza pela ajuda na confecção de circuitos.

A todos os amigos e funcionários do LME que foram fundamentais para a realização deste trabalho de pesquisa.

Ao Prof. Dr. Eduardo Victor dos Santos Pouzada, pela ajuda no mestrado e também durante a graduação.

Ao Prof. Dr. Thiago Antonio Grandi de Tolosa por todo apoio, amizade e ensinamentos durante a graduação e mestrado.

A minha namorada Camila Andrade Pereira da Rosa pelo apoio e companheirismo.

Aos meus amigos e familiares.

A EPUSP que me forneceu uma sólida formação acadêmica e científica.

A Escola de Engenharia Mauá (EEM) do Instituto Mauá de Tecnologia (IMT) que me forneceu uma sólida formação acadêmica e profissional durante o curso de graduação.

A senhora impede-se de dormir para aprender filosofia, precisaria ao contrário, estudar filosofia para aprender a dormir.
(Trecho da conversa entre Montesquieu e Madame du Châtelet)

RESUMO

Esse trabalho de pesquisa apresenta um estudo detalhado sobre guias de ondas integrados ao substrato (SIW) operando em frequências de micro-ondas com base na teoria de guias de ondas retangulares (RWG). O estudo sobre guias SIW associa equações apresentadas na literatura e utiliza simulações eletromagnéticas para desenvolver um procedimento de projeto bem definido. É considerada a integração entre guias SIW e linhas de transmissão de microfita, projetando-se transições entre essas duas estruturas com o propósito de prover casamento de impedância e de viabilizar a caracterização em frequências de micro-ondas. São apresentadas considerações sobre processos de fabricação de circuitos SIW em substratos constituídos por laminados de alta frequência. Uma vez estabelecidos os procedimentos de fabricação e os critérios de projeto, a tecnologia SIW é aplicada ao projeto de três guias de ondas SIW nas bandas S e X, que foram fabricados empregando laminados de alta-frequência. Foram projetados dois filtros SIW passa-faixa empregando cavidades ressonantes e postes metálicos indutivos. Os dois filtros operam na frequência central de $10,61\text{ GHz}$, sendo que um deles tem banda de passagem de $7,5\%$ e é de 3^{a} ordem e o outro filtro tem banda de passagem de $15,0\%$, sendo de 5^{a} ordem. Foram realizadas comparações entre o desempenho simulado e experimental das estruturas SIW projetadas. Os resultados de simulações eletromagnéticas e experimentais demonstraram boa concordância. Os projetos em tecnologia SIW apresentados neste trabalho de pesquisa possuem perdas de retorno melhores que 10 dB na banda de operação e perdas por inserção de $1,0\text{ dB}$ a $1,5\text{ dB}$. É apresentada a análise da sensibilidade do desempenho dos guias de ondas e filtros SIW projetados a desvios dimensionais típicos do processo de fabricação por microfresagem mecânica. Com os resultados experimentais e de simulação foi possível validar os procedimentos de projeto e de fabricação de circuitos SIW operando em frequências de micro-ondas.

Palavras-chave: Guia de ondas integrado ao substrato. Guia de ondas retangular. Tecnologia SIW. Transições entre guias SIW e linhas de transmissão de microfita.

ABSTRACT

This research work presents a detailed study about substrate integrated waveguide (SIW) operating in microwave frequencies based on rectangular waveguides (RWG) theory. The study about SIW associates equations presented at the literature and uses electromagnetic simulations to develop a well-defined design procedure. Is considered the integration between substrate integrated waveguides and microstrip line, designing transitions between these two structures with the aim to provide impedance matching and make possible the characterization in microwave frequencies. Considerations are made about the manufacturing process of the SIW circuits on planar dielectric substrate. Once established a manufacturing process and a design procedure, the SIW technology is applied in three waveguides to operate in S and X bands. Was designed two band-pass filters with central frequency of $10,61\text{ GHz}$, where one of them has band-pass of 7,5% and it is third order filter and the another one has band-pass of 15,0% and it is five order filter. Was made comparison between simulated results and experimental results for the all designed structures. The simulated results and the experimental results shown good agreement. The projects in SIW technology shown in this research work has return loss better than 10 dB in the operation band and insertion loss between $1,0\text{ dB}$ and $1,5\text{ dB}$. Is shown a sensibility analysis of the waveguides and filters performance in SIW technology to evaluate the layout differences caused by manufacturing process. With the experimental results and simulation results was possible validate the design procedures and the manufacturing process of the SIW circuits operating in microwave frequencies.

Keywords: Rectangular waveguide. Substrate Integrated Waveguide. SIW technology. Transitions between SIW and microstrip line.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1- Estrutura básica de um guia de ondas integrado ao substrato- SIW.	17
Figura 2 - Comparação da tecnologia SIW com outras tecnologias.	20
Figura 3 - (a) Guia de ondas com seção genérica (b) Guia de ondas com seção retangular.	32
Figura 4 - Geometria de um guia de ondas retangular.	38
Figura 5 - Modos de propagação TE em um guia de ondas retangular.	41
Figura 6 - Impedância do guia de ondas no modo TE .	42
Figura 7 - Guia SIW genérico considerando a largura efetiva.	45
Figura 8 - Frequência de corte para o modo TE_{10} em função de a e d .	47
Figura 9 - Frequência de corte para o modo TE_{20} em função de a e d .	47
Figura 10 - Região de interesse em uma estrutura SIW.	49
Figura 11 - Tipos de transição que conectam guias SIW a linhas de transmissão planares.	55
Figura 12 - Configuração de campos da transição microfita – guia SIW.	56
Figura 13 - <i>Taper</i> utilizado para casamento de impedância.	56
Figura 14 - Exemplo de estrutura a ser otimizada.	58
Figura 15 - Rede de casamento de impedância com linha de um quarto de onda.	58
Figura 16 - Confecção da geometria do circuito SIW.	61
Figura 17 - Confecção dos furos.	62
Figura 18 - Circuito SIW desenvolvido passo a passo.	66
Figura 19 - Geometria da estrutura SIW equivalente ao guia retangular padrão WR340.	69
Figura 20 - Distribuição de campo elétrico para o guia SIW equivalente ao guia retangular padrão WR340 na frequência de 3,09 GHz.	69
Figura 21 - Fotografia do guia SIW projetado equivalente ao guia retangular padrão WR340.	70

Figura 22 - Curvas S_{11} e S_{21} versus frequência para o guia SIW equivalente ao guia de ondas padrão WR340.	70
Figura 23 - Geometria da estrutura SIW equivalente ao guia retangular padrão WR90.	73
Figura 24 - Distribuição de campo elétrico para o guia SIW equivalente ao guia retangular padrão WR90 na frequência de 11,5 GHz.	73
Figura 25 - Fotografia do guia SIW projetado equivalente ao guia retangular padrão WR90.	74
Figura 26 - Curvas S_{11} e S_{21} versus frequência para o guia SIW equivalente ao guia de ondas padrão WR90.	74
Figura 27 - Estrutura SIW projetada equivalente ao guia retangular padrão WR90 considerando transformador de um quarto de onda.	77
Figura 28 - Distribuição de campo elétrico para o guia SIW equivalente ao guia retangular padrão WR90 considerando transformador de um quarto de onda na frequência de 11,88 GHz.	78
Figura 29 - Fotografia do guia SIW equivalente ao guia retangular padrão WR90 considerando transformador de um quarto de onda.	78
Figura 30 - Curvas S_{11} e S_{21} versus frequência para o guia SIW equivalente ao guia de ondas padrão WR90 considerando transformador de um quarto de onda.	79
Figura 31 - Leiaute do filtro SIW de três cavidades ressonantes.	81
Figura 32 - Gráfico para da largura da janela indutiva: (a) l_{d1}/a_{eff} de 0 a 0,5 e (b) l_{d1}/a_{eff} de 0,5 a 1,0.	83
Figura 33 - Filtro passa-faixa de três cavidades ressoantes projetado.	85
Figura 34 - Distribuição de campo elétrico do filtro passa-faixa de três cavidades ressonantes na frequência de 10,61 GHz.	85
Figura 35 - Foto do filtro passa-faixa de três cavidades ressonantes fabricado.	86
Figura 36 - Curvas S_{11} e S_{21} versus frequência para o filtro passa-faixa de três cavidades ressonantes em tecnologia SIW.	86
Figura 37 - Leiaute do filtro SIW de cinco cavidades ressonantes.	88

Figura 38 - Filtro passa-faixa de cinco cavidades projetado.	90
Figura 39 - Distribuição de campo elétrico para o filtro passa-faixa de cinco cavidades ressonantes na frequência de 10,61 GHz.	90
Figura 40 - Foto do filtro passa-faixa de cinco cavidades ressonantes fabricado.	91
Figura 41 - Curvas S_{11} e S_{21} versus frequência para o filtro passa-faixa de cinco cavidades ressonantes em tecnologia SIW.	91
Figura 42 - S_{21} versus frequência para furos metalizados com diâmetro de 0,9 mm, 1,0 mm e 1,1 mm.	95
Figura 43 - S_{11} versus frequência para furos metalizados com diâmetro de 0,9 mm, 1,0 mm e 1,1 mm.	95
Figura 44 - S_{21} versus frequência para espaçamentos periódico entre furos de 2,34 mm, 2,54 mm e 2,74 mm.	97
Figura 45 - S_{11} versus frequência para espaçamentos periódico entre furos de 2,34 mm, 2,54 mm e 2,74 mm.	97
Figura 46 - S_{21} versus frequência para distância entre as duas fileiras de furos metalizados de 15,63 mm, 15,83 mm e 16,03 mm.	99
Figura 47 - S_{11} versus frequência para distância entre as duas fileiras de furos metalizados de 15,63 mm, 15,83 mm e 16,03 mm.	99
Figura 48 - S_{21} versus frequência para uma variação de $\pm 0,2$ mm em torno de todos os valores originais dos comprimentos l_{k_i} .	101
Figura 49 - S_{11} versus frequência para uma variação de $\pm 0,2$ mm em torno de todos os valores originais dos comprimentos l_{k_i} .	102
Figura 50 - S_{21} versus frequência para uma variação de $\pm 0,2$ mm em torno de todos os valores originais dos comprimentos l_{d_i} .	103
Figura 51 - S_{11} versus frequência para uma variação de $\pm 0,2$ mm em torno de todos os valores originais dos comprimentos l_{d_i} .	104

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Dielétricos com constante dielétrica elevada escolhidos.	63
Tabela 2 - Dielétricos com constante dielétrica baixa escolhidos.	64
Tabela 3 - Dados dos guias de ondas retangulares padrão WR340 e WR90.	66
Tabela 4 - Dimensões geométricas da estrutura SIW equivalente ao guia retangular padrão WR340.	68
Tabela 5 - Dimensões geométricas da estrutura SIW equivalente ao guia retangular padrão WR90.	72
Tabela 6 - Dimensões geométricas da estrutura SIW equivalente ao guia retangular padrão WR90 considerando transformador de um quarto de onda.	77
Tabela 7 - Especificações do filtro SIW de terceira ordem.	81
Tabela 8 - Dimensões geométricas das três cavidades ressonantes do filtro passa-faixa.	84
Tabela 9 - Especificações do filtro SIW de 5ª ordem.	88
Tabela 10 - Dimensões geométricas das cinco cavidades ressonantes do filtro passa-faixa.	89

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

SIW	Substrate Integrated Waveguide
RWG	Rectangular Waveguide
EM	Onda Eletromagnética
RF	Rádio Frequência
PCB	Printed Circuit Board
SIC	Substrate Integrated Circuits
GCPW	Grounded Coplanar Waveguide
BHM	Bethe's Hole Method
ADS	Advanced Design System
HFSS	High Frequency Structure Simulator

LISTA DE SÍMBOLOS

TEM	Transversal eletromagnético
TE	Transversal elétrico
TM	Transversal magnético
Q	Índice de mérito
$\bar{E}(x, y, z)$	Campo elétrico no guia de ondas retangular
$\bar{H}(x, y, z)$	Campo magnético no guia de ondas retangular
$\bar{e}(x, y)$	Campo elétrico transversal
$\bar{h}(x, y)$	Campo magnético transversal
e_z	Campo elétrico longitudinal na direção z
h_z	Campo magnético longitudinal na direção z
E_x	Campo elétrico paralelo ao eixo x
E_y	Campo elétrico paralelo ao eixo y
E_z	Campo elétrico paralelo ao eixo z
H_x	Campo magnético paralelo ao eixo x
H_y	Campo magnético paralelo ao eixo y
H_z	Campo magnético paralelo ao eixo z
γ	Constante de propagação complexa
α	Constante de perdas
β	Constante de fase
ϵ_0	Permissividade elétrica do espaço livre
ϵ_r	Permissividade elétrica relativa
μ_0	Permeabilidade magnética do espaço livre
$\nabla \times \vec{F}$	Rotacional de um vetor $\vec{F}$ qualquer
d/dt	Derivada simples em relação ao tempo

$\partial/\partial x$	Derivada parcial em relação à coordenada x
$\partial/\partial y$	Derivada parcial em relação à coordenada y
$\partial/\partial z$	Derivada parcial em relação à coordenada z
j	Constante imaginária
ω	Frequência angular
k_c	Número de onda de corte
k	Número de onda
$tg\delta$	Tangente de perdas do material
$\nabla^2 f$	Laplaciano de uma função f escalar
Z_{TEM}	Impedância de onda de modo TEM
Z_{TE}	Impedância de onda de modo TE
Z_{TM}	Impedância de onda de modo TM
a	Largura da seção transversal do guia de ondas retangular e distância entre as filas de vias condutoras do SIW
b	Altura da seção transversal do guia de ondas retangular
f_c	Frequência de corte
c	Velocidade da luz no vácuo
ω_c	Frequência angular de corte
η	Impedância intrínseca do meio
f	Frequência da onda eletromagnética
λ_g	Comprimento de onda guiado
λ	Comprimento de onda
v_p	Velocidade de fase
v_g	Velocidade de grupo
v	Velocidade da onda eletromagnética em um meio qualquer
a_{eff}	Largura efetiva do guia SIW

h	Altura do substrato dielétrico planar
d	Diâmetro dos furos metalizados ou diâmetro dos postes metálicos
p	Espaçamento entre os postes metálicos
α_{SIW}	Constante de perdas no guia SIW
k_0	Número de onda no espaço livre
γ_{SIW}	Constante de propagação complexa do guia SIW
α_l	Perdas por vazamento
α_d	Perdas no dielétrico
α_c	Perdas no condutor
R_m	Resistência de superfície
σ	Condutividade elétrica do material
S_{11}	Parâmetro de espalhamento associado as perdas de retorno
S_{21}	Parâmetro de espalhamento associado as perdas por inserção
w_1	Largura da linha de microfita de 50 Ω e da porta de entrada do <i>taper</i>
l_1	Comprimento da linha de microfita de 50 Ω
w_2	Largura da porta de saída do <i>taper</i>
l_2	Comprimento do <i>taper</i>
w_3	Largura total do guia SIW
l_3	Comprimento do guia SIW
Z_c	Impedância de casamento
l_{k_i}	Comprimento i da cavidade ressonante do filtro passa-faixa
l_{d_i}	Largura i da cavidade ressonante do filtro passa-faixa
d_f	Diâmetro do furo metalizado ou poste metálico que delimita as cavidades ressonantes do filtro passa-faixa

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	17
1.1 JUSTIFICATIVA	17
1.2 REVISÃO DA LITERATURA.....	22
1.3 OBJETIVOS.....	28
1.4 DESCRIÇÃO DAS SEÇÕES	29
2 PRINCÍPIOS TEÓRICOS	30
2.1 ONDAS GUIADAS.....	30
2.1.1 Soluções gerais para os modos <i>TEM</i> , <i>TE</i> e <i>TM</i>	31
2.1.2 Modo de propagação <i>TEM</i>	34
2.1.3 Modo de propagação <i>TE</i>	35
2.1.4 Modo de propagação <i>TM</i>	36
2.2 MODOS <i>TE</i> EM GUIAS DE ONDAS RETANGULARES.....	37
2.3 GUIAS DE ONDAS INTEGRADOS AO SUBSTRATO - SIW	44
2.4 IMPEDÂNCIA DA LINHA DE ALIMENTAÇÃO E IMPEDÂNCIA DO GUIA SIW	52
2.5 INTEGRAÇÃO ENTRE TECNOLOGIA SIW E CIRCUITOS PLANARES	54
3 PROCESSO DE FABRICAÇÃO	60
3.1 PROCESSOS DE FABRICAÇÃO	60
3.1.1 Técnicas de definição de leiaute.....	60
3.1.2 Metalização dos furos.....	62
3.2 SUBSTRATOS DIELÉTRICOS PLANARES UTILIZADOS	63
4 PROJETO DE CIRCUITOS EM TECNOLOGIA SIW	65
4.1 GUIAS DE ONDAS EM TECNOLOGIA SIW.....	66
4.1.1 Projeto de guia SIW equivalente ao guia retangular padrão WR340 utilizando transição do tipo <i>taper</i>	67
4.1.2 Projeto de guia SIW equivalente ao guia retangular padrão WR90 utilizando transição do tipo <i>taper</i>	71

4.1.3 Projeto de guia SIW equivalente ao guia retangular padrão WR90 utilizando transformador de $\lambda/4$ como transição	76
4.2 FILTROS PASSA-FAIXA EM TECNOLOGIA SIW	80
4.2.1 Projeto de filtro passa-faixa SIW de terceira ordem	80
4.2.2 Projeto de filtro passa-faixa SIW de quinta ordem	87
5 ANÁLISE DE SENSIBILIDADE	93
5.1 ANÁLISE DE SENSIBILIDADE DO GUIA SIW EQUIVALENTE AO GUIA RETANGULAR PADRÃO WR90 UTILIZANDO TRANSIÇÃO DO TIPO <i>TAPER</i>	94
5.1.1 Análise de sensibilidade - diâmetro do furo metalizado	94
5.1.2 Análise de sensibilidade - espaçamento periódico entre dois furos metalizados consecutivos	96
5.1.3 Análise de sensibilidade - distância entre as duas fileiras de furos metalizados ...	98
5.2 ANÁLISE DE SENSIBILIDADE DO FILTRO PASSA-FAIXA SIW DE QUINTA ORDEM	100
5.2.1 Análise de sensibilidade - comprimento das cavidades ressonantes	101
5.2.2 Análise de sensibilidade - abertura das janelas indutivas	103
6 CONCLUSÕES	106
6.1 CONCLUSÕES	106
6.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	107
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	109

1 INTRODUÇÃO

1.1 JUSTIFICATIVA

Guias de ondas retangulares convencionais são amplamente aplicados na faixa superior de frequências de micro-ondas devido a sua baixa dissipação de potência e alto índice de mérito, mas apresentam as desvantagens de alto custo de fabricação, volume e peso elevados. Além disso, a integração de componentes em guia de ondas com circuitos planares requer transições sofisticadas.

Para contornar esses problemas foi proposta nos últimos anos a estrutura *Substrate Integrated Waveguide – SIW* que será denominada neste trabalho como “Guia de Ondas Integrado ao Substrato”, tradução direta da língua inglesa.

Os componentes construídos em tecnologia SIW são fabricados em um substrato dielétrico planar de baixas perdas com furos metalizados periódicos que substituem as paredes laterais dos tradicionais guias de ondas retangulares, confinando a onda eletromagnética (EM) no substrato, permitindo desta maneira, integrar componentes em guias SIW com circuitos planares usando processos de baixo custo de fabricação de circuitos impressos. A Figura 1 ilustra a estrutura de um guia SIW, destacando suas vias metalizadas.

Figura 1 - Estrutura básica de um guia de ondas integrado ao substrato- SIW.

Fonte - Próprio autor.

Como as paredes laterais são substituídas por furos metalizados não é permitido o fluxo de corrente longitudinal, logo o SIW suporta apenas a propagação de modos transversal elétrico (TE)¹⁻². A ausência de modos TM cria uma condição bastante

favorável para desenvolvimento de filtros, evitando o surgimento de modos de ordem superior que podem ocasionar resposta parasita fora da banda de passagem^{1,3}.

Para frequências de interesse no modo TE_{10} , o SIW é equivalente a um guia de ondas retangular convencional metálico, no qual apresenta baixas perdas por vazamento na largura de banda considerada^{1,4}.

Desta maneira, os modos TE do SIW (modo TE_{10} em particular) podem ser efetivamente mapeados dentro dos padrões dos modos TE de um guia de ondas retangular convencional de paredes metálicas por meio da maior dimensão da seção transversal que determina a frequência de corte¹⁻².

Foram desenvolvidos para a tecnologia SIW modelos matemáticos para o estudo de propagação de ondas eletromagnéticas⁴ e perdas na estrutura^{5,6}, para compreender o funcionamento desta tecnologia emergente.

Um grande número de componentes SIW passivos e ativos vem sendo desenvolvidos e demonstrados com sucesso, incluindo filtros^{1,3,6}, antenas¹¹, amplificadores¹⁷, divisores e combinadores de potência¹⁸⁻²⁰, acopladores^{23,25,30} e osciladores³⁴.

Metodologias de projeto e equações utilizadas em circuitos empregando guias retangulares podem ser usadas diretamente na tecnologia SIW. No entanto, simulações eletromagnéticas e etapas de otimização são geralmente utilizadas no projeto de circuitos SIW, determinando ajustes no leiaute do circuito para obtenção do desempenho elétrico desejado. Isto se faz especialmente necessário para alguns cenários como: circuitos operando em ondas milimétricas, circuitos com alto índice de mérito (Q), circuitos com bandas estreitas e circuitos com múltiplos elementos SIW acoplados.

No entanto, diferentemente de guias de ondas que são alimentados por meio de sondas, circuitos em tecnologia SIW são alimentados por linhas planares, e necessitam de estruturas específicas de interligação entre a linha planar e o guia SIW.

Para o desenvolvimento em aplicações de rádio frequência (RF), micro-ondas e ondas milimétricas, a perda de transmissão é uma das considerações mais cruciais para o desenvolvimento e escolha dos materiais e topologia do circuito a ser projetado⁴⁻⁶.

As perdas em guias SIW proveem principalmente de perdas no dielétrico e no condutor, dado que as perdas por radiação são praticamente nulas na banda de operação^{1, 5, 6}, pois a onda eletromagnética está praticamente confinada no interior do guia, entre as paredes metálicas superior e inferior que o compõem, o que minimiza as perdas por radiação e induções eletromagnéticas devido a radiações externas.

As perdas totais do guia SIW afetam o índice de mérito das linhas de transmissão que compõem os circuitos, e essas perdas aumentam com a elevação da frequência de operação.

O crescimento das perdas é também relacionado com a diminuição da espessura do substrato e a rugosidade da superfície condutora. Porém o efeito da rugosidade da superfície é notado mais facilmente em frequências acima das ondas milimétricas, em terahertz¹.

A tecnologia SIW é fabricada com baixo custo envolvendo um processo de PCB (*Printed Circuit Board*) e tem índice de mérito significativamente maior em relação à linha de transmissão de microfita, também de baixo custo. Embora sua fabricação tenha custo muito inferior que a de guias de ondas convencionais, em relação a este o guia SIW possui Q muito menor¹. Logo a tecnologia SIW é uma alternativa intermediária entre à linha de transmissão planar do tipo de microfita e o guia de ondas retangular metálico.

O SIW tem se tornado recentemente muito popular para o desenvolvimento de filtros de alto desempenho em uma larga faixa de frequências, desde megahertz até terahertz. A Figura 2 ilustra a razão da recente popularidade da tecnologia SIW, comparando perdas, custo e dimensão física em relação a outras tecnologias.

Figura 2 - Comparação da tecnologia SIW com outras tecnologias.

Fonte – Chen e Wu¹.

O principal intuito do amplo estudo que tem sido desenvolvido recentemente sobre a tecnologia SIW é preencher a lacuna que existia entre as tecnologias de linha de transmissão de microfita, ressonador dielétrico e guia de ondas. Até então não havia uma tecnologia intermediária que considerava custos, perdas e tamanho físico.

Como mencionado anteriormente, a estrutura SIW não suporta a propagação de modos TM devido à descontinuidade das paredes laterais que interrompem o fluxo de corrente longitudinal¹⁻². Esse é um ponto favorável para o desenvolvimento de filtros passa-faixa em tecnologia SIW, pois possíveis respostas parasitas fora da banda relacionada a modos TM podem ser evitadas¹.

Uma das características mais atrativas da tecnologia SIW é a excelente repetitividade de construção dos leiautes.

Com fácil acessibilidade, baixo custo e alta precisão na técnica de fabricação planar, os componentes SIW podem ser desenvolvidos e processados com maior facilidade e com menor custo que os componentes construídos com guias de ondas convencionais.

Graças à equivalência entre os furos metalizados e as paredes metálicas para os modos TE_{m0}^1 ($m = 1, 2, 3, \dots$) a maioria das topologias de guias de ondas metálicos podem ser implementadas diretamente para o padrão SIW com custos reduzidos.

Os guias SIW e suas aplicações em componentes e sistemas constituem uma área emergente e de amplo emprego em micro-ondas e em ondas milimétricas, constituindo assim um tema oportuno e adequado para a realização de trabalhos de pesquisa.

1.2 REVISÃO DA LITERATURA

Nessa seção é feita uma revisão da literatura, comentando de maneira pertinente os trabalhos que estão listados nas referências bibliográficas e que fazem o uso da tecnologia de guia de ondas integrado ao substrato, mostrando suas características e vantagens.

Chen e Wu¹ apresentam um trabalho descritivo sobre a tecnologia de guia de ondas integrado ao substrato, mostrando de maneira detalhada a teoria utilizada nessa tecnologia, sua relação com os tradicionais guias de ondas retangulares e as principais aplicações que a utilizam. É também realizada uma comparação em relação às outras tecnologias já existentes como a linha de transmissão de microfitas, guia de ondas, ressonador dielétrico e supercondutores.

Cassivi, et al² apresentam uma análise que mostra que a tecnologia SIW tem praticamente as mesmas características de onda guiada que os tradicionais guias de ondas retangulares. Equações empíricas das frequências de corte para os modos TE_{10} e modo TE_{20} são consideradas.

O método da integral de contorno é aplicado por Shahvirdi e Banai³ para o projeto e análise de filtros utilizando a tecnologia de guia de ondas integrado ao substrato. Nesse trabalho é apresentado o projeto de um filtro passa-faixa utilizando a tecnologia SIW. O filtro passa-faixa é projetado e construído utilizando postes indutivos para operar na banda X. Uma comparação entre resultados obtidos por simulação eletromagnética e resultados experimentais é realizada.

Um novo método é apresentado por Deslandes e Wu⁴ para análise e determinação da constante de propagação complexa em guias de ondas integrados ao substrato. Resultados calculados e resultados experimentais são apresentados e comparados.

Xu e Wu⁵ apresentam um estudo detalhado, realizado pela primeira vez sobre ondas guiadas e as suas características em guias de ondas integrados ao substrato e propõem uma nova técnica numérica. De acordo com a técnica numérica proposta, a constante de propagação complexa de cada modo na tecnologia SIW pode ser extraída com boa precisão. Experimentos são realizados para validar a técnica proposta.

Um modelamento numérico das perdas existentes entre a tecnologia SIW e componentes conectados a ela é apresentado por Bozzi, Perregrini e Wu⁶. A técnica numérica proposta considera as perdas no condutor, as perdas no dielétrico e as perdas por radiação. Nesse trabalho é fornecida uma explicação física dos diferentes efeitos envolvidos.

Uma solução analítica para uma linha de transmissão ideal não uniforme é obtida por Lu⁷ para estudos e análises das perdas de retorno e perdas por inserção. A técnica proposta é considerada melhor pelo o autor do que as técnicas convencionais em termos de eficácia computacional. Alguns exemplos numéricos são considerados para demonstrar o método proposto.

Um exemplo de aplicação extremamente relevante, mas que não será abordada neste trabalho de pesquisa são as antenas em tecnologia SIW. Wu e Kishk¹¹ apresentam algumas antenas desenvolvidas utilizando a técnica SIW, juntamente com um tratamento teórico.

Bozzi, Georgiadis e Wu¹² apresentam uma revisão sobre a tecnologia SIW e seus recentes avanços. Este trabalho considera transições entre estruturas SIW e linhas de transmissão de microfita. Considera, comenta e mostra diferentes aplicações como filtros, acopladores, osciladores, misturadores, amplificadores e antenas.

Deslandes¹³ apresenta um conjunto de equações para a transição do tipo *taper* que conecta as estruturas SIW a linhas de transmissão de microfita. Nesse trabalho, a linha de transição do tipo *taper* é decomposta em duas partes e equações analíticas são utilizadas para realizar a análise desse elemento que realiza o casamento de impedância entre o guia SIW e a linha de alimentação em tecnologia de microfita.

Deslandes e Wu¹⁴ integram um guia SIW e uma linha de microfita por meio de uma transição do tipo *taper* sobre um mesmo substrato dielétrico planar. A estrutura opera na banda Ka e possui perdas de retorno em torno de 20 dB e perdas por inserção em torno de 0,3 dB.

Liu e Xiao¹⁵ apresentam um novo método de projeto para transição entre guia SIW e linha de microfita. A abordagem adotada considera um transformador de impedância de mais de uma seção, operando na banda Ku e banda U.

A tecnologia SIW vem sendo utilizada em diversas aplicações, como no sistema de rastreamento descrito por Chen, et al¹⁶ que apresenta uma aplicação de baixo custo,

com peso e dimensões reduzidas e de fácil fabricação. Este utiliza um sistema de rastreamento de único pulso para medir as coordenadas de um determinado alvo e a partir dessa medição realiza uma predição para a posição seguinte do alvo. Essa aplicação é desenvolvida usando camada única de substrato e opera na banda Ku.

Amplificadores de potência estão sendo desenvolvidos com base nos guias SIW para operar em potências de até 10 W ¹⁷. Nesse trabalho apresentado por Wang e Park, foi desenvolvido um circuito de casamento de impedância que utiliza uma via metalizada dentro da região do guia SIW, que atua como poste indutivo. Foi obtido bom casamento de impedância na frequência de $2,14\text{ GHz}$, porém este projeto possui característica de banda-estreita.

Germain, Deslandes e Wu¹⁸ apresentam duas classes de divisores de potência, uma classe que considera junção Y e outra classe que considera junção T. Ambas as classes são desenvolvidas com base na tecnologia SIW para operarem na banda Ka.

Wang, Che e Russer¹⁹ apresentam circuitos divisores/combinadores de potência com duas e três saídas empregando acopladores SIW acoplados pela face mais larga do guia de ondas. Esse projeto visa obter baixas perdas por inserção para operar adequadamente em potências mais elevadas com boa eficiência energética. A tecnologia SIW foi empregada para atender essa necessidade, pois possui menos perdas em relação às tradicionais linhas de transmissão de microfitas.

Outro tipo de divisor/combinador de potência com várias portas, projetado para operar em altas potências, é proposto e investigado por Wang, et al²⁰. A topologia empregada utiliza acopladores SIW constituídos por dois guias de ondas acoplados pela parede lateral.

Circuitos passivos que operam na faixa de frequências de ondas milimétricas estão sendo fabricados utilizando tecnologia SIW. Um acoplador híbrido de 90° e um circuito SIW multiporta são desenvolvidos e fabricados por Moldovan, Bosisio e Wu²¹ para operarem na banda W sobre um substrato de alumina utilizando arranjo de fendas metalizadas. Para conectar o circuito SIW ao equipamento de medição, foi proposto e desenvolvido um novo tipo de transição entre o guia SIW e um guia de ondas padrão WR-10.

Uma matriz Butler 4X4 em tecnologia SIW é proposta, desenvolvida e demonstrada por Djerafi e Wu²² para operar na frequência de 24 GHz. A estrutura de baixo custo proposta pode ser utilizada para desenvolver arranjos de antenas para aplicação em radares automotivos. A estrutura dos acopladores empregados na matriz Butler foi otimizada para prover a diferença de fase de 90° entre as saídas, requerida para este tipo de matriz.

Acopladores híbridos compactos usando guias SIW lateralmente acoplados foram desenvolvidos, simulados e construídos por Carrera, et al²³ para operarem nas bandas Ku e K, o primeiro acoplador operando na faixa de 13 a 15 GHz e o segundo acoplador na faixa 20 a 25 GHz. Para o acoplador na banda Ku a perda de retorno é melhor que 21 dB e para o acoplador na banda K a perda de retorno é melhor que 15 dB.

Um acoplador direcional com característica banda-larga é desenvolvido e demonstrado por Murai, et al²⁴ para operar na faixa de frequência de 16 GHz a 24 GHz com base na tecnologia SIW. O acoplador consiste de uma cavidade retangular conectada a quatro guias de onda SIW. A posição e o diâmetro de pinos metálicos introduzidos dentro da cavidade permitem projetar o acoplamento desejado. Para a análise desse projeto, os circuitos SIW são tratados como guia de ondas convencionais preenchidos com dielétrico, onde $\epsilon_r > 1$ e processos de otimização da estrutura foram realizados para obter os resultados desejados.

Um acoplador direcional de 15 dB é desenvolvido e fabricado por Mbaye, et al²⁵ utilizando a tecnologia SIW e o método Bethe's hole (BHM)⁸ é aplicado nessa estrutura. Nesse acoplador dois guias SIW são empilhados por meio da face mais larga. Três furos são posicionados na parede condutora entre os dois guias SIW e seus diâmetros são otimizados computacionalmente para obter o acoplamento desejado na banda X.

Outro acoplador utilizando BHM é desenvolvido por Amine, Talbi e Sellal²⁶ baseado na tecnologia SIW, visando acoplamento de 25 dB. Os resultados experimentais e simulados estão bastante próximos e um acoplamento de 24,7 dB foi obtido na banda X. Esse acoplador pode ser facilmente integrado a antenas para fins de amostragem do sinal, sendo adequado para sistemas de comunicação em ondas milimétricas.

Um acoplador direcional de 10 *dB* multicamadas é desenvolvido por Mbaye, Talbi e Hettak²⁷ utilizando dois guias SIW empilhados pela face mais larga. Os guias SIW são acoplados via seis furos na camada metálica entre os mesmos. A tecnologia SIW empregada neste acoplador permite obter baixas perdas por inserção, alto índice de mérito e torna o processo de fabricação mais barato e compacto em tamanho.

Um acoplador direcional de 3 *dB* para operar na banda X foi desenvolvido por Ahmad, Sabri e Othman²⁸ com base na tecnologia SIW. Dois guias SIW são construídos lado a lado em um mesmo substrato, compartilhando uma das paredes laterais, constituída por furos metalizados. Uma abertura entre os guias é obtida omitindo-se alguns desses furos metalizados, de modo que o sinal de um dos guias acopla-se ao outro guia. As simulações feitas para esse acoplador demonstram característica banda-larga.

Uma geometria de acoplador direcional similar à descrita no parágrafo anterior é desenvolvida por Venanzoni, et al²⁹ utilizando a tecnologia SIW. Esse possui banda de operação de 2 *GHz*, operando desde 10,7 *GHz* até 12,7 *GHz*, com perdas de retorno e isolamento melhores que 15 *dB*.

Um procedimento simplificado para desenvolver acopladores de duas e três camadas do tipo Riblet-Saad utilizando tecnologia SIW é apresentado por Labay e Bornemann³⁰. São utilizados dois guias SIW empilhados, acoplados, neste caso, por meio de fendas na parede condutora entre os dois guias. A ênfase desse trabalho é apresentar uma estrutura simples e facilitar o processo de fabricação e a integração entre guias SIW e linhas de transmissão de microfita. Acopladores de 3 *dB* e 4,78 *dB* foram demonstrados na faixa de 26 a 40 *GHz*.

Uma análise sobre acopladores direcionais construídos em duas camadas utilizando tecnologia SIW em substratos finos é efetuada por Che, et al³¹. O estudo é baseado nas equações teóricas sobre fator de acoplamento e isolamento para acopladores direcionais. Resultados teóricos e resultados obtidos por simulação numérica para acopladores de 10 e 20 *dB* na faixa de 7 a 13 *GHz* demonstraram boa concordância.

Uma nova configuração de acopladores direcionais do tipo Riblet-Saad de seis portas é apresentada por Alessandri, et al³². Esse acoplador não é desenvolvido utilizando tecnologia SIW, porém o conceito aplicado para o acoplador de seis portas

é de grande interesse e pode ser diretamente aplicado utilizando as técnicas de guia de ondas integrado ao substrato.

Um acoplador direcional é desenvolvido e construído por Kishihara, Yamane e Ohta³³ com base na tecnologia dos tradicionais guias de ondas retangulares a partir de dois guias de ondas empilhados, cruzados a 90°, utilizando dois postes metálicos na junção quadrada desses guias. Postes metálicos são também inseridos nas entradas e saídas com o intuito de realizar casamento de impedância. Mesmo esse acoplador não utilizando tecnologia SIW, essa estrutura pode ser empregada nessa nova tecnologia, pois compartilham conceitos similares.

Chen, et al³⁴ aplicam a tecnologia SIW para o desenvolvimento de circuitos ativos, como osciladores Push-Push e Push-Pull. Esse tipo de circuito utiliza cavidades ressonantes SIW, cujo índice de mérito é mais elevado que o de ressoadores em linha de transmissão planares, conduzindo à redução do ruído de fase do oscilador.

1.3 OBJETIVOS

O objetivo deste trabalho de pesquisa é desenvolver estudos de Guias de Ondas Integrados ao Substrato, referidos como *SIW – Substrate Integrated Waveguides*, abrangendo aspectos de projeto, de tecnologia de fabricação e de caracterização desse tipo de estrutura, bem como sua aplicação a circuitos de micro-ondas.

A fim de atender o objetivo geral proposto para esta pesquisa serão desenvolvidas atividades visando os seguintes objetivos específicos:

- Desenvolver um procedimento de projeto de guias SIW associando equações apresentadas na literatura e otimização computacional empregando simulação eletromagnética por métodos numéricos.
- Estudar critérios apresentados na literatura técnica para projeto de guias SIW.
- Estudar a integração entre guias SIW e linhas de transmissão de microfita, projetando transições entre essas duas estruturas com o propósito de prover casamento de impedância e de viabilizar a caracterização em frequências de micro-ondas.
- Verificar a validade dos critérios e procedimentos de projeto estabelecidos durante a execução dos itens acima descritos, projetando guias SIW integrados a linhas de transmissão de microfita em seus acessos de entrada e saída.
- Estabelecer um processo de fabricação de estruturas SIW e aplicá-lo à fabricação dos guias SIW projetados, procedendo-se à caracterização dos mesmos para validar experimentalmente as etapas de projeto descritas.
- Uma vez estabelecidos os critérios de projeto e fabricação, aplicar a tecnologia SIW ao projeto de circuitos que são classicamente realizados com guias de ondas convencionais. Objetiva-se projetar circuitos SIW que atuem como filtro passa-altas e filtro passa-faixa. Os acessos desses circuitos serão conectados a transições para linhas de microfita, visando facilitar sua caracterização.
- Estudar e propor processos de acoplamento entre guias SIW e guias de ondas convencionais, visando integrar essas duas tecnologias.
- Realizar comparações entre o desempenho simulado e o experimental das estruturas SIW projetadas.

1.4 DESCRIÇÃO DAS SEÇÕES

Nessa seção é apresentada uma descrição objetiva dos próximos capítulos desta dissertação.

A seção 2 apresenta os princípios teóricos, iniciando com uma breve descrição histórica sobre ondas guiadas e em seguida desenvolve as soluções gerais para os modos de propagação TEM , TE e TM . Após as soluções dos três modos, o modo TE é estudado de maneira mais detalhada. Em seguida uma apresentação teórica sobre a tecnologia SIW é realizada. Após a apresentação teórica dos modos de propagação nos guias de ondas retangulares e nos guias SIW, é realizada uma análise das impedâncias nas estruturas consideradas, e por último é estudada a integração entre circuitos SIW e circuitos planares.

A seção 3 descreve de maneira detalhada o processo de fabricação utilizado para confecção das estruturas estudadas nesse trabalho.

A seção 4 descreve a metodologia de projeto adotada para o desenvolvimento das estruturas que integram circuitos SIW com circuitos planares. Após a descrição da metodologia de projeto adotada, são demonstrados cinco projetos desenvolvidos utilizando a tecnologia SIW, sendo três guias de ondas SIW e dois filtros passa-faixa. Nessa seção, são apresentadas comparações entre resultados obtidos por simulação eletromagnética computacional utilizando o software HFSS e resultados experimentais.

Na seção 5 é realizada uma análise de sensibilidade, que tem o intuito de estudar o efeito causado por variações que podem ocorrer nas dimensões geométricas das estruturas SIW projetadas, devido à precisão do processo de fabricação.

A seção 6 apresenta as principais conclusões obtidas nesse trabalho de pesquisa e algumas sugestões para futuros trabalhos que utilizarão a tecnologia de guia de ondas integrado ao substrato.

Por último, são apresentadas as referências bibliográficas que foram utilizadas neste trabalho de pesquisa.

2 PRINCÍPIOS TEÓRICOS

Nessa seção serão apresentados os fundamentos necessários para o desenvolvimento deste trabalho de pesquisa.

Primeiramente serão abordados princípios teóricos sobre ondas guiadas e os três possíveis modos guiados de propagação: *TEM*, *TE* e *TM*.

Na segunda fase, será demonstrado como as ondas de modo *TE* são propagadas em estruturas de guias de ondas retangulares convencionais.

Posteriormente na terceira fase os princípios serão aplicados em guias de ondas integrados ao substrato, considerando alguns desenvolvimentos apresentados na literatura.

A quarta fase dessa seção descreve de maneira detalhada as três possíveis impedâncias para guias de ondas e o valor de impedância adotado para a linha de alimentação em tecnologia de microfita.

A quinta e última fase trata da integração entre tecnologia SIW e circuitos planares.

O desenvolvimento teórico utilizará o Sistema Internacional de Unidades (SI), salvo em alguns casos.

2.1 ONDAS GUIADAS

Em 1893 Heaviside considerou a possibilidade de propagação de ondas eletromagnéticas dentro de um tubo metálico oco, porém ele rejeitou a ideia porque acreditava que dois condutores eram necessários para a transferência de energia eletromagnética. Em 1897, Lord Rayleigh provou matematicamente que a propagação de ondas guiadas nesse tipo de estrutura era possível. Rayleigh também notou que uma infinidade de modos dos tipos *TE* e *TM* eram possíveis e também a existência de uma frequência de corte. Porém, as ondas guiadas ou estruturas de guia de ondas foram esquecidas até sua redescoberta realizada independentemente por dois pesquisadores em 1936. Depois de experimentos preliminares em 1932, George C. Southworth da empresa AT&T em Nova York apresentou um artigo sobre guia de ondas em 1936. No mesmo encontro, W. L. Barrow do MIT apresentou um artigo sobre guia de ondas circular, com confirmação experimental da propagação das ondas eletromagnéticas⁸.

Guias de ondas consistem em um único condutor ou geometria tridimensional de seção única e constante que suportam os modos de propagação transversal elétrico (TE) e/ou transversal magnético (TM). São caracterizados pela presença de campo de componente de campo elétrico ou magnético longitudinal. A característica de impedância (relação tensão-corrente) não é aplicável em ondas, no entanto definições serão escolhidas para que o conceito de impedância possa ser utilizado.

Guias de ondas possuem grandes vantagens, uma delas é operar em alta potência com baixas perdas, porém apresentam algumas desvantagens – são volumosos e caros.

Existem diferentes formas para se propagar ondas eletromagnéticas, outra maneira é utilizando linhas de transmissão constituídas por dois ou mais condutores, que podem suportar ondas transversais eletromagnéticas (TEM), caracterizadas pela falta de componente de campo longitudinal, diferentemente dos guias de ondas. As ondas TEM são definidas por características como: tensão, corrente e impedância.

2.1.1 Soluções gerais para os modos TEM , TE e TM

Nesta fase do trabalho serão apresentadas e discutidas soluções gerais para o modo de propagação TE em guias de ondas retangulares partindo das equações de Maxwell, único modo de propagação presente em guias de ondas SIW¹⁻².

Os modos TEM e TM também serão demonstrados e comentados, porém estes modos de propagação não estão presentes nas estruturas SIW.

Uma geometria genérica e outra geometria retangular de um guia de ondas são ilustradas na Figura 3 e são caracterizadas por estruturas enclausuradas por paredes metálicas condutoras paralelas ao eixo z . Essas estruturas assumem serem constantes na direção de propagação z e infinitamente longas.

Figura 3 - (a) Guia de ondas com seção genérica (b) Guia de ondas com seção retangular.

Fonte – Próprio autor.

Serão assumidos campos no domínio do tempo em única frequência com dependência de $e^{j\omega t}$ e propagação da onda eletromagnética ao longo do eixo z positivo. Os fasores dos campos elétrico e magnético podem ser escritos conforme as eq.(1)-(2)⁸

$$\vec{E}(x, y, z) = [\vec{e}(x, y) + \hat{z}e_z(x, y)]e^{-j\beta z} \quad (1)$$

$$\vec{H}(x, y, z) = [\vec{h}(x, y) + \hat{z}h_z(x, y)]e^{-j\beta z} \quad (2)$$

Onde $\vec{e}(x, y)$ e $\vec{h}(x, y)$ representam os componentes dos campos elétrico e magnético transversais nas direções x e y , enquanto e_z e h_z representam os componentes longitudinais. As eq.(1)-(2) consideram meio de propagação sem perdas. No caso de perdas presentes em condutores ou dielétricos é necessário incluir as perdas (α) na constante de propagação $\gamma = \alpha + j\beta$.

Assumindo propagação no espaço livre (ϵ_0, μ_0) e regime permanente senoidal ($d/dt = j\omega$), as equações de Maxwell para campos variantes no tempo, são escritas conforme as eq.(3)-(4)⁹

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (3)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E} \quad (4)$$

Com a dependência de $e^{-j\beta z}$, os três componentes cartesianos (x, y, z) do campo elétrico e magnético podem ser obtidos aplicando a eq.(1) na eq.(3) e a eq.(2) na eq.(4), considerando o produto vetorial apresentado em (5)

$$\nabla \times \vec{F} = \begin{vmatrix} x & y & z \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ F_x & F_y & F_z \end{vmatrix} \quad (5)$$

onde $\vec{F}$ é um vetor qualquer.

As três componentes dos vetores de campo magnético e de campo elétrico são apresentadas em seis equações.

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} + j\beta E_y = -j\omega\mu H_x \quad (6)$$

$$-j\beta E_x - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -j\omega\mu H_y \quad (7)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -j\omega\mu H_z \quad (8)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} + j\beta H_y = j\omega\varepsilon E_x \quad (9)$$

$$-j\beta H_x - \frac{\partial H_z}{\partial x} = j\omega\varepsilon E_y \quad (10)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = j\omega\varepsilon E_z \quad (11)$$

As eq.(6)-(11) podem ser resolvidas em função dos componentes E_z e H_z . Por exemplo, a componente E_x pode ser obtida isolando H_y na eq.(7) e depois substituindo H_y na eq.(9). Portanto, as quatro equações para as componentes E_x , E_y , H_x e H_y podem ser escritas de acordo com as quatro equações a seguir

$$E_x = \frac{-j}{k_c^2} \left(\beta \frac{\partial E_z}{\partial x} + \omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial y} \right) \quad (12)$$

$$E_y = \frac{j}{k_c^2} \left(-\beta \frac{\partial E_z}{\partial y} + \omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \quad (13)$$

$$H_x = \frac{j}{k_c^2} \left(\omega\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial y} - \beta \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \quad (14)$$

$$H_y = \frac{-j}{k_c^2} \left(\omega\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial x} + \beta \frac{\partial H_z}{\partial y} \right) \quad (15)$$

onde k_c é definido como o número de onda de corte e é igual à

$$k_c^2 = k^2 - \beta^2 \quad (16)$$

k é o número de onda da onda eletromagnética que se propaga no dielétrico que preenche o interior do guia de ondas e β é a constante de fase.

$$k = \omega\sqrt{\mu\epsilon} \quad (17)$$

Se houver perdas, a permissividade é considerada complexa e não um número puramente real⁸.

$$\epsilon = \epsilon_0\epsilon_r(1 - jtg\delta) \quad (18)$$

Onde o termo $tg\delta$ é a tangente de perdas do material.

2.1.2 Modo de propagação *TEM*

Os modos de propagação de ondas eletromagnéticas transversais (*TEM*) são caracterizados por $H_z = E_z = 0$ ⁸. Devido aos campos longitudinais serem nulos, todos os componentes de campo definidos pelas eq.(12)-(15) são nulos, no caso de k_c ser nulo, tem-se uma indeterminação.

Aplicando a condição $H_z = E_z = 0$ na eq.(6) e na eq.(10) e negligenciando H_x , obtêm-se

$$\beta^2 E_y = \omega^2 \mu \epsilon E_y \quad (19)$$

$$\beta^2 = \omega^2 \mu \epsilon = k^2 \quad (20)$$

Logo o número de onda de corte $k_c = \sqrt{k^2 - \beta^2}$ é nulo para os modos de propagação *TEM*.

As ondas *TEM* podem existir apenas se dois ou mais condutores estiverem presentes. Ondas planas também são exemplos de ondas *TEM*, uma vez que não há presença de campos longitudinais⁸.

Os resultados acima demonstram que um condutor fechado não suporta a propagação de ondas de modo *TEM*. Outra maneira de verificar que guias de ondas não suportam modo *TEM* é analisando as condições de contorno dos materiais que o compõem⁹. As paredes metálicas do guia forçam a componente tangencial de campo elétrico a ser zero, indicando a presença de campo elétrico longitudinal

(modo TM) ou de campo magnético longitudinal (modo TE) propagando-se no interior do guia.

A impedância de onda do modo TEM pode ser encontrada pela razão entre campo elétrico e campo magnético⁸

$$Z_{TEM} = \frac{E_x}{H_y} = \frac{\omega\mu}{\varepsilon} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = \eta \quad (21)$$

A impedância de onda é diferente da impedância de linha de transmissão, mesmo possuindo a mesma unidade (Ω). A impedância de linha de transmissão relata a razão entre tensão incidente e corrente e é função bem definida da geometria da linha, enquanto a impedância de onda relata a razão entre os campos transversais e é dependente apenas das constantes dos materiais.

2.1.3 Modo de propagação TE

As ondas transversais elétricas (TE) são caracterizadas por $E_z = 0$ e $H_z \neq 0$ ⁸. As eq.(12)-(15) tornam-se:

$$E_x = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad (22)$$

$$E_y = \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (23)$$

$$H_x = \frac{-j\beta}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (24)$$

$$H_y = \frac{-j\beta}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad (25)$$

Neste caso $k_c \neq 0$ e a constante de fase é $\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2}$. A constante de fase é função da frequência e da geometria do guia de ondas.

Para utilizar as eq.(22)-(25) é necessário aplicar a equação de onda de Helmholtz⁹ ao campo magnético H_z

$$\nabla^2 H_z + k_c^2 H_z = 0 \quad (26)$$

Desde que $H_z(x, y, z) = h_z(x, y)e^{-j\beta z}$, a equação de Helmholtz pode ser reduzida a duas dimensões x e y , em função de k_c sendo $k_c^2 = k^2 - \beta^2$. Essa equação deve ser resolvida com base nas condições de contorno da geometria do guia de ondas.

A impedância de onda do modo TE pode ser encontrada pela razão dos campos transversais⁸

$$Z_{TE} = \frac{E_x}{H_y} = \frac{-E_y}{H_x} = \frac{\omega\mu}{\beta} = \frac{k\eta}{\beta} \quad (27)$$

A impedância de onda do modo TE é função da frequência. As ondas TE podem propagar-se em estruturas fechadas, bem como em dois ou mais condutores.

2.1.4 Modo de propagação TM

As ondas transversais magnéticas (TM) são caracterizadas por $H_z = 0$ e $E_z \neq 0$ ⁸. As eq.(12)-(15) se tornam

$$E_x = \frac{-j\beta}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (28)$$

$$E_y = \frac{-j\beta}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial y} \quad (29)$$

$$H_x = \frac{j\omega\epsilon}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial y} \quad (30)$$

$$H_y = \frac{-j\omega\epsilon}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (31)$$

Como no caso do modo TE , $k_c \neq 0$ e a constante de fase é $\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2}$. A constante de fase é função da frequência e da geometria do guia de ondas. Para utilizar as eq.(28)-(31) é necessário utilizar a equação de onda de Helmholtz⁹ e aplicá-la ao campo elétrico E_z

$$\nabla^2 E_z + k_c^2 E_z = 0 \quad (32)$$

Desde que $E_z(x, y, z) = e_z(x, y)e^{-j\beta z}$ a equação de Helmholtz pode ser reduzida a duas dimensões x e y , em função de k_c sendo $k_c^2 = k^2 - \beta^2$. Essa equação deve ser resolvida com base nas condições de contorno da geometria do guia de ondas.

A impedância de onda do modo TM pode ser encontrada pela razão dos campos transversais⁸

$$Z_{TM} = \frac{E_x}{H_y} = \frac{-E_y}{H_x} = \frac{\beta}{\omega\epsilon} = \frac{\beta\eta}{k} \quad (33)$$

A impedância de onda do modo TM é também função da frequência. As ondas TM , assim como as ondas TE podem propagar-se em estruturas fechadas, bem como em dois ou mais condutores.

2.2 MODOS TE EM GUIAS DE ONDAS RETANGULARES

Os guias de ondas retangulares foram um dos primeiros tipos de linhas de transmissão usados para transportar sinais na frequência de micro-ondas e ainda continuam sendo utilizados nos dias de hoje⁸. Devido à atual tendência de miniaturização e integração de componentes estão sendo propostas novas tecnologias como o SIW¹ para aproveitar as vantagens dos tradicionais guias de ondas, no entanto os tradicionais guias de ondas ainda são vastamente utilizados em aplicações de alta potência e sistemas de ondas milimétricas⁸.

Nesta seção será demonstrada apenas a propagação de ondas de modo TE em guias de ondas retangulares. O modo TM não será desenvolvido para este tipo particular de geometria, pois circuitos na tecnologia SIW não são capazes de propagar tal modo¹⁻².

O guia de ondas retangular é uma estrutura metálica de seção retangular oca, normalmente preenchido com ar, porém em alguns casos um dielétrico com $\epsilon_r > 1$ é inserido internamente ao guia, preenchendo todo o espaço.

Este é capaz de propagar ondas nos modos TE e TM , porém não é capaz de propagar ondas TEM , devido às condições de contorno impostas pelas paredes metálicas condutoras⁹.

O guia de ondas exige uma frequência mínima para que haja a propagação da onda eletromagnética, esta frequência é denominada frequência de corte. Sinais de frequência abaixo da frequência de corte não se propagam. A Figura 4 ilustra a geometria um guia de ondas retangular, com as respectivas dimensões das paredes internas. Sempre será considerado $a > b$ e propagação segundo o eixo z .

Figura 4 - Geometria de um guia de ondas retangular.

Fonte – Próprio autor.

Conforme descrito na seção 5.1.3, os modos de propagação *TE* são caracterizados por $E_z = 0$, enquanto $H_z \neq 0$. A eq.(26) pode ser representada em duas coordenadas

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) h_z(x, y) = 0 \quad (34)$$

onde $H_z(x, y, z) = h_z(x, y)e^{-j\beta z}$ e $k_c^2 = k^2 - \beta^2$ é o número de onda de corte. A eq.(34) pode ser resolvida utilizando o método de separação de variáveis¹⁰. A solução geral para h_z pode ser escrita da seguinte forma⁸

$$h_z(x, y) = (A \cos k_x x + B \sin k_x x)(C \cos k_y y + D \sin k_y y) \quad (35)$$

Para determinar as constantes A , B , C e D serão aplicadas as condições de contorno para os componentes tangenciais de campo elétrico⁹ nas paredes do guia de ondas da . As condições de contorno implicam em

$$e_x(x, y) = 0 \text{ em } y = 0, b \quad (36)$$

$$e_y(x, y) = 0 \text{ em } x = 0, a \quad (37)$$

Para se obter os componentes e_x e e_y , a eq.(35) é inserida nas eq.(22)-(23) que relacionam o campo elétrico com o componente longitudinal do campo magnético (h_z) resultando

$$e_x = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} k_y (A \cos k_x x + B \sin k_x x) (-C \sin k_y y + D \cos k_y y) \quad (38)$$

$$e_y = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} k_x (-A \sin k_x x + B \cos k_x x) (C \cos k_y y + D \sin k_y y) \quad (39)$$

Aplicando-se as condições de contorno na eq.(36) na eq. (38) é possível observar que $D = 0$ e $k_y = n\pi/b$ para $n = 0, 1, 2, \dots$. Da mesma forma, a partir das eq.(37) e (39) é possível obter $B = 0$ e $k_x = m\pi/a$ para $m = 0, 1, 2, \dots$. A solução final para o campo longitudinal H_z é dado por

$$H_z(x, y, z) = A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (40)$$

onde m e $n = 0, 1, 2, \dots$ com $m + n \neq 0$ e A_{mn} é uma amplitude arbitrária composta das constantes A e C .

A eq.(40) mostra que existem infinitos modos TE que dependem dos coeficientes m e n , designados como modos TE_{mn} .

Os demais componentes de campo para os modos TE_{mn} são

$$E_x = \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (41)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} A_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (42)$$

$$H_x = \frac{j\beta}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} A_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (43)$$

$$H_y = \frac{j\beta}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (44)$$

O número de onda de corte é definido por⁸

$$k_c^2 = k_x^2 + k_y^2 \quad (45)$$

$$k_c = \sqrt{k_x^2 + k_y^2} \quad (46)$$

Então a eq.(46) pode ser reescrita da seguinte maneira

$$k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (47)$$

A constante de fase na eq.(16) é dada por

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (48)$$

Para que a onda eletromagnética se propague no guia de ondas é necessário que a constante de fase β seja real, o que ocorre para $k > k_c$. Então cada modo de propagação (combinando m e n) possui frequência de corte $f_{c_{mn}}$ dada por⁸

$$f_{c_{mn}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (49)$$

Para uma dada frequência de operação f , apenas os modos contendo $f_c < f$ serão propagados internamente à estrutura. Modos com $f_c > f$ levam a um valor de β imaginário, o que significa que os componentes de campo decaem exponencialmente. Tais modos são referidos como modos evanescentes⁸.

O modo de propagação que possui a menor frequência de corte é conhecido como modo dominante ou modo fundamental. Para modos TE , o modo TE_{10} é o que apresenta menor frequência de corte. No caso de modos TM , o modo de propagação com menor frequência de corte é o TM_{11} , cuja frequência de corte tem valor superior à do modo TE_{10} . Então, em guias de ondas retangulares o modo dominante ou modo fundamental (TE_{10}), e sua frequência corte é

$$f_{c_{10}} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (50)$$

A Figura 5 ilustra os primeiros modos TE de propagação em um guia de ondas retangular.

Figura 5 - Modos de propagação TE em um guia de ondas retangular.

Fonte – Ramo, Whinnery e Van Duzer⁹.

Na maioria das aplicações a frequência de operação e as dimensões do guia são escolhidas para que a onda se propague apenas no modo dominante TE_{10} .

O modo TE_{10} tem-se $E_x = 0$ e E_y diferente de 0, sendo que o vetor campo elétrico é perpendicular às faces superior e inferior do guia e os campos magnéticos são perfeitamente paralelos às mesmas⁹, conforme ilustra Figura 5.

Logo, as expressões de campo elétrico e campo magnético para o modo TE_{10} são descritas pela as eq.(51)-(54).

$$E_y = \frac{-j\omega\mu a}{\pi} A_{10} \text{sen}\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\beta z} \quad (51)$$

$$H_x = \frac{j\beta a}{\pi} A_{10} \text{sen}\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\beta z} \quad (52)$$

$$H_z(x, y, z) = A_{10} \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\beta z} \quad (53)$$

$$E_x = E_z = H_y = 0 \quad (54)$$

De acordo com a eq.(27) a impedância de onda de modo TE é dada pela razão entre o campo elétrico E_x e o campo magnético H_y , podendo ser escrita em função da frequência de corte e da impedância intrínseca do meio⁹

$$Z_{TE} = \eta \left[1 - \left(\frac{\omega_c}{\omega} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (55)$$

onde ω_c é a frequência angular de corte e ω é a frequência angular de operação do guia, ambas dadas em rad/s e η é a impedância intrínseca do meio, definida na eq.(21) como a impedância de modo TEM . A grandeza ω pode ser escrita em função da frequência f como $\omega = 2\pi f$, então a eq.(55) pode ser reescrita conforme a eq.(56)

$$Z_{TE} = \eta \left[1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (56)$$

Logo, a impedância do guia de ondas no modo TE diminui com o aumento da frequência e no infinito tende a constante η . A Figura 6 ilustra esse comportamento.

Figura 6 - Impedância do guia de ondas no modo TE .

Fonte – Próprio autor.

Adicionalmente, existem mais dois importantes parâmetros em guias de ondas, o comprimento de onda guiado e a velocidade de fase.

O comprimento de onda guiado (λ_g) é definido com base na eq. (57)⁸

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} > \frac{2\pi}{k} = \lambda \quad (57)$$

onde λ é o comprimento de onda que se propagaria no dielétrico que preenche o guia, num meio sem fronteiras.

O comprimento de onda guiado também pode ser escrito em função de λ ⁹

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} = \lambda \left[1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (58)$$

A velocidade de fase é dada por⁸

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} > \frac{\omega}{k} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (59)$$

e é maior que $1/\sqrt{\mu\epsilon}$, a velocidade da onda eletromagnética que se propaga no material que preenche o guia num meio sem fronteiras.

No entanto, a velocidade de fase não é a velocidade de transporte de energia eletromagnética no guia, sendo assim compatível com a teoria eletromagnética. Essa energia propaga-se com a velocidade de grupo v_g , tal que $v^2 = v_p \cdot v_g$ ⁸.

Com os principais conceitos definidos sobre os modos de propagação, existe uma consideração a ser feita em relação à faixa de frequência de operação dos guias de ondas.

Para que o guia de ondas retangular opere com um único modo de propagação é indicado trabalhar no modo fundamental. A faixa de frequência apresentada na form.(60) é a utilizada para guias de onda onde $a/b \approx 2$. O limite inferior da faixa de frequência visa garantir operação no modo TE_{10} com baixas perdas e o limite superior é para evitar a presença de modos de propagação de ordem superior.

$$1,25f_{c_{TE_{10}}} \leq f \leq 1,9f_{c_{TE_{10}}} \quad (60)$$

2.3 GUIAS DE ONDAS INTEGRADOS AO SUBSTRATO - SIW

O guia de ondas integrado ao substrato é literalmente um guia de ondas retangular convencional transformado em circuito planar. Essa tecnologia é fabricada em substrato planar utilizando os mesmos processos das placas de circuito impresso (PCB).

Essa estrutura emergente é feita com duas fileiras de vias metalizadas, onde os furos são espaçados periodicamente. Essas vias metalizadas possuem a função de confinar a onda eletromagnética dentro da estrutura, tendo assim comportamento similar às paredes laterais metálicas dos tradicionais guias de ondas retangulares, Figura 1. Vias metálicas são adicionalmente utilizadas no interior de guias de onda SIW no projeto de filtros, acopladores, divisores de potência e outros circuitos. Aplicações de guias SIW empregando vias fabricadas com postes dielétricos em seu interior são analisadas por Wu e Kishk¹¹. O foco deste trabalho é em guia de ondas SIW e suas aplicações em micro-ondas empregando postes condutores metálicos, que é a estrutura mais adotada, associando maior facilidade de fabricação e menor custo.

A geometria do SIW não permite o fluxo de corrente longitudinal nas paredes laterais do guia de ondas, logo modos TM não estão presentes nessa tecnologia, havendo propagação apenas de modos TE ¹⁻². Essa é uma diferença bastante importante em relação aos guias de ondas retangulares, que são capazes de propagar modos TE e TM .

Outra importante característica do SIW é a fácil integração à linhas de transmissão de microfita e a circuitos planares, diferentemente dos tradicionais guias de ondas retangulares que exigem conexões sofisticadas. O SIW pode ser construído sobre o mesmo substrato que os demais circuitos planares, facilitando o processo de fabricação e reduzindo custos.

O SIW gerou um novo conceito denominado *Substrate Integrated Circuits – SIC*², que em sua tradução direta da língua inglesa se torna Circuitos Integrados ao Substrato. Esse novo conceito permite a integração de estruturas planares e não-planares sobre um mesmo substrato.

Os conceitos e a teoria sobre guia de ondas retangular podem ser aplicados em estudos e projetos de estruturas SIW. Geralmente o SIW irá operar no modo TE_{10} , sendo que modos superiores de propagação normalmente são negligenciados¹⁻².

A primeira etapa para o projeto de um guia SIW é determinar a frequência de corte, mesmo procedimento adotado para um guia de ondas retangular convencional.

A frequência de corte dos modos TE_{m0} de guias de ondas retangulares convencionais depende da maior dimensão de sua secção transversal- a , Figura 4. No caso de modos TE_{m0} em guias SIW a frequência de corte é função da largura efetiva- a_{eff} , que considera tanto a distância a entre as filas de vias condutoras que formam as paredes laterais, bem como o diâmetro d dessas vias e o espaçamento periódico p entre as mesmas. Como ilustrado na Figura 7, a largura efetiva do guia SIW é ligeiramente inferior à dimensão a ,

Figura 7 - Guia SIW genérico considerando a largura efetiva.

Fonte – Deslandes¹³.

A equação para cálculo da frequência de corte do SIW para os modos TE_{m0} possui a mesma forma utilizada para a frequência de corte do guia convencional, dada pela eq.(49). A frequência de corte do SIW é fornecida pela eq.(61)

$$f_{c_{m0}} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \left(\frac{m}{a_{eff}} \right) \quad (61)$$

Porém, em guias SIW a largura efetiva não é a mesma para os modos TE_{10} e TE_{20} e para ambos os modos de propagação é função de três variáveis: a , d e p .

No qual

a - distância entre as filas de vias condutoras

d - diâmetro dos postes metálicos

p - espaçamento entre os postes metálicos

Para o modo TE_{10} existem duas equações que descrevem a largura efetiva e são descritas por¹

$$a_{eff} = a - \frac{d^2}{0,95p} \quad (62)$$

$$a_{eff} = a - 1,08 \frac{d^2}{p} + 0,1 \frac{d^2}{a} \quad (63)$$

A eq.(63) é mais utilizada que a eq.(62), pois possui precisão ligeiramente maior¹.

Para o modo TE_{20} a largura efetiva é descrita por²

$$a_{eff} = a - \frac{d^2}{1,1p} - \frac{d^3}{6,6p^2} \quad (64)$$

Então, utilizando as eq.(63)-(64), as frequências de corte para os modos TE_{10} e TE_{20} , são calculadas respectivamente pelas eq.(65)-(66)

$$f_{c_{10}} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \left(a - 1,08 \frac{d^2}{p} + 0,1 \frac{d^2}{a} \right)^{-1} \quad (65)$$

$$f_{c_{20}} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \left(a - \frac{d^2}{1,1p} - \frac{d^3}{6,6p^2} \right)^{-1} \quad (66)$$

A Figura 8 e a Figura 9 ilustram a variação da frequência de corte para os modos TE_{10} e TE_{20} , considerando-se o substrato RT/Duroid 5880 da Rogers Corporation®, com $\epsilon_r = 2,2$ e $\mu = \mu_0$.

Figura 8 - Frequência de corte para o modo TE_{10} em função de a e d .

Fonte – Próprio autor.

Figura 9 - Frequência de corte para o modo TE_{20} em função de a e d .

Fonte – Próprio autor.

As escolhas para as dimensões d e p não são aleatórias. Para operação no modo TE_{10} , existem algumas considerações básicas¹

$$p > d \quad (67)$$

$$\frac{p}{\lambda_c} < 0,25 \quad (68)$$

$$\frac{\alpha_{SIW}}{k_0} < 10^{-4} \quad (69)$$

$$\frac{p}{\lambda_c} > 0,05 \quad (70)$$

Onde λ_c é comprimento de onda de corte, α_{SIW} são as perdas totais no SIW e k_0 é o número de onda no espaço livre.

A eq.(67) relata que a distância periódica entre centros dos furos metalizados deve ser maior que o diâmetro, para que seja possível do guia SIW ser realizado fisicamente. A eq.(68) é para evitar a presença de efeitos de *bandgap* que gerem faixas de rejeição na banda de operação do modo TE_{10} ¹. A eq.(69) deve ser respeitada para que as perdas devido ao vazamento da onda eletromagnética pelos espaços entre os postes condutores sejam desprezíveis. Finalmente a eq.(70) relata que o número de vias metalizadas não deve ultrapassar 20 vias por comprimento de onda, visando manter a rigidez mecânica do substrato. Uma condição mais restritiva para evitar as perdas por vazamento é considerar a form.(71)¹

$$p \leq 2d \quad (71)$$

Respeitando-se essas regras básicas, o SIW operará em uma região considerada como ideal. A Figura 10 ilustra a região de interesse.

Figura 10 - Região de interesse em uma estrutura SIW.

Fonte – Chen e Wu¹.

Para a região de interesse da Figura 10, o SIW opera da mesma maneira que um guia de ondas retangular convencional e as perdas por vazamento podem ser desconsideradas.

O significado físico para a equivalência existente entre guias SIW e guias de ondas convencionais (considerando um guia preenchido com o mesmo dielétrico que compõe o SIW) é que ambos possuem propriedades de dispersão bastante similares, na região de interesse apresentada na Figura 10.

Como já mencionado anteriormente, o guia SIW pode ser modelado da mesma forma que guias de ondas retangulares tradicionais, em relação aos modos de propagação TE_{m0} . No entanto, no caso de guias SIW é necessário considerar no modelo de estudo as perdas presentes no substrato dielétrico planar, pois essas afetam consideravelmente a propagação da onda eletromagnética. A tangente de perdas dos substratos dielétricos usados em micro-ondas aumenta com a frequência, ocasionando o aumento das perdas dielétricas do guia SIW. As perdas por vazamento podem ser desconsideradas quando se utilizam vias condutoras com diâmetro e espaçamento dentro da região de interesse indicada na Figura 10. Normalmente nos guias de ondas retangulares convencionais as perdas no dielétrico

podem ser desprezadas, pois geralmente o dielétrico que preenche o guia é ar seco e este possui tangente de perdas muito menor que a dos substratos utilizados na tecnologia SIW.

A constante de propagação no SIW é composta por uma parte real e por outra parte imaginária, mesma representação usada para o guia de ondas retangular convencional, dada pela eq.(72)

$$\gamma_{SIW} = \alpha_{SIW} + j\beta \quad (72)$$

As perdas totais no SIW possuem três componentes e são dadas pela eq.(73)⁴

$$\alpha_{SIW} = \alpha_l + \alpha_d + \alpha_c \quad (73)$$

Onde

α_l - são as perdas por vazamento

α_d - são as perdas no dielétrico

α_c - são as perdas no condutor

A constante de fase β para a tecnologia SIW possui característica semelhante à constante de fase do guia de ondas retangular convencional, porém a dimensão considerada para cálculo é a largura efetiva (a_{eff}) e não mais a maior largura da seção transversal. Lembrando que apenas os modos TE_{m0} estão presentes, temos

$$\beta = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a_{eff}}\right)^2} \quad (74)$$

O número de onda k da onda eletromagnética que se propaga no substrato dielétrico do guia SIW na eq.(74) é descrito da mesma maneira ao número de onda k da onda eletromagnética que se propaga no dielétrico que preenche o interior do guia retangular metálico convencional, dado pela eq.(17).

De acordo com a literatura, as perdas por vazamento podem ser desconsideradas dentro da região de interesse e de acordo com as form.(67)-(71)¹. Então as perdas no SIW, são devidas quase totalmente às perdas no dielétrico e no condutor. As perdas por vazamento serão significativas apenas se o espaçamento entre os postes metálicos for grande o suficiente para permitir o espreadamento de campo^{1, 4}.

Logo, as perdas no SIW podem ser aproximadas pela eq.(75)

$$\alpha_{SIW} \cong \alpha_d + \alpha_c \quad (75)$$

As perdas no dielétrico (α_d) são representadas por^{4, 8}

$$\alpha_d = \frac{k^2 tg\delta}{\beta^2} \quad (76)$$

E as perdas no condutor (α_c) podem ser representadas em uma primeira aproximação pela equação utilizada para guias de ondas retangulares com paredes metálicas contínuas⁴

$$\alpha_c = \frac{R_m}{a_{eff}\eta \sqrt{1 - \left(\frac{k_c^2}{k^2}\right)}} \left[\frac{a_{eff}}{h} + 2 \left(\frac{k_c^2}{k^2} \right) \right] \quad (77)$$

R_m é a resistência de superfície descrita por^{4, 8}

$$R_m = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} \quad (78)$$

Onde

h - altura do dielétrico

k - número de onda da onda eletromagnética que se propaga no interior do substrato

k_c - número de onda de corte para o SIW no modo de propagação TE_{10}

σ - condutividade elétrica do material

Geralmente os substratos utilizados nos projetos de guias SIW possuem as seguintes características: $2 \leq \epsilon_r \leq 12$, $10^{-4} \leq tg\delta \leq 10^{-3}$ e superfície coberta por cobre, que possui condutividade $\sigma \approx 5,8.10^7 \text{ S/m}$. Combinando estes valores nas eq.(76)-(77), as perdas no dielétrico e no condutor possuem magnitude na ordem de 10^{-4} a 10^{-3} Np/rad . Esses números foram extraídos do trabalho de Deslandes e Wu⁴.

As perdas apresentadas pelo o SIW são maiores em relação ao guia de ondas tradicional, com isso o índice de mérito torna-se menor. Porém em relação aos circuitos planares convencionais possui índice de mérito mais elevado, viabilizando assim seu uso e colocando-o em lugar de destaque, Figura 2.

2.4 IMPEDÂNCIA DA LINHA DE ALIMENTAÇÃO E IMPEDÂNCIA DO GUIA SIW

Para projetar a estrutura de interconexão entre a linha de alimentação planar e a estrutura SIW é importante conhecer os valores de impedância do guia SIW na faixa de frequência de operação do circuito.

Os acessos de entrada e saída do circuito SIW são usualmente conectados a linhas de alimentação de microfita com impedância característica de 50Ω , padrão utilizado em micro-ondas. Linhas de microfita são dispersivas, sendo que sua impedância depende da frequência. No entanto, em bandas de frequência menores que uma oitava, como é o caso de circuitos SIW, podemos em primeira aproximação considerar a impedância da microfita constante na faixa de frequências de interesse.

Porém, para o guia SIW não é possível atribuir um valor fixo de impedância, pois a impedância deste varia significativamente em função da frequência de operação.

A impedância de onda η definida pela relação entre os campos elétrico e magnético no interior do guia é bem estabelecida, mas não é adequada para estudar sua integração com a linha de microfita. Para esse objetivo pode-se considerar três definições diferentes de impedância de entrada do guia de ondas, que consideram a impedância de onda propriamente dita e as dimensões da seção transversal do guia. Essas definições de impedância de um guia SIW ou de um guia retangular metálico são realizadas em função de potência-tensão, potência-corrente e tensão-corrente.

A impedância potência-tensão é definida conforme a eq.(79):

$$Z_0(P - V) = \frac{V \cdot V^*}{P} \quad (79)$$

A impedância potência-corrente é definida conforme a eq.(80):

$$Z_0(P - I) = \frac{P}{I \cdot I^*} \quad (80)$$

E, por último, a impedância tensão-corrente é definida conforme a eq.(81):

$$Z_0(V - I) = \frac{V}{I} \quad (81)$$

As três impedâncias descritas acima dependem da impedância de onda do modo TE , logo as eq.(79)-(81) são descritas pelas eq.(82)-(87).

- Impedância potência-tensão

$$Z_0(P - V) = \frac{2h}{a_{eff}} Z_{TE} \quad (82)$$

$$Z_0(P - V) = \frac{2h}{a_{eff}} \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (83)$$

- Impedância potência-corrente

$$Z_0(P - I) = \frac{\pi^2 h}{8a_{eff}} Z_{TE} \quad (84)$$

$$Z_0(P - I) = \frac{\pi^2 h}{8a_{eff}} \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (85)$$

- Impedância tensão-corrente

$$Z_0(V - I) = \frac{\pi h}{2a_{eff}} Z_{TE} \quad (86)$$

$$Z_0(V - I) = \frac{\pi h}{2a_{eff}} \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (87)$$

Para obter as eq.(82)-(87), foram considerados o modo de propagação TE_{10} e seus respectivos componentes de campo elétrico (E_y) e magnético (H_x).

A diferença de potencial elétrico em função do campo elétrico⁹, foi obtida considerando o ponto onde o campo elétrico é máximo no guia SIW ($x = a_{eff}/2$).

$$V_{x=\frac{a_{eff}}{2}} = - \int_0^h E_y dy \quad (88)$$

Para obtenção da corrente elétrica em função do campo magnético⁹, foi considerada toda face inferior metálica ($0 \leq x \leq a_{eff}$), paralela ao campo magnético (H_x).

$$I = \int_0^{a_{eff}} H_x dx \quad (89)$$

A potência da onda eletromagnética que incide perpendicularmente à área da secção transversal do guia SIW foi obtida utilizando o teorema de Poynting⁹.

$$\vec{P} = \oint (\vec{E}_y \times \vec{H}_x) \cdot d\vec{S} \quad (90)$$

Com as eq.(88)-(90) é possível obter as eq.(82)-(87) de acordo com as definições apresentadas nas eq.(79)-(81).

As impedâncias descritas pelas eq.(83), eq.(85) e eq.(87) podem ser comparadas quantitativamente pelas eq.(91)-(92).

$$Z_0(P - I) < Z_0(V - I) < Z_0(P - V) \quad (91)$$

$$1,2337 \left(\frac{h}{a_{eff}} Z_{TE} \right) < 1,5708 \left(\frac{h}{a_{eff}} Z_{TE} \right) < 2 \left(\frac{h}{a_{eff}} Z_{TE} \right) \quad (92)$$

De acordo com as eq.(91)-(92) é possível observar que a relação potência-tensão fornece um valor de impedância mais elevado em relação à tensão-corrente e potência-corrente. A impedância potência-tensão vem sendo adotada em simuladores eletromagnéticos, como o HFSS, tendo sido empregada nesta pesquisa.

2.5 INTEGRAÇÃO ENTRE TECNOLOGIA SIW E CIRCUITOS PLANARES

A integração entre estruturas em tecnologia SIW com linhas de transmissão de microfita é uma etapa de projeto bastante importante, pois é nessa etapa que é realizado o casamento de impedância entre a impedância da linha de transmissão de microfita e a impedância do guia SIW.

Na literatura são apresentados três diferentes tipos de transições que conectam guias SIW a linhas de transmissão planares, como ilustrado na Figura 11.

A transição entre linha de microfita e guia SIW apresentada na Figura 11 (a) utiliza uma linha *taper* para excitar os modos de propagação de ondas eletromagnéticas no guia e para prover a adaptação de impedância requerida. Uma transição usando guia de onda coplanar com plano terra (GCPW) com a extremidade aterrada via furo metalizado é utilizada com essa mesma finalidade na Figura 11 (b), constituindo uma sonda de corrente que gera o campo magnético no interior do guia SIW. Na Figura 11 (c) é apresentado outro tipo de transição usando guia de onda coplanar com plano terra, que atua como sonda de tensão e excita o campo elétrico no guia SIW.

Figura 11 - Tipos de transição que conectam guias SIW a linhas de transmissão planares.

Fonte – Bozzi, Georgiadi e Wu¹².

A transição usando linha *taper* entre o guia SIW e linhas de microfita é de elevado interesse, dado que a maioria dos circuitos de micro-ondas utiliza esse tipo de linha planar.

O uso de transições empregando linhas coplanares é de interesse quando se utiliza substratos espessos nos quais perdas por radiação de linhas de microfita podem ser significativas, mas apresenta banda de frequência menor que a da transição para linha de microfita usando linha *taper*¹².

Neste trabalho estão sendo considerados dois tipos de transições, a transição com linha *taper* e o transformador de $\lambda/4$. Primeiramente será descrito o uso da linha *taper* e em seguida o transformador de $\lambda/4$.

A Figura 12 (a) apresenta o campo elétrico na linha de microfita e na seção transversal do guia SIW, mostrando a possibilidade de excitar os modos de propagação no guia usando a estrutura apresentada na Figura 12 (b). A transição tem adicionalmente a função de prover casamento de impedância, pois a impedância da linha de transmissão de microfita é geralmente diferente da impedância do guia de ondas integrado ao substrato. Com isso, a conexão direta da linha de microfita com o guia SIW ocasionaria coeficiente de reflexão⁸⁻⁹ (Γ) diferente de zero, causando perdas de retorno indesejáveis.

Figura 12 - Configuração de campos da transição microfita – guia SIW.

Fonte – Próprio autor.

Está sendo considerada nesse trabalho de pesquisa como primeira opção para realizar o casamento de impedância entre a linha de microfita e o guia SIW as linhas de microfita com largura variável ao longo de seu comprimento, denominadas *tapers*¹³⁻¹⁴, como a geometria ilustrada na Figura 13.

Figura 13 - *Taper* utilizado para casamento de impedância.

Fonte – Próprio autor.

Diferentemente de uma linha de transmissão de microfita tradicional, sua impedância varia ao longo do comprimento, pois essa não possui seção transversal constante⁸.

O projeto da linha *taper* é dificultado pelo fato da impedância do guia SIW variar com a frequência da onda eletromagnética. Então, técnicas como otimização eletromagnética computacional e modelos aproximados são empregadas para realizar o projeto de casamento de impedância usando linha *taper*.

A otimização eletromagnética computacional é um meio bastante eficiente e relativamente simples de conseguir o casamento de impedância entre o guia SIW e a linha de transmissão de microfita. Com essa, diversos ajustes são realizados até conseguir um resultado considerado bom. Após a simulação ser efetuada, os resultados são verificados por meio dos parâmetros S_{11} e S_{12} .

Normalmente o guia SIW é conectado a uma linha de transmissão de microfita com largura w_1 que resulta em impedância característica igual à impedância de referência Z_0 utilizada, em geral 50Ω em frequências de micro-ondas.

Para efetuar a otimização das dimensões do *taper*, primeiramente é fixada à largura da porta de entrada do *taper* (w_1) como sendo a largura da linha de transmissão de microfita e o comprimento do *taper* (l_2) normalmente é ajustado para $\lambda/4$ da frequência central de operação.

Neste trabalho o comprimento inicial do *taper* foi calculado usando-se o valor do comprimento de onda efetivo da linha de microfita de 50Ω . Logo, a largura da porta de saída (w_2) é a dimensão a ser otimizada. Após otimizar w_2 , o comprimento l_2 é variado ligeiramente em torno de seu valor inicial, provendo uma otimização fina da linha *taper*.

A Figura 14 ilustra a estrutura completa considerada nesse trabalho de pesquisa, é de acordo com essa estrutura que as etapas de otimização da linha *taper* são efetuadas. Os comprimentos das linhas de microfita de 50Ω conectadas aos *tapers* podem assumir valores arbitrários, pois influem pouco no resultado final.

Figura 14 - Exemplo de estrutura a ser otimizada.

Fonte – Próprio autor.

A segunda opção que está sendo considerada nesse trabalho de pesquisa são os transformadores de impedância de $\lambda/4$ ⁸. Essa transição dispensa a etapa de otimização computacional, tornando o projeto mais simples. A Figura 15 ilustra uma rede de casamento de impedância com um trecho de linha de $\lambda/4$.

Figura 15 - Rede de casamento de impedância com linha de um quarto de onda.

Fonte – Próprio autor.

A impedância característica Z_c do transformador de $\lambda/4$ que fará o casamento entre as impedâncias Z_1 e Z_2 é dada pela eq.(93)⁸

$$Z_c = \sqrt{Z_1 Z_{0_{siw}}} \quad (93)$$

Porém a inserção deste transformador de $\lambda/4$ tem uma limitação considerável, resultando em bom casamento de impedância apenas em uma banda estreita centrada na frequência em que foi calculado o comprimento de onda λ .

Uma alternativa para o alargamento da banda é a inserção de múltiplos trechos de $\lambda/4$ ¹⁵, embora esta topologia resulte em circuitos com dimensões maiores.

3 PROCESSO DE FABRICAÇÃO

Antes de descrever os projetos de circuitos SIW realizados nesta pesquisa, apresentamos nesta seção alguns aspectos comuns a esses circuitos referentes à escolha dos laminados de alta frequência utilizados como substrato, bem como considerações sobre os processos de fabricação de protótipos empregando estruturas SIW.

3.1 PROCESSOS DE FABRICAÇÃO

A fabricação de circuitos em tecnologia SIW inclui as etapas de definição do leiaute sobre a camada metálica superior do substrato e a confecção de furos metalizados, que conectam as faces superior e inferior do guia de ondas SIW.

Um dos objetivos deste trabalho de pesquisa foi estabelecer o processo de fabricação dos circuitos SIW, considerando facilidades disponíveis na EPUSP e por meio de serviços externos em empresas no Brasil.

3.1.1 Técnicas de definição de leiaute

Para definição do leiaute na camada metálica superior do substrato foram considerados três processos: fotogração, microfresagem mecânica e microfresagem a laser, os três disponíveis na EPUSP.

Optou-se por utilizar microfresagem, dado que nesse processo é possível realizar a furação do substrato com precisão, como requerido para definição das paredes laterais que formam o guia SIW. Caso se utilizasse o processo de fotogração, essa furação teria que ser feita em uma etapa adicional.

Nas instalações da Engenharia Elétrica da EPUSP estão disponíveis duas microfresadoras:

- Microfresadora Mecânica modelo Protomat S62, da LPKF Laser & Electronics.
- Microfresadora Laser modelo ProtoLaser U3, da LPKF Laser & Electronics.

A maioria dos circuitos projetados foram construídos usando a microfresadora laser da EPUSP, cujo funcionamento é descrito a seguir.

A ProtoLaser U3 tem seu diodo laser sintonizado no comprimento de onda de 355 nm , com menor diâmetro ajustável para a largura do feixe de $15\text{ }\mu\text{m}$ e uma potência máxima de 5 W , chegando a atingir $30\text{ mW}/\mu\text{m}^2$, o que possibilita seu uso em diversos materiais.

Diferente da maioria dos sistemas laser, este equipamento tem seu sistema de exaustão interno composto por um sistema de sucção e dois filtros, um filtro HEPA (*High Efficiency Particle Arresting*) para eliminação de partículas e um filtro de carvão ativo para eliminação de odores.

Para a fabricação dos circuitos SIW é necessário gerar três arquivos de leiaute, denominados *Gerber*. O primeiro arquivo é da geometria da camada metálica superior do substrato (*top layer*) de todo o circuito; o segundo arquivo é dos furos que atravessam o substrato (*drill*) e o terceiro arquivo é da borda para o recorte do circuito. Esses arquivos foram gerados pelo ADS, pois o HFSS não consegue exportar arquivos do tipo *Gerber*. Esses mesmos arquivos são empregados na microfresadora mecânica.

O processo de fabricação é efetuado em três fases, conforme os três arquivos disponibilizados. Na primeira fase de fabricação a máquina define todo o circuito SIW na camada superior metálica do substrato, considerando todos os detalhes geométricos, conforme ilustra a Figura 16. O laser literalmente carboniza o cobre, removendo-o do substrato dielétrico.

Figura 16 - Confeção da geometria do circuito SIW.

Fonte – Próprio autor.

Para conseguir remover todo o cobre da área de interesse é necessário o laser varrer mais de uma vez a superfície. O número de vezes que o laser varre a

superfície é diretamente relacionado à potência imposta pela máquina no feixe do laser e à espessura do cobre.

Na segunda fase de fabricação o laser da microfresa faz todos os furos através do substrato e camadas metálicas do guia SIW, conforme ilustra a Figura 17.

Figura 17 - Confecção dos furos.

Fonte – Próprio autor.

Na terceira e última fase o laser faz o recorte dos limites do circuito SIW, separando-o do restante do substrato.

3.1.2 Metalização dos furos

Após as três fases de fabricação na ProtoLaser, os circuitos SIW estão quase prontos para serem caracterizados, restando apenas fazer a metalização dos furos.

A metalização dos furos pode ser realizada por processo de eletrodeposição, no qual o substrato é mergulhado em solução química contendo partículas metálicas que são atraídas ao substrato por meio de corrente elétrica. Esse processo é precedido de etapas de limpeza do substrato e ativação da superfície interna dos furos, visando boa aderência para metalização.

Esse processo não está disponível na EPUSP, e exige um desenvolvimento específico para o caso de substratos de micro-ondas a base de teflon, como os utilizados neste trabalho.

Dessa maneira a metalização de furos foi realizada por meio de soldagem de condutores de cobre entre as camadas metálicas das faces superior e inferior dos circuitos SIW. Esse processo de solda é adequado para a construção de protótipos

usados na validação em pesquisas, sendo que diversos trabalhos sobre SIW relatados na literatura utilizam processo de soldagem de fios metálicos como alternativa ao processo de metalização dos furos.

O processo de fabricação de circuitos SIW usando microfresagem e furos metalizados é disponível em empresas nacionais. No entanto, implica em aumento dos custos e de tempo de fabricação dos circuitos. Adicionalmente, é necessária uma boa interação com o provedor desse serviço, pois os laminados de alta frequência têm composições especiais, podendo exigir o desenvolvimento de processos químicos específicos para metalização dos furos.

3.2 SUBSTRATOS DIELÉTRICOS PLANARES UTILIZADOS

Foram pesquisados laminados de alta frequência disponíveis comercialmente, considerando características elétricas e mecânicas para a escolha dos mesmos.

A Tabela 1 e a Tabela 2 exibem os substratos dielétricos de baixas perdas que foram escolhidos para esse trabalho de pesquisa, todos da Rogers Corporation®.

A constante dielétrica desses materiais varia na faixa de 2,2 a 10,2, permitindo diferentes graus de miniaturização dos circuitos. As duas faces dos substratos escolhidos são metalizadas com cobre de 17 μm de espessura.

Tabela 1 - Dielétricos com constante dielétrica elevada escolhidos.

Propriedade	RT/Duroid 6006	RT/Duroid 6010.2LM	Direção	Unidades	Condição
Constante dielétrica ϵ_r de processo	6,15+/-0,15	10,2+/-0,25	Z	N/A	10 GHz, 23°C
Constante dielétrica ϵ_r de projeto	6,45	10,7	Z	N/A	8 GHz – 40 GHz
Tan δ	0,0027	0,0023	Z	N/A	10 GHz

Fonte – *Datasheet* fornecido via internet pelo site da Rogers Corporation®.

Tabela 2 - Dielétricos com constante dielétrica baixa escolhidos.

Propriedade	RT/Duroid 5870	RT/Duroid 5880	Direção	Unidades	Condição
Constante dielétrica ϵ_r de processo	2,33 2,33+/-0,02	2,20 2,20+/-0,02	Z	N/A	1 MHz 10 GHz
Constante dielétrica ϵ_r de projeto	2,33	2,20	Z	N/A	8 GHz- 40 GHz
Tan δ	0,0005 0,0012	0,0004 0,0009	Z	N/A	1 MHz 10 GHz

Fonte – *Datasheet* fornecido via internet pelo site da Rogers Corporation®.

Valores elevados de constante dielétrica são adequados para circuitos SIW com frequências de operação no início da faixa de micro-ondas, enquanto os valores mais baixos de constante dielétrica são empregados de dezenas de GHz até frequências de ondas milimétricas.

As condições nas quais os substratos dielétricos da Tabela 1 e da Tabela 2 foram caracterizados estão descritas no site da Rogers Corporation® (www.rogerscorp.com).

4 PROJETO DE CIRCUITOS EM TECNOLOGIA SIW

Nessa seção serão demonstrados cinco exemplos de aplicação de guias de ondas SIW em circuitos passivos de micro-ondas, operando nas bandas S e X. Com esse objetivo foram projetados, construídos e caracterizados três guias de ondas SIW, que atuam como filtro passa-altas, e dois filtros passa-faixa usando cavidades ressonantes SIW e postes metálicos indutivos.

Foi estabelecido um procedimento de projeto empregando equações teóricas e otimização eletromagnética computacional. Os protótipos dos circuitos projetados foram fabricados e os resultados experimentais comparados aos obtidos por simulação eletromagnética, para análise da validade do método de projeto e do processo de fabricação utilizados.

Circuitos SIW são usualmente integrados a linhas de transmissão planares, como linhas de microfita. Estruturas planares intermediárias são usadas para essa conexão e devem ser projetadas de modo a otimizar a transferência de potência, resultando em baixas perdas de retorno e por inserção.

A entrada e saída dos guias e filtros SIW desenvolvidos foram conectados a linhas de transmissão de microfita por meio de linhas do tipo *taper*.

A primeira etapa é o projeto do guia SIW de acordo com a faixa de frequência de operação. Os projetos realizados até o presente momento consideraram as faixas de frequência de guias de ondas retangulares padrão.

Numa segunda etapa, as dimensões das linhas de transmissão de microfita são projetadas usando o aplicativo LineCalc do ADS, considerando as características físicas e elétricas do substrato escolhido e faixa de frequência de operação do guia SIW. A impedância característica adotada para a microfita foi $50\ \Omega$, valor de impedância de referência usualmente utilizado na faixa de frequências de micro-ondas.

A terceira e última etapa é o projeto da linha de casamento de impedância entre os acessos e o guia SIW. Essa etapa foi executada por meio de processos de otimização, utilizando o programa de simulação eletromagnética computacional HFSS.

A Figura 18 ilustra um circuito SIW genérico, indicando as três etapas de projeto.

Figura 18 - Circuito SIW desenvolvido passo a passo.

Fonte - Próprio autor.

A seguir são apresentados os guias de ondas e filtros projetados, bem como aspectos de sua fabricação e seus resultados experimentais comparados aos obtidos por simulação eletromagnética.

4.1 GUIAS DE ONDAS EM TECNOLOGIA SIW

Foram projetados guias de ondas em tecnologia SIW, que possuem resposta em frequência do tipo passa-altas. Optou-se por projetar guias de ondas SIW para as faixas de frequências dos guias de ondas retangulares WR340 e WR90, que operam nas bandas S e X, respectivamente. A Tabela 3 ilustra as principais características dos guias de ondas padrão WR340 e WR90.

Tabela 3 - Dados dos guias de ondas retangulares padrão WR340 e WR90.

Guia de ondas padrão	a x b (polegadas)	a x b (cm)	Frequência de corte (ar) (GHz)	Faixa de operação recomendada (GHz)
WR340	3,40 x 1,70	8,636 x 4,310	1,726	2,2 - 3,3
WR90	0,90 x 0,40	2,286 x 1,016	6,560	8,2 - 12,4

Fonte – Material didático da disciplina PSI243.

No projeto dos guias de ondas SIW foram consideradas as duas transições citadas nesse trabalho de pesquisa, a transição do tipo *taper* e o transformador de $\lambda/4$.

A nomenclatura utilizada no projeto dos guias SIW é apresentada na Figura 14.

É importante ressaltar que os guias SIW projetados irão operar no modo fundamental, ou seja, modo TE_{10} .

São apresentados resultados obtidos por simulação eletromagnética computacional utilizando o software HFSS e resultados obtidos experimentalmente.

4.1.1 Projeto de guia SIW equivalente ao guia retangular padrão WR340 utilizando transição do tipo *taper*

Para o projeto desse guia foi utilizado o substrato RT/Duroid 6010.2LM, cujas características são apresentadas na Tabela 1. O interesse de utilizar um substrato com constante dielétrica elevada ($\epsilon_r = 10,2$) é reduzir as dimensões do guia SIW, considerando que o guia WR340 possui frequência de corte de $1,726 \text{ GHz}$, o que resulta em grandes dimensões. Utilizou-se substrato com $0,635 \text{ mm}$ de espessura.

A largura efetiva do guia de ondas SIW pode ser calculada usando a eq.(94).

$$a_{eff} = \frac{1}{2f_{c10}\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 1,726 \cdot 10^9 \sqrt{10,2}} = 27,21 \text{ mm} \quad (94)$$

Para o projeto do guia SIW utilizou-se furos metalizados com diâmetro $d = 1,0 \text{ mm}$, espaçados periodicamente de $p = 5,08 \text{ mm}$.

Com o novo valor de largura efetiva do guia convencional obtido, é possível calcular a distância física a , que corresponde à distância centro a centro das fileiras de furos metalizados que formam as paredes do guia SIW. Utilizando a eq.(63) e obtendo o valor de a por meio da solução da equação de segundo grau, obteve-se

$$a = 27,42 \text{ mm}.$$

A frequência de corte do segundo modo de operação, modo TE_{20} , que define o limite superior da faixa de frequência do guia SIW é calculada usando a eq.(66), resultando em

$$f_{c20} = \frac{3 \cdot 10^{11}}{\sqrt{10,2}} \left(27,42 - \frac{1,0^2}{1,15,08} - \frac{1,0^3}{6,65,08^2} \right)^{-1} = 3,45 \text{ GHz}.$$

A largura da banda de operação do guia SIW pode ser calculada de acordo com a eq.(95), de forma similar à utilizada para cálculo da banda do guia de ondas retangular. Porém, a frequência de corte do modo TE_{20} do guia SIW não ocorre em uma frequência duas vezes mais alta que a frequência de corte do modo TE_{10} .

$$1,25f_{c_{TE_{10}}} \leq f \leq 0,95f_{c_{TE_{20}}} \quad (95)$$

O limite inferior da faixa de operação recomendada para os guias de ondas é de $1,25f_c$ do modo fundamental, e é definido de modo a evitar as perdas elevadas que ocorrem próximo da frequência de corte.

Para o guia projetado obtém-se

$$2,16 \leq f \leq 3,28 \text{ (GHz)}.$$

O comprimento de onda de corte do modo TE_{10} do guia de ondas SIW projetado é calculado pela eq.(96), resultando

$$\lambda_c = 2a_{eff} = 54,42 \text{ mm}. \quad (96)$$

O guia SIW projetado equivalente ao guia de ondas retangular WR340 possui as seguintes dimensões:

Tabela 4 - Dimensões geométricas da estrutura SIW equivalente ao guia retangular padrão WR340.

h (mm)	w_1 (mm)	l_1 (mm)	w_2 (mm)	l_2 (mm)	a (mm)	d (mm)	p (mm)	w_3 (mm)	l_3 (mm)
0,635	0,57	10,60	4,24	13,00	27,42	1,00	5,08	30,00	58,00

Fonte – Próprio autor.

A menor dimensão da seção transversal do guia projetado h , é dada pela altura do substrato escolhido.

As linhas de 50Ω foram projetadas utilizando o aplicativo LineCalc do ADS considerando a frequência central na largura de banda considerada. O comprimento total deste guia SIW projetado l_3 , é ligeiramente maior que um comprimento de onda de corte.

Os *tapers* foram projetados por processo de otimização computacional visando minimizar a perda de retorno ao longo de toda a banda de operação do guia SIW. Considerando-se a variação da impedância do guia SIW com a frequência de operação, objetivou-se obter perda de retorno menor ou igual a -10 dB na banda

considerada. A Figura 19 ilustra a geometria do guia SIW projetado, que foi utilizada nas simulações.

Figura 19 - Geometria da estrutura SIW equivalente ao guia retangular padrão WR340.

Fonte – Próprio autor.

A Figura 20 ilustra a distribuição de campo elétrico na frequência de $3,09\text{ GHz}$ no guia SIW projetado, obtida por meio de simulação eletromagnética.

Figura 20 - Distribuição de campo elétrico para o guia SIW equivalente ao guia retangular padrão WR340 na frequência de $3,09\text{ GHz}$.

Fonte – Próprio autor.

A Figura 21 (a) e a Figura 21 (b) ilustram o guia SIW fabricado para operar na mesma faixa de frequências que o guia WR340. A Figura 21 (a) ilustra a vista superior e a Figura 21 (b) ilustra a vista inferior, que corresponde ao plano de terra das linhas de microfita e dos *tapers*.

Figura 21 - Fotografia do guia SIW projetado equivalente ao guia retangular padrão WR340.

Fonte – Próprio autor.

Na Figura 21 (b) há uma barra de cobre que foi soldada abaixo do plano de terra e entre os conectores. Essa barra foi soldada para evitar deformações mecânicas, não tendo influência sobre as características elétricas do guia SIW.

A Figura 22 apresenta uma comparação entre os resultados obtidos por meio de simulações utilizando o HFSS e resultados experimentais. A faixa de operação recomendada para esse guia SIW é marcada pela área sombreada.

Figura 22 - Curvas S_{11} e S_{21} versus frequência para o guia SIW equivalente ao guia de ondas padrão WR340.

Fonte – Próprio autor.

Os resultados experimentais estão em boa concordância com os resultados simulados, observando-se o comportamento passa-altas do guia SIW, como esperado.

A perda por inserção na banda de operação de 2,16 a 3,28 GHz ficou entre $-0,429\text{ dB}$ e $-1,709\text{ dB}$. Verifica-se que a partir de 3,4 GHz a presença do modo TE_{20} ocasiona degradação da perda por inserção.

A perda de retorno ficou abaixo de -10 dB na maior parte da faixa de frequência de operação recomendada para o guia projetado. Essa perda é afetada pela integração do guia SIW com a linha de microfita de $50\ \Omega$. A impedância do guia varia com a frequência de operação e a linha *taper* empregada para realizar o casamento de impedância entre o guia de ondas e a linha de microfita não é capaz de realizar essa função em banda larga.

A distribuição de campo ilustrada na Figura 20 indica que não há vazamento significativo de campo eletromagnético entre as vias metalizadas.

Outro aspecto importante a ressaltar é sobre os pinos metálicos soldados entre o plano de terra e o plano superior do circuito, utilizados para formar as paredes laterais do guia SIW. Esse procedimento permitiu obter experimentalmente o mesmo comportamento físico que o previsto nas simulações usando vias metalizadas, indicando ser adequado para fabricação de protótipos experimentais de circuitos SIW operando na banda S.

4.1.2 Projeto de guia SIW equivalente ao guia retangular padrão WR90 utilizando transição do tipo *taper*

Para o projeto desse guia SIW será utilizado o substrato RT/Duroid 5880, cujas características são apresentadas na Tabela 2. Esse substrato tem constante dielétrica baixa ($\epsilon_r = 2,2$), e perdas dielétricas reduzidas comparativamente ao RT/Duroid 6010.2, sendo adequado para projetos em frequências da faixa superior da banda de micro-ondas e em ondas milimétricas. A espessura do substrato utilizado é $0,508\text{ mm}$.

A largura efetiva do guia de ondas SIW pode ser calculada usando a eq.(94).

$$a_{eff} = \frac{1}{2f_{c_{10}}\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{3.10^8}{2.6,560.10^9\sqrt{2,2}} = 15,41 \text{ mm}$$

Para o projeto do guia SIW utilizou-se furos metalizados com diâmetro $d = 1,0 \text{ mm}$, espaçados periodicamente de $p = 2,54 \text{ mm}$.

Com o novo valor de largura efetiva do guia convencional obtido, é possível calcular a distância física a , que corresponde à distância centro a centro das fileiras de furos metalizados que formam as paredes do guia SIW. Utilizando a eq.(63) e obtendo o valor de a por meio da solução da equação de segundo grau, obteve-se

$$a = 15,83 \text{ mm}.$$

A frequência de corte do segundo modo de operação, modo TE_{20} , que define o limite superior da faixa de frequência do guia SIW é calculada usando a eq.(66), resultando em

$$f_{c_{20}} = \frac{3.10^{11}}{\sqrt{2,2}} \left(15,83 - \frac{1,0^2}{1,1.2,54} - \frac{1,0^3}{6,6.2,54^2} \right)^{-1} = 13,09 \text{ GHz}.$$

A largura da banda de operação do guia SIW projetado pode ser calculada de acordo com a eq.(95).

$$8,20 \leq f \leq 12,44(\text{GHz})$$

O comprimento de onda de corte do modo TE_{10} do guia de ondas SIW projetado é calculado pela eq.(96), resultando

$$\lambda_c = 2a_{eff} = 30,82 \text{ mm}.$$

De acordo com os resultados obtidos, é possível verificar que as form.(67)-(70) foram respeitadas. Logo, o guia SIW projetado equivalente ao guia retangular padrão WR90 possui as dimensões apresentadas na Tabela 5.

Tabela 5 - Dimensões geométricas da estrutura SIW equivalente ao guia retangular padrão WR90.

$h \text{ (mm)}$	$w_1 \text{ (mm)}$	$l_1 \text{ (mm)}$	$w_2 \text{ (mm)}$	$l_2 \text{ (mm)}$	$a \text{ (mm)}$	$d \text{ (mm)}$	$p \text{ (mm)}$	$w_3 \text{ (mm)}$	$l_3 \text{ (mm)}$
0,51	1,55	5,20	3,80	6,90	15,83	1,00	2,54	18,00	45,00

Fonte – Próprio autor.

As linhas de $50\ \Omega$ foram projetadas utilizando o aplicativo LineCalc do ADS considerando a frequência central na largura de banda considerada. O comprimento do guia SIW é aproximadamente 1,5 vezes maior que o comprimento de onda de corte.

Os *tapers* foram otimizados para obter perda de retorno abaixo de $-10\ dB$ na banda de operação do guia SIW. A Figura 23 ilustra a geometria do guia SIW projetado.

Figura 23 - Geometria da estrutura SIW equivalente ao guia retangular padrão WR90.

Fonte – Próprio autor.

A Figura 24 ilustra a distribuição de campo elétrico para o guia SIW projetado na frequência de $11,5\ GHz$, obtida por meio de simulação eletromagnética.

Figura 24 - Distribuição de campo elétrico para o guia SIW equivalente ao guia retangular padrão WR90 na frequência de $11,5\ GHz$.

Fonte – Próprio autor.

A Figura 25 (a) e a Figura 25 (b) apresentam fotografias do guia SIW fabricado de acordo com o guia WR90. A Figura 25 (a) ilustra a vista superior e a Figura 25 (b) ilustra a vista inferior.

Figura 25 - Fotografia do guia SIW projetado equivalente ao guia retangular padrão WR90.

Fonte – Próprio autor.

Assim como no projeto anterior foi utilizada uma barra de cobre que foi soldada entre os conectores, abaixo do plano de terra para evitar deformações mecânicas.

A Figura 26 apresenta uma comparação entre os resultados obtidos por meio de simulações computacionais utilizando o HFSS e os resultados experimentais. A faixa de operação recomendada para esse guia SIW é destacada pela área sombreada.

Figura 26 - Curvas S_{11} e S_{21} versus frequência para o guia SIW equivalente ao guia de ondas padrão WR90.

Fonte – Próprio autor.

Os resultados experimentais estão em razoável concordância com os resultados simulados, observando-se o comportamento passa-altas do guia SIW, como esperado. Verificou-se, no entanto, maior diferença entre as curvas de perda de retorno simulada e medida do que no caso do guia SIW operando na banda S. Esse desvio pode ser atribuído ao processo de fabricação e de montagem do guia SIW, cujas imperfeições têm maior impacto sobre o desempenho do circuito em frequências mais elevadas.

A perda por inserção na banda de operação de 8,20 a 12,44 GHz ficou entre $-0,532$ e $-1,846$ dB. A perda de retorno ficou abaixo de -10 dB na maior parte da faixa de frequência de operação recomendada para o guia projetado.

Para esse projeto que foi realizado em frequências na banda X, o resultado simulado da perda de retorno apresentou maiores diferenças em relação ao resultado experimental devido à soldagem do pino central do conector durante a montagem do mesmo. Essa hipótese foi ratificada por meio de simulações no HFSS, nas quais a solda foi modelada de forma simplificada, as quais indicaram degradação da perda de retorno devido à solda do pino central do conector.

Outra hipótese para explicar o desvio entre valores medidos e simulados seria o vazamento de campo eletromagnético pelo espaço entre os postes metálicos que compõem as paredes do guia SIW. No entanto, a distribuição de campo ilustrada na Figura 24 demonstra que não há vazamento significativo de campo eletromagnético entre as vias metalizadas.

Outro aspecto importante a ressaltar é sobre a solda dos pinos entre o plano de terra e o plano superior do circuito, que permitiram obter experimentalmente o mesmo valor de frequência de corte previsto nas simulações usando vias metalizadas.

Outro aspecto importante a considerar a soldagem dos pinos entre o plano de terra e o plano superior do circuito. Essa soldagem permitiu obter experimentalmente o mesmo valor de frequência de corte previsto nas simulações usando vias metalizadas, podendo ser considerada adequada na banda X.

4.1.3 Projeto de guia SIW equivalente ao guia retangular padrão WR90 utilizando transformador de $\lambda/4$ como transição

Nos projetos apresentados nas seções 4.1.1 e 4.1.2 foram utilizados *tapers* para realizar a transição entre a estrutura SIW e as linhas de microfita dos acessos de entrada e saída. O presente projeto replica o projeto do guia SIW do item 4.1.2, utilizando, no entanto, transformadores de um quarto de comprimento de onda no lugar dos *tapers*. O intuito é avaliar uma segunda opção de transição entre a linha de transmissão de microfita e o guia SIW, que possa ser dimensionada por equações de projeto, dispensando processos de otimização computacional.

Para realizar o casamento de impedância entre a impedância da linha de transmissão de microfita e a do guia SIW, é necessário conhecer a impedância de ambas as estruturas.

As linhas de alimentação em tecnologia de microfita possuem impedância característica de 50Ω e a impedância do guia SIW projetado equivalente ao guia retangular padrão WR90 será dada pela relação potência-tensão, eq.(83), conforme adotado nesse trabalho de pesquisa. Considerando frequência central de $10,32 \text{ GHz}$ na banda de operação indicada no projeto da seção 4.1.2, pode-se obter o valor de impedância para o guia SIW.

$$Z_{0_{SIW}}(P - V) = \frac{2.0,508}{15,41} \frac{377}{\sqrt{2,2}} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{6,56}{10,32}\right)^2}} = 21,71 \Omega$$

A impedância característica do transformador de $\lambda/4$ é calculada conforme eq.(93).

$$Z_c = \sqrt{50 \cdot 21,71} = 32,95 \Omega$$

Com o valor da impedância do transformador de $\lambda/4$, características do substrato dielétrico e faixa de operação definidos, é possível obter as dimensões da linha de microfita que irá prover o casamento de impedância entre as impedâncias da linha de microfita dos acessos e o guia SIW.

Da mesma maneira que as linhas de acesso de 50Ω , a largura w_2 e o comprimento l_2 do transformador de impedância serão calculadas utilizando o aplicativo LineCalc do ADS.

O guia SIW projetado equivalente ao guia retangular padrão WR90 considerando como transição um transformador de $\lambda/4$, possui as seguintes dimensões:

Tabela 6 - Dimensões geométricas da estrutura SIW equivalente ao guia retangular padrão WR90 considerando transformador de um quarto de onda.

h (mm)	w_1 (mm)	l_1 (mm)	w_2 (mm)	l_2 (mm)	a (mm)	d (mm)	p (mm)	w_3 (mm)	l_3 (mm)
0,51	1,55	5,20	2,79	5,18	15,83	1,00	2,54	18,00	45,00

Fonte – Próprio autor.

A Figura 27 ilustra a geometria do guia SIW projetado equivalente ao guia retangular padrão WR90, no qual as transições entre linha de microfita e guia SIW são transformadores de impedância de $\lambda/4$. É importante citar que não houve nenhum processo de otimização computacional envolvido.

Figura 27 - Estrutura SIW projetada equivalente ao guia retangular padrão WR90 considerando transformador de um quarto de onda.

Fonte – Próprio autor.

A Figura 28 ilustra a distribuição de campo elétrico para estrutura SIW projetada equivalente ao guia retangular padrão WR90 considerando transformador de um quarto de onda na frequência de 11,88 GHz, obtido por simulação eletromagnética.

Figura 28 - Distribuição de campo elétrico para o guia SIW equivalente ao guia retangular padrão WR90 considerando transformador de um quarto de onda na frequência de 11,88 GHz.

Fonte – Próprio autor.

A Figura 29 (a) e a Figura 29 (b) apresentam fotografias do guia SIW fabricado, utilizando como transições transformadores de impedâncias de $\lambda/4$. A Figura 29 (a) ilustra a vista superior e a Figura 29 (b) ilustra a vista inferior do circuito construído, sendo que esta última inclui uma barra de cobre adicionada para evitar deformações mecânicas.

Figura 29 - Fotografia do guia SIW equivalente ao guia retangular padrão WR90 considerando transformador de um quarto de onda.

Fonte – Próprio autor.

A Figura 30 apresenta uma comparação entre os resultados obtidos por meio de simulações utilizando o HFSS e resultados experimentais. A faixa de operação recomendada para esse guia SIW é marcada pela área sombreada.

Figura 30 - Curvas S_{11} e S_{21} versus frequência para o guia SIW equivalente ao guia de ondas padrão WR90 considerando transformador de um quarto de onda.

Fonte – Próprio autor.

A perda por inserção na banda de operação de 8,20 a 12,44 GHz ficou entre $-0,723$ e $-3,720$ dB. Importante ressaltar que o valor de $-3,720$ dB está no limite superior da faixa de operação.

Os resultados da simulação eletromagnética previram bom desempenho para o transformador de um quarto de comprimento de onda. No entanto, os resultados experimentais apresentaram perda de retorno menor ou igual a -10 dB somente na metade inferior da banda de operação desse guia de ondas. Este desvio entre resultados simulados e experimentais foi superior ao observado quando o mesmo guia de ondas foi conectado aos acessos em linhas de microfita via *tapers*.

A impedância do guia SIW varia com a frequência de operação e tanto o transformador de $\lambda/4$ como a linha do tipo *taper* não são capazes de efetuar o casamento de impedâncias entre o guia SIW e a linha de microfita em banda larga. Analisando os resultados simulados e experimentais do guia SIW para banda X, verificou-se que o *taper* apresentou resultados superiores que o transformador de $\lambda/4$. No entanto, tanto o transformador de $\lambda/4$ como a transição *taper* são soluções de fácil fabricação, que podem ser otimizadas para atender às especificações de banda de passagem em diversas aplicações de circuitos SIW.

4.2 FILTROS PASSA-FAIXA EM TECNOLOGIA SIW

Nesta seção são apresentados dois filtros passa-faixa em tecnologia SIW, operando na banda X. A resposta em frequência do tipo passa-faixa é obtida inserindo-se postes indutivos no interior do guia de ondas SIW, que atuam como íris de acoplamento. Esses postes são vias metálicas que interligam as faces inferior e superior do guia de ondas SIW, sendo que seu diâmetro e posição no interior do guia de ondas são os parâmetros a serem determinados no projeto do filtro.

Os dois filtros passa-faixa projetados empregam o guia de ondas SIW equivalente ao guia retangular padrão WR90 utilizando transição do tipo *taper*, do item 4.1.2.

O primeiro filtro foi projetado para operar na frequência central de 10,61 GHz, com banda de 0,80 GHz e emprega uma estrutura SIW de três cavidades ressonantes. O projeto do segundo filtro passa-faixa considerou a mesma frequência central de 10,61 GHz, mas uma banda de 1,60 GHz e uma estrutura SIW de cinco cavidades ressonantes.

É importante ressaltar que os filtros passa-faixa em tecnologia SIW projetados irão operar no modo fundamental, ou seja, modo TE_{10} .

São apresentados resultados obtidos por simulação eletromagnética computacional utilizando o software HFSS e resultados obtidos experimentalmente.

4.2.1 Projeto de filtro passa-faixa SIW de terceira ordem

Nessa seção é apresentado o projeto de um filtro passa-faixa de três cavidades ressonantes para operar na banda X em tecnologia SIW.

Como etapa inicial, foram definidas as especificações de projeto, apresentadas na Tabela 7.

Tabela 7 - Especificações do filtro SIW de terceira ordem.

Tipo do filtro passa-faixa	Chebyshev
Frequência central	$f_0 = 10,61 \text{ GHz}$
Banda passante	$BW = 0,80 \text{ GHz}$
Número de cavidades	$n = 3$
Ondulação na faixa de passagem	$ripple = 0,10 \text{ dB}$

Fonte – Próprio autor.

A Figura 31 apresenta o leiaute do filtro desenvolvido, destacando as dimensões geométricas a serem projetadas. A topologia adotada empregou postes indutivos, os quais atuam de forma similar à de íris de acoplamento entre as cavidades ressonantes em guias de ondas retangulares.

Figura 31 - Leiaute do filtro SIW de três cavidades ressonantes.

Fonte – Próprio autor.

A largura do guia SIW, bem como o diâmetro e espaçamento dos furos metalizados que constituem suas paredes laterais foram determinados no item 4.1.2, que descreve o guia SIW projetado com características equivalentes às do guia de ondas retangular padrão WR90.

Os parâmetros a serem determinados são as distâncias l_{k1} , l_{k2} e l_{k3} que definem o comprimento das cavidades ressonantes e as distâncias l_{d1} , l_{d2} , l_{d3} e l_{d4} referentes às posições dos postes metalizados na interface entre as cavidades ressonantes, que correspondem à abertura de cada íris de acoplamento.

Para cálculo dos valores de l_{k_1} , l_{k_2} e l_{k_3} utilizou-se o procedimento de projeto de filtros passa-faixa empregando guias de ondas retangulares apresentado por Matthaei, Young e Jones³⁵, que permite determinar o comprimento físico das cavidades ressonantes que constituem o filtro.

As dimensões geométricas l_{k_i} das cavidades ressonantes podem ser obtidas por meio das eq.(97)-(101).

$$l_{k_i} = \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \left\{ \pi - \frac{1}{2} \left[\arctg \left(2 \frac{X_{j-1,j}}{Z_0} \right) + \arctg \left(2 \frac{X_{j,j+1}}{Z_0} \right) \right] \right\} \quad (97)$$

$$\frac{X_{j,j+1}}{Z_0} = \frac{\frac{K_{j,j+1}}{Z_0}}{1 - \left(\frac{K_{i,i+1}}{Z_0} \right)^2} \quad (98)$$

$$\frac{K_{i,i+1}}{Z_0} = \frac{\pi \omega_\lambda}{2 \omega_1} \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad (99)$$

$$\frac{K_{0,1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{\omega_\lambda}{\omega_1 g_0 g_1}} \quad (100)$$

$$\omega_\lambda = \frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g0}} \quad (101)$$

Onde

$X_{j,j+1}$ é a impedância de índice j .

$K_{j,j+1}$ é o inversor de impedância de índice j .

g_j é o valor do elemento j da tabela de coeficientes de Chebyshev³⁵.

ω_λ é a largura de banda fracional.

λ_{g1} e λ_{g2} são os comprimentos de onda guiados nas frequências f_1 e f_2 , limites inferior e superior da faixa de passagem.

λ_{g0} é o comprimento de onda guiado na frequência central da banda passante.

As dimensões geométricas l_{d_i} , que correspondem às aberturas das íris de acoplamento entre as cavidades ressonantes, podem ser obtidas graficamente a partir das curvas apresentadas nas Figura 32 (a) e Figura 32 (b) para íris de espessura desprezível³⁵.

Figura 32 - Gráfico para da largura da janela indutiva: (a) l_{d1}/a_{eff} de 0 a 0,5 e (b) l_{d1}/a_{eff} de 0,5 a 1,0.

(a)

(b)

Fonte - Matthaei, Young e Jones³⁵.

Considerando as especificações de projeto e aplicando-as nas eq.(97)-(101) e utilizando-se curvas das Figura 32 (a) e Figura 32 (b), é possível obter as dimensões geométricas das três cavidades ressonantes do filtro passa-faixa em tecnologia SIW. A largura das cavidades ressonantes e a abertura das janelas indutivas destacadas na Figura 31 são fornecidas na Tabela 8.

Tabela 8 - Dimensões geométricas das três cavidades ressonantes do filtro passa-faixa.

Cavidade 1		
l_{d1} (mm)	l_{k1} (mm)	l_{d2} (mm)
9,00	9,70	6,70
Cavidade 2		
l_{d2} (mm)	l_{k2} (mm)	l_{d3} (mm)
6,70	10,75	6,70
Cavidade 3		
l_{d3} (mm)	l_{k3} (mm)	l_{d4} (mm)
6,70	9,70	9,00

Fonte – Próprio autor.

O diâmetro dos furos metalizados usados para função de janelas indutivas foi otimizado por meio de simulação eletromagnética computacional, resultando em fixado em $d_f = 0,8 \text{ mm}$. Os furos metalizados de diâmetro d_f no interior do guia SIW substituem as paredes metálicas contínuas que delimitam as cavidades ressonantes em guias retangulares, atuando como postes indutivos, conforme exposto por Matthaei, Young e Jones³⁵. O fato de se utilizar vias metalizadas no interior guias de ondas SIW exige uma etapa de otimização dos valores obtidos das curvas da Figura 32, desenvolvidas para guias de ondas retangulares.

As dimensões l_a e l_b são iguais de tal modo que as cavidades ressonantes fiquem centralizadas no interior do guia SIW, tendo-se adotado o valor de 12 mm para as mesmas.

As dimensões l_{d1} , l_{d2} , l_{d3} e l_{d4} exibidas na Tabela 8 foram otimizadas em relação aos valores originais para fornecer perdas por inserção e de retorno reduzidas. A otimização produziu um ligeiro aumento nessas dimensões, de modo a compensar o efeito da dimensão finita dos furos usados para formar a janela indutiva.

A Figura 33 ilustra o filtro passa-faixa projetado e simulado no software HFSS.

Figura 33 - Filtro passa-faixa de três cavidades ressonantes projetado.

Fonte – Próprio autor.

A Figura 34 ilustra a distribuição de campo elétrico para o filtro passa-faixa de três cavidades ressonantes na frequência de 10,61 GHz.

Figura 34 - Distribuição de campo elétrico do filtro passa-faixa de três cavidades ressonantes na frequência de 10,61 GHz.

Fonte – Próprio autor.

A Figura 35 apresenta a fotografia do filtro passa-faixa de três cavidades ressonantes fabricado.

Figura 35 - Foto do filtro passa-faixa de três cavidades ressonantes fabricado.

Fonte – Próprio autor.

A Figura 36 ilustra uma comparação entre os resultados obtidos por meio de simulação eletromagnética computacional utilizando o software HFSS e resultados experimentais.

Figura 36 - Curvas S_{11} e S_{21} versus frequência para o filtro passa-faixa de três cavidades ressonantes em tecnologia SIW.

Fonte – Próprio autor.

Os resultados obtidos para o projeto do filtro passa-faixa de três cavidades demonstram resposta em frequência tipo passa-faixa e boa concordância com a faixa de passagem projetada.

É possível verificar que a frequência central de $10,61\text{ GHz}$ foi deslocada ligeiramente para $10,70\text{ GHz}$ e a banda passante obtida ficou próxima do valor especificado. A perda por inserção ficou em torno de $1,5\text{ dB}$, sendo o valor previsto pelas simulações era de $1,0\text{ dB}$. A perda de retorno ficou abaixo de -10 dB em quase toda faixa da banda passante, exceto entre $10,8\text{ GHz}$ e $11,0\text{ GHz}$, na qual teve valor máximo de $-9,0\text{ dB}$.

Os resultados demonstram que a teoria de filtros desenvolvida para guias de ondas retangulares pode ser aplicada na tecnologia SIW, apresentando bons resultados.

A montagem, considerando soldagem dos pinos metálicos e dos conectores, pode ser a responsável pela degradação observada na perda de retorno, sendo de interesse construir este filtro usando uma tecnologia com furos metalizados, e acomodá-lo em caixa metálica com uma montagem de conectores adequada na banda X.

Apesar das imperfeições de montagem, o protótipo do filtro apresentou bons resultados experimentais em relação aos resultados obtidos por simulação eletromagnética.

4.2.2 Projeto de filtro passa-faixa SIW de quinta ordem

Nessa seção é apresentado o projeto de um filtro passa-faixa de cinco cavidades ressonantes para operar na banda X fazendo uso da tecnologia SIW.

O intuito desse projeto é demonstrar o efeito do aumento do número de cavidades ressonantes em um filtro passa-faixa que utiliza a tecnologia de guia de ondas retangulares. Para este, espera-se obter maior rejeição em frequência fora da banda de passagem do filtro. Procurou-se também projetar o filtro SIW com uma largura de banda maior que o projeto do item 4.2.1, a fim de explorar as potencialidades dessa estrutura.

Como etapa inicial, foram definidas as especificações de projeto, apresentadas na Tabela 9.

Tabela 9 - Especificações do filtro SIW de 5ª ordem.

Tipo do filtro passa-faixa	Chebyshev
Frequência central	$f_0 = 10,61 \text{ GHz}$
Banda passante	$BW = 1,60 \text{ GHz}$
Número de cavidades	$n = 5$
Ondulação na faixa de passagem	$ripple = 0,10 \text{ dB}$

Fonte – Próprio autor.

De acordo com as especificações de projeto citadas acima, a teoria de filtros passa-faixa desenvolvida na tecnologia dos guias de ondas retangulares apresentada por Matthaei, Young e Jones³⁵ será novamente aplicada para determinar o tamanho físico das cavidades ressonantes dentro do guia de ondas SIW. As dimensões geométricas a serem determinadas são ilustradas na Figura 37.

Figura 37 - Leiaute do filtro SIW de cinco cavidades ressonantes.

Fonte – Próprio autor.

Considerando as especificações de projeto e aplicando-as nas eq.(97)-(101) e nas Figura 32 (a) e Figura 32 (b), é possível obter as dimensões geométricas das cinco cavidades ressonantes do filtro passa-faixa em tecnologia SIW. As dimensões geométricas das cavidades ressonantes são fornecidas na Tabela 10 conforme a Figura 37.

Tabela 10 - Dimensões geométricas das cinco cavidades ressonantes do filtro passa-faixa.

Cavidade 1		
l_{d1} (mm)	l_{k1} (mm)	l_{d2} (mm)
10,00	10,00	8,00
Cavidade 2		
l_{d2} (mm)	l_{k2} (mm)	l_{d3} (mm)
8,00	11,00	7,50
Cavidade 3		
l_{d3} (mm)	l_{k3} (mm)	l_{d4} (mm)
7,50	11,20	7,50
Cavidade 4		
l_{d4} (mm)	l_{k4} (mm)	l_{d5} (mm)
7,50	11,00	8,00
Cavidade 5		
l_{d5} (mm)	l_{k5} (mm)	l_{d6} (mm)
8,00	10,00	10,00

Fonte – Próprio autor.

Todas as cinco cavidades possuem furos metalizados com diâmetro $d_f = 1,0 \text{ mm}$, mesmo valor de diâmetro das paredes laterais do guia SIW. Os furos metalizados de diâmetro d_f no interior do guia SIW substituem as paredes metálicas contínuas que delimitam as cavidades ressonantes, atuando como postes indutivos, conforme exposto por Matthaei, Young e Jones³⁵.

As dimensões l_a e l_b são determinadas de tal modo que as cavidades ressonantes fiquem centralizadas no interior do guia SIW, as duas dimensões possuem o valor de 7 mm .

As dimensões l_{d1} , l_{d2} , l_{d3} , l_{d4} , l_{d5} e l_{d6} exibidas na Tabela 10 foram otimizadas em relação aos valores originais para fornecer perdas por inserção e retorno reduzidas. . A otimização produziu um ligeiro aumento nessas dimensões, de modo a compensar o efeito da dimensão finita dos furos usados para formar a janela indutiva.

A Figura 38 ilustra o filtro passa-faixa projetado e simulado HFSS.

Figura 38 - Filtro passa-faixa de cinco cavidades projetado.

Fonte – Próprio autor.

A Figura 39 ilustra a distribuição de campo elétrico para o filtro passa-faixa de cinco cavidades ressonantes na frequência central de 10,61 GHz.

Figura 39 - Distribuição de campo elétrico para o filtro passa-faixa de cinco cavidades ressonantes na frequência de 10,61 GHz.

Fonte – Próprio autor.

A Figura 40 (a) e a Figura 40 (b) apresentam a fotografia do filtro passa-faixa fabricado de cinco cavidades. A Figura 40 (a) ilustra a vista superior da estrutura e a Figura 40 (b) ilustra a vista inferior que constitui o plano de terra das linhas de microfitas.

Figura 40 - Foto do filtro passa-faixa de cinco cavidades ressonantes fabricado.

(a)

(b)

Fonte – Próprio autor.

A Figura 41 apresenta uma comparação entre os resultados obtidos por meio de simulação eletromagnética computacional utilizando o software HFSS e resultados experimentais.

Figura 41 - Curvas S_{11} e S_{21} versus frequência para o filtro passa-faixa de cinco cavidades ressonantes em tecnologia SIW.

Fonte – Próprio autor.

Os resultados obtidos para o projeto do filtro passa-faixa de cinco cavidades demonstram boa concordância entre resultados simulados e experimentais.

É possível verificar que a frequência central de $10,61\text{ GHz}$ foi deslocada para $10,45\text{ GHz}$, tanto na simulação como nas medidas, e a banda passante obtida ficou próxima do valor estipulado nas especificações. A perda de retorno ficou abaixo de -14 dB em toda faixa da banda passante e a perda por inserção ficou em torno de $1,5\text{ dB}$.

O filtro de cinco cavidades ressonantes mostrou-se mais seletivo que o de três cavidades ressonantes, como esperado teoricamente. Na faixa de frequência de rejeição inferior, a declividade da resposta em frequência do filtro de terceira ordem foi de 24 dB/GHz , enquanto que no filtro de quinta ordem obteve-se declividade de 52 dB/GHz .

Os resultados demonstram que a teoria de filtros desenvolvida para guias de ondas retangulares metálicos pode ser aplicada na tecnologia SIW, apresentando bons resultados, exigindo no entanto otimização computacional.

5 ANÁLISE DE SENSIBILIDADE

Nessa seção é realizada uma análise para verificar a sensibilidade do guia de ondas SIW ao processo de fabricação.

Durante o processo de fabricação de circuitos, os mesmos estão sujeitos a imprecisões impostas pelas máquinas responsáveis pela confecção, causando pequenas diferenças em relação ao leiaute original. Essas diferenças de leiaute causadas pelo processo de fabricação geram resultados experimentais diferentes dos resultados originais obtidos por simulação eletromagnética computacional.

Com o intuito de evitar perdas de material e tempo na fabricação de futuros circuitos que não atenderão as especificações de projeto, é importante realizar uma análise de sensibilidade da resposta em frequência ao processo de fabricação.

Para os guias de ondas fabricados em tecnologia SIW, existem três importantes parâmetros de projeto que definem a frequência de corte e com isso o funcionamento do circuito. Esses parâmetros são: diâmetro d dos furos metalizados, espaçamento periódico p entre dois furos metalizados consecutivos e a distância a entre as duas filas de furos metalizados que equivalem às paredes laterais dos tradicionais guias de ondas retangulares, conforme exposto na seção 2.3. Esses três parâmetros, se alterados além de um limite máximo permitido, podem degradar o desempenho do circuito, alterando a resposta em frequência a ponto de não obedecer às especificações de projeto.

Para a realização da análise de sensibilidade nessa seção, será considerado o projeto do guia SIW equivalente ao guia de ondas retangular padrão WR90 utilizando transição do tipo *taper* e do filtro passa-faixa de cinco cavidades ressonantes. A realização da análise de sensibilidade será feita por meio de simulação eletromagnética computacional no HFSS.

As simulações eletromagnéticas a serem realizadas são longas, de modo que se tornou inviável realizar uma análise exaustiva de sensibilidade, considerando a variação simultânea dos parâmetros afetados por desvios de fabricação. Por isso, optou-se por analisar o efeito de cada parâmetro separadamente, considerando-se seus valores máximos e mínimos.

5.1 ANÁLISE DE SENSIBILIDADE DO GUIA SIW EQUIVALENTE AO GUIA RETANGULAR PADRÃO WR90 UTILIZANDO TRANSIÇÃO DO TIPO *TAPER*

A resposta em frequência do guia SIW do item 4.1.2 foi avaliada considerando-se individualmente sua sensibilidade em relação à variação do diâmetro d dos furos metalizados, do espaçamento periódico p entre dois furos metalizados consecutivos e do espaçamento a entre as duas filas de furos metalizados.

5.1.1 Análise de sensibilidade - diâmetro do furo metalizado

De acordo com as eq.(65)-(66), a frequência de corte para o modo TE_{10} e modo TE_{20} é função do diâmetro do furo metalizado, portanto, havendo variações nesse parâmetro, há variações na frequência de corte de ambos os modos, variação na banda de operação e variação nas perdas de retorno e perdas por inserção.

O projeto do guia SIW equivalente ao guia de ondas padrão WR90 utilizando transição do tipo *taper* possui diâmetro de furo metalizado $d = 1,0 \text{ mm}$. Para a realização dessa análise de sensibilidade, será considerada uma variação de $\pm 0,1 \text{ mm}$ em torno do valor original, portanto, o diâmetro d assumirá três diferentes valores: $d = 0,9 \text{ mm}$, $d = 1,0 \text{ mm}$ e $d = 1,1 \text{ mm}$.

As Figura 42 e Figura 43 apresentam as perdas por inserção e perdas de retorno simuladas, respectivamente, para os três valores de d considerados. A área cinza ilustra a banda de operação.

Figura 42 - S_{21} versus frequência para furos metalizados com diâmetro de 0,9 mm, 1,0 mm e 1,1 mm.

Fonte – Próprio autor.

Figura 43 - S_{11} versus frequência para furos metalizados com diâmetro de 0,9 mm, 1,0 mm e 1,1 mm.

Fonte – Próprio autor.

De acordo com a Figura 42 e a Figura 43, a variação de $\pm 0,1$ mm em torno do valor original do diâmetro do furo metalizado afetou pouco os parâmetros S dentro

da banda de operação indicada pela área cinza. S_{11} continua melhor que 10 dB e S_{21} não mostrou diferenças significativas dentro da banda de operação.

A diminuição do diâmetro do furo metalizado em $0,1\text{ mm}$ causou um deslocamento da curva de resposta em frequência para esquerda, ocasionando redução de em 40 MHz na frequência de corte, de acordo com a curva vermelha.

O aumento do diâmetro do furo metalizado em $0,1\text{ mm}$ causou um deslocamento de na curva de resposta em frequência para direita, aumentando a frequência de corte em 40 MHz , como mostra a curva verde.

Esses resultados estão coerentes, pois o efeito é similar ao aumento ou diminuição da largura a em um guia de ondas retangular convencional, no qual a é inversamente proporcional a frequência de corte.

O deslocamento em frequência de 40 MHz representa uma variação de apenas $0,94\%$ na banda de operação de $4,24\text{ GHz}$ indicada pela eq.(102). Portanto, pode-se concluir que uma variação de $\pm 0,1\text{ mm}$ no diâmetro do furo metalizado durante o processo de fabricação pouco afeta a resposta final do circuito.

5.1.2 Análise de sensibilidade - espaçamento periódico entre dois furos metalizados consecutivos

De acordo com as eq.(65)-(66), a frequência de corte para o modo TE_{10} e modo TE_{20} é função do espaçamento periódico entre dois furos metalizados consecutivos, portanto, havendo variações nesse parâmetro, há variações na frequência de corte de ambos os modos, variação na banda de operação e variação nas perdas de retorno e perdas por inserção.

O projeto do guia SIW de equivalente ao guia de ondas padrão WR90 utilizando transição do tipo *taper* possui espaçamento periódico $p = 2,54\text{ mm}$. Para a realização dessa análise de sensibilidade, será considerada uma variação de $\pm 0,2\text{ mm}$ em torno do valor original, portanto, o diâmetro p assumirá três diferentes valores: $p = 2,34\text{ mm}$, $p = 2,54\text{ mm}$ e $p = 2,74\text{ mm}$.

A Figura 44 e a Figura 45 ilustram as perdas por inserção e perdas de retorno, respectivamente simuladas, para os três espaçamentos entre furos consecutivos considerados. A área cinza ilustra a banda de operação.

Figura 44 - S_{21} versus frequência para espaçamentos periódico entre furos de 2,34 mm, 2,54 mm e 2,74 mm.

Fonte – Próprio autor.

Figura 45 - S_{11} versus frequência para espaçamentos periódico entre furos de 2,34 mm, 2,54 mm e 2,74 mm.

Fonte – Próprio autor.

De acordo com a Figura 44 e a Figura 45, a variação de $\pm 0,2 \text{ mm}$ em torno do valor original do parâmetro p afetou pouco os parâmetros S dentro da banda de operação indicada pela área cinza. S_{11} continua melhor que 10 dB e S_{21} não mostrou diferenças significativas dentro da banda de operação.

A diminuição do espaçamento periódico p em $0,2 \text{ mm}$ causou um deslocamento de resposta em frequência para esquerda em 40 MHz , de acordo com a curva vermelha. Este deslocamento representa uma variação de apenas $0,94 \%$ na banda de operação de $4,24 \text{ GHz}$.

O aumento do espaçamento periódico p em $0,2 \text{ mm}$ causou um deslocamento de da resposta em frequência para esquerda em 130 MHz , de acordo com a curva verde. Este deslocamento representa uma variação de apenas $3,07 \%$ na banda de operação de $4,24 \text{ GHz}$.

Portanto, pode-se concluir que uma variação de $\pm 0,2 \text{ mm}$ no parâmetro p durante o processo de fabricação pouco afeta a resposta final do circuito.

5.1.3 Análise de sensibilidade - distância entre as duas fileiras de furos metalizados

De acordo com as eq.(65)-(66), as frequências de corte dos modos TE_{10} e TE_{20} são funções da distância entre as duas fileiras de furos metalizados, portanto, havendo variações nesse parâmetro, há variações na frequência de corte de ambos os modos, variação na banda de operação e variação nas perdas de retorno e perdas por inserção.

O projeto do guia SIW equivalente ao guia de ondas retangular padrão WR90 utilizando transição do tipo *taper* possui distância entre as duas fileiras de furos metalizados $a = 15,83 \text{ mm}$. Para a realização dessa análise de sensibilidade, será considerada uma variação de $\pm 0,2 \text{ mm}$ em torno do valor original, portanto, a distância a assumirá três diferentes valores: $a = 15,63 \text{ mm}$, $a = 15,83 \text{ mm}$ e $a = 16,03 \text{ mm}$.

A Figura 46 e a Figura 47 ilustram as perdas por inserção e perdas de retorno simuladas, respectivamente, para os valores de distância entre fileiras de furo consideradas. A área cinza ilustra a banda de operação.

Figura 46 - S_{21} versus frequência para distância entre as duas fileiras de furos metalizados de 15,63 mm, 15,83 mm e 16,03 mm.

Fonte – Próprio autor.

Figura 47 - S_{11} versus frequência para distância entre as duas fileiras de furos metalizados de 15,63 mm, 15,83 mm e 16,03 mm.

Fonte – Próprio autor.

De acordo com a Figura 46 e a Figura 47, a variação de $\pm 0,2 \text{ mm}$ em torno do valor original do parâmetro a afetou pouco os parâmetros S , S_{11} continua melhor que 10 dB em toda a banda de operação indicada pela área cinza e S_{21} não mostrou diferenças significativas dentro da banda de operação.

A diminuição da distância entre fileiras a em $0,2 \text{ mm}$ causou um deslocamento de resposta em frequência para direita em 70 MHz , de acordo com a curva vermelha.

O aumento da distância entre fileiras a em $0,2 \text{ mm}$ causou um deslocamento de resposta em frequência para esquerda em 70 MHz , de acordo com a curva verde.

Esses resultados estão coerentes, pois de acordo com as eq.(65)-(66), a largura efetiva para os modos TE_{10} e TE_{20} é diretamente proporcional à distância entre fileiras a e a frequência de corte para os modos TE_{10} e TE_{20} é inversamente proporcional à largura efetiva.

O deslocamento em frequência de 70 MHz representa uma variação de $1,65 \%$ na banda de operação de $4,24 \text{ GHz}$.

Considerando-se os resultados apresentados nos itens 5.1.1, 5.1.2 e 5.1.3, pode-se concluir que o guia de ondas fabricado em tecnologia SIW não é fortemente afetado por pequenas variações em suas dimensões impostas pelo processo de fabricação.

No entanto, é importante observar o funcionamento do circuito dentro da banda de operação indicada pela área destacada em cinza nas figuras do item 5.1. Para as três análises de sensibilidade propostas, as perdas por inserção praticamente não foram alteradas e as perdas de retorno ficaram melhores que 10 dB em toda a banda de operação.

5.2 ANÁLISE DE SENSIBILIDADE DO FILTRO PASSA-FAIXA SIW DE QUINTA ORDEM

Para análise da sensibilidade do filtro passa-faixa em relação a desvios característicos do processo de fabricação, considerou-se independentemente o efeito de variações no comprimento das cavidades ressonantes – l_{k_1} a l_{k_5} , e na abertura das janelas indutivas – l_{d_1} a l_{d_6} .

5.2.1 Análise de sensibilidade - comprimento das cavidades ressonantes

Os comprimentos l_{k_i} das cavidades ressonantes do filtro passa-faixa são obtidos por meio das eq.(97)-(101) e dos gráficos das Figura 32 (a) e Figura 32 (b).

As variações de leiaute devido ao processo de fabricação causam diferenças nos comprimentos originais l_{k_i} das cavidades ressonantes, afetando a banda de passagem, frequência central e rejeição em frequência fora da banda de passagem, conforme estipulado nas especificações de projeto do filtro passa-faixa.

Os comprimentos l_{k_i} das cavidades ressonantes do filtro passa-faixa de quinta ordem são apresentados na Tabela 10. Para a realização dessa análise de sensibilidade, será considerada uma variação de $\pm 0,2 \text{ mm}$ em torno de todos os valores originais dos comprimentos l_{k_i} .

A Figura 48 e Figura 49 apresentam as perdas por inserção e perdas de retorno simuladas, respectivamente, para as variações dos valores de l_{k_i} considerados. A área cinza ilustra a banda de passagem.

Figura 48 – S_{21} versus frequência para uma variação de $\pm 0,2 \text{ mm}$ em torno de todos os valores originais dos comprimentos l_{k_i} .

Fonte – Próprio autor.

Figura 49 - S_{21} versus frequência para uma variação de $\pm 0,2 \text{ mm}$ em torno de todos os valores originais dos comprimentos l_{d_i} .

Fonte – Próprio autor.

De acordo com a Figura 48 e Figura 49, a variação de $\pm 0,2 \text{ mm}$ em torno de todos os valores originais dos comprimentos l_{k_i} afetou o desempenho do filtro, ocasionando o deslocamento de sua frequência central e variação da banda de passagem.

A diminuição dos comprimentos das cavidades ressonantes causou aumento da banda de passagem e da frequência central em relação ao projeto original do filtro.

O aumento dos comprimentos das cavidades ressonantes causou uma redução da banda de passagem e da frequência central do filtro.

De acordo com os resultados apresentados, pode-se concluir que variações de $\pm 0,2 \text{ mm}$ nos comprimentos das cavidades ressoantes do filtro passa-faixa em tecnologia SIW, que podem ocorrer durante o processo de fabricação, precisam ser consideradas na fase de projeto, de modo a garantir que o filtro atenda às especificações no caso de desvios dimensionais na sua construção.

5.2.2 Análise de sensibilidade - abertura das janelas indutivas

As aberturas l_{d_i} das cavidades ressonantes do filtro passa-faixa são obtidas por meio das eq.(97)-(101) e dos gráficos das Figura 32 (a) e Figura 32 (b).

As variações de leiaute devido ao processo de fabricação causam diferenças nos valores originais l_{d_i} das cavidades ressonantes, afetando a banda de passagem, frequência central e rejeição em frequência fora da banda de passagem, conforme estipulado nas especificações de projeto do filtro passa-faixa.

As aberturas l_{d_i} das cavidades ressonantes do filtro passa-faixa de quinta ordem são apresentadas na Tabela 10. Para a realização dessa análise de sensibilidade, será considerada uma variação de $\pm 0,2 \text{ mm}$ em torno de todos os valores originais das aberturas l_{d_i} .

A Figura 50 e Figura 51 apresentam as perdas por inserção e perdas de retorno simuladas, respectivamente, para as variações dos valores de l_{d_i} considerados. A área cinza ilustra a banda de passagem.

Figura 50 - S_{21} versus frequência para uma variação de $\pm 0,2 \text{ mm}$ em torno de todos os valores originais dos comprimentos l_{d_i} .

Fonte – Próprio autor.

Figura 51 - S_{11} versus frequência para uma variação de $\pm 0,2$ mm em torno de todos os valores originais dos comprimentos l_{di} .

Fonte – Próprio autor.

De acordo com a Figura 50 e Figura 51, a variação de $\pm 0,2$ mm em torno de todos os valores originais das aberturas l_{di} afetou pouco os parâmetros S dentro da banda de passagem indicada pela área cinza. S_{11} continua melhor que -14 dB e S_{21} apresentou pequenas diferenças em relação a seu valor original da banda de passagem destaca em cinza.

A diminuição das aberturas das janelas indutivas de acoplamento entre as cavidades ressonantes causou uma redução da banda de passagem original, de acordo com a curva vermelha.

O aumento das aberturas das janelas indutivas de acoplamento causou um aumento da banda de passagem original, de acordo com a curva verde.

Considerando-se os resultados apresentados nos itens 5.2.1 e 5.2.2, pode-se concluir que o filtro passa-faixa fabricado em tecnologia SIW é afetado por variações da ordem de $\pm 0,2$ mm em suas dimensões, características do processo de fabricação por microfresagem mecânica utilizado neste trabalho.

Dessa forma é recomendável realizar análise de sensibilidade do circuito às variações de suas dimensionais típicas do processo de fabricação a ser utilizado. O resultado dessa análise deve indicar se há necessidade de reprojetar o filtro ou de usar processo de fabricação de maior precisão.

6 CONCLUSÕES

6.1 CONCLUSÕES

Este trabalho de pesquisa apresentou um estudo detalhado sobre a tecnologia de guia de ondas integrado ao substrato, abrangendo aspectos teóricos, de projeto e de fabricação de guias SIW e de filtros passa-faixa SIW.

Foram realizados estudos a partir da pesquisa bibliográfica, apresentando-se as equações básicas de projeto de guias de ondas SIW, apoiadas na teoria de guia de ondas retangular. Foram discutidos os critérios de projeto de guias SIW, destacando-se as condições a serem respeitadas de modo a garantir a operação da estrutura com propagação de modos TE e características elétricas similares às de guias de onda retangulares.

Foi estabelecido um método de fabricação para circuitos SIW, empregando laminados de alta frequência, microfresagem a laser ou mecânica e furos metalizados por meio de soldagem de pinos metálicos inseridos no substrato.

Guias SIW operando nas bandas S e X foram projetados visando operação nas faixas de frequência recomendadas para os guias de ondas retangulares WR340 e WR90. Foram projetados circuitos para integrar o guia SIW a linha de microfita, utilizando linhas de transmissão cônicas ou *tapers* e transformadores de um quarto de comprimento de onda. Protótipos desses guias SIW foram fabricados e caracterizados. Os resultados experimentais permitiram validar o procedimento de projeto e de fabricação utilizados. Os guias de ondas empregando linhas *taper* para integrar o guia SIW á linhas de microfita resultou em banda mais larga que o transformador de uma seção de um quarto de comprimento de onda, propiciando um casamento de impedância em banda larga para a impedância do guia SIW que é dependente de frequência. No entanto, o projeto da linha *taper* depende da realização de etapas de otimização eletromagnética computacional.

A experiência adquirida no projeto dos guias SIW foi aplicada ao desenvolvimento de filtros passa-faixa operando na banda X. Aplicou-se teoria de filtros em guia de ondas retangular com postes indutivos para desenvolver dois filtros centrados em 10,6 GHz, com bandas de 7,5% e 15,0%.

Explorou-se o método de projeto, empregando-se 3 cavidades para o filtro de banda mais estreita e cinco cavidades para o filtro de banda mais larga. Os filtros projetados foram otimizados computacionalmente de modo a considerar as diferenças entre guias SIW e guias de ondas retangulares e os efeitos da integração do guia com linhas de microfitas.

Os filtros foram fabricados e caracterizados apresentando boa concordância entre resultados simulados e experimentais. A perda de retorno apresentou degradação em relação aos resultados simulados, mas manteve-se abaixo de $-10,0\text{ dB}$ praticamente em toda a faixa de frequência. Este efeito é observado em outros trabalhos da literatura e pode estar relacionado à soldagem imperfeita dos pinos metálicos que formam os furos metalizados e à montagem simplificada dos conectores que foram diretamente soldados ao substrato dos filtros SIW.

Com o intuito de validar o processo de fabricação e estudar os efeitos de desvio nas dimensões do circuito SIW projetado que podem ocorrer durante a confecção dos circuitos, foi realizada uma análise de sensibilidade ao processo de fabricação. A análise de resultados de simulação computacional indicou que o guia SIW não é fortemente afetado pelas variações características do processo de fabricação por microfresagem. A análise de sensibilidade foi estendida para o filtro passa-faixa com cinco cavidades ressonantes, tendo indicado potencial redução na banda de passagem devido à variação da posição dos postes indutivos que o compõe.

O conjunto das atividades realizadas permitiu adquirir conhecimentos teóricos, capacitação em projeto de circuitos SIW e estabelecer processos de fabricação de protótipos experimentais, constituindo uma base sólida para futuras pesquisas nessa área.

6.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

O estudo sobre a tecnologia SIW é bastante amplo e permite a realização de futuros trabalhos para ampliar o conhecimento já existente.

Como primeira sugestão para futuros trabalhos, pode-se propor e estudar novas transições que conectam as estruturas desenvolvidas em tecnologia SIW com linhas de transmissão de microfita.

Como segunda sugestão para futuros trabalhos, pode-se estudar e propor novos modelos para as perdas por condução nos postes metálicos que conectam a face superior com o plano de terra. Atualmente estão sendo consideradas como aproximação as perdas por condução das paredes laterais dos tradicionais guias de ondas retangulares.

Como terceira e última sugestão para futuros trabalhos, propor o desenvolvimento de estruturas em tecnologia SIW para operarem em frequências de ondas milimétricas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- 1 CHEN, X. P.; WU, K. Substrate Integrated Waveguide Filter. **IEEE Microwave Magazine**, v. 15, n. 5, 9p, 2014.
- 2 CASSIVI, Y. et al. Dispersion Characteristics of Substrate Integrated Rectangular Waveguides. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, v. 12, n. 9, 3p, 2002.
- 3 SHAHVIRDI, T.; BANAI, A. Applying Contour Integral Method for Analysis of Substrate Integrated Waveguide Filters. **Mediterranean Microwave Symposium**, 4p, 2010.
- 4 DESLANDES, D.; WU, K. Accurate Modeling, Wave Mechanisms, and Design Considerations of a Substrate Integrated Waveguide. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 54, n. 6, 11p, 2006.
- 5 XU, F.; WU, K. Guided-Wave and Leakage Characteristics of Substrate Integrated Waveguide. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 53, n. 1, 8p, 2005.
- 6 BOZZI, M.; PERREGRINI, L.; WU, K. Modeling of Conductor, Dielectric, and Radiation Losses in Substrate Integrated Waveguide by the Boundary Integral-Resonant Mode Expansion Method. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 56, n. 12, 9p, 2008.
- 7 LU, K. An Efficient Method for Analysis of Arbitrary Nonuniform Transmission Lines. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 45, n. 1, 6p, 1997.
- 8 POZAR, D. M. **Microwave engineering**. 3 ed. New York: John Wiley, 2005. 700p.
- 9 RAMO, S.; WHINNERY, J.R.; VAN DUZER, T. **Fields and waves in communication electronics**. 3. ed. New York: John Wiley, 1994. 844p.
- 10 SADIKU, M. N. O. **Numerical Techniques in Electromagnetics**. 2. ed. Boca Raton: CRC Press, 2001.
- 11 WU, X. H.; KISHK, A. A. **Analysis and Design of Substrate Integrated Waveguide Using Efficient 2D Hybrid Method**. City: s.l.: Morgan & Claypool. 2010.
- 12 BOZZI, M.; GEORGIADIS, A.; WU, Ke. **Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas**. *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, v. 5, n. 8, 12p, 2011.

- 13 DESLANDES, D. Design Equations for Tapered Microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide Transitions. **IEEE International Microwave Symposium Digest**, 4p, 2010.
- 14 DESLANDES, D.; WU, K. Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, v. 11, n. 2, 3p, 2001.
- 15 LIU, Z.; XIAO, G. A New Transition for SIW and Microstrip Line. **Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings**, 3p, 2013.
- 16 CHEN, H. et al. Compact Substrate Integrated Waveguide (SIW) Monopulse Network for Ku-Band Tracking System Applications. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 62, n. 3, 9p, 2014.
- 17 WANG, Z.; PARK, C. W. Novel Substrate Integrated Waveguide (SIW) Type High Power Amplifier Using Microstrip-to-SIW Transition. **Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings**, 3p, 2013.
- 18 GERMAIN, S.; DESLANDES, D.; WU, K. Development of Substrate Integrated Waveguide Power Dividers. **IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering**, v. 3, s.n., 4p, 2003.
- 19 WANG, C.; CHE, W.; RUSSER, P. High-Isolation Multiway Power Dividing/Combining Network Implemented by Broadside- Coupling SIW Directional Couplers. **Wiley Periodicals**, 6p, 2009.
- 20 WANG, C. et al. Multiway Microwave Planar Power Divider/Combiner Based On Substrate-Integrated Rectangular Waveguide Directional Couplers. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 50, n. 6, 6p, 2008.
- 21 MOLDOVAN, E.; BOSISIO, R. G.; WU, K. W-Band Multiport Substrate-Integrated Waveguide Circuits. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 54, n. 2, 8p, 2006.
- 22 DJERAFI, T.; WU, K. Multilayered Substrate Integrated Waveguide 4x4 Butler Matrix. **Wiley Periodicals**, 9p, 2012.
- 23 CARRERA, F. et al. Compact Substrate Integrate Waveguide Directional Couplers in Ku and K Bands. **European Microwave Conference**, 4p, 2010.
- 24 MURAI, K. et al. Broadband Design Method of SIW Directional Couplers. **China-Japan Joint Microwave Conference Proceedings**, 4p, 2011.

- 25 MBAYE, M. et al. Design of 15 dB Directional Coupler Using Substrate Integrated Waveguide Technology. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 54, n. 4, 4p, 2012.
- 26 AMINE, A.; TALBI, L.; SELLAL, K. Design of a Bethe-Hole Directional Coupler Using Substrate Integrated Waveguide Technique. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 53, n. 8, 5p, 2011.
- 27 MBAYE, M.; TALBI, L.; HETTAK, K. Design of a multilayered six-aperture Directional Coupler Using Substrate Integrated Waveguide. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 56, n. 1, 5p, 2014.
- 28 AHMAD, B. H.; SABRI, S. S.; OTHMAN, A. R. Design of a Compact X-Band Substrate Integrated Waveguide Directional Coupler. **International Journal of Engineering and Technology (IJET)**, v. 5, n. 2, 7p, 2013.
- 29 VENANZONI, G. et al. Single-Layer Standalone Wideband Substrate- Integrated Waveguide Directional Coupler. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 56, n. 5, 4p, 2014.
- 30 LABAY, V. A.; BORNEMANN, J. Simplified Design of Multilayered Substrate Integrated Waveguide Riblet-Saad Couplers. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 52, n. 5, 3p, 2010.
- 31 CHE, W. et al. Theoretical Analysis and Numerical Verification of Waveguide-Type Directional Coupler Constructed into Thin Double-Layer Dielectric Substrate. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 50, n. 5, 6p, 2008.
- 32 ALESSANDRI, V. et al. A new Multiple-Tuned Six-Port Riblet-Type Directional Coupler in Rectangular Waveguide. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 51, n. 5, 8p, 2003.
- 33 KISHIHARA, M.; YAMANE, K.; OHTA, I. Design of Cruciform Directional Couplers in E-plane Rectangular Waveguide. **IEEE International Microwave Symposium Digest**, 4p, 2006.
- 34 CHEN, Z. et al. Design of a Push- Push and Push- Pull Oscillator Based on SIW/SICL Technique. **IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS**, v. 24, n. 6, 3p, 2014.
- 35 MATTHAEI, G.; YOUNG, L.; JONES, E. M. T. **Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures**. Dedham: Artech House Books, 1980. 1096p.