UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA POLITÉCNICA

RICARDO CARANICOLA CALEFFO

Estruturas passivas sintonizáveis em tecnologia SIW no espectro de micro-ondas

São Paulo
2021

RICARDO CARANICOLA CALEFFO

Estruturas passivas sintonizáveis em tecnologia SIW no espectro de micro-ondas

Versão corrigida

Tese apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção
do título de Doutor em Ciências

São Paulo

2021

RICARDO CARANICOLA CALEFFO

Estruturas passivas sintonizáveis em tecnologia SIW no espectro de micro-ondas

Versão corrigida

Tese apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção
do título de Doutor em Ciências

Área de concentração: Microeletrônica

Orientadora: Profa. Dra. Fatima Salete
Correra

São Paulo

2021

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada a fonte.

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

São Paulo, 28 de junho de 2021.

Assinatura do autor:

Assinatura do orientador:

Catálogo-na-publicação

Caleffo, Ricardo Caranicola

Estruturas passivas sintonizáveis em tecnologia SIW no espectro de micro-ondas / R. C. Caleffo -- versão corr. -- São Paulo, 2021.
198 p.

Tese (Doutorado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.
Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos.

1. Circuitos de micro-ondas 2. Tecnologia de micro-ondas
3. Eletromagnetismo 4. Eletricidade e eletrônica 5. Telecomunicações
I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de
Engenharia de Sistemas Eletrônicos II.t.

A minha esposa Camila e ao meu filho Thomas.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus, criador do universo e de todas as coisas. Que por sua imensa graça nos concedeu a vida, a liberdade e a família. A Jesus Cristo, filho unigênito do Pai, pedra angular do edifício da Sua Igreja e palavra de Deus.

A minha orientadora Profa. Dra. Fatima Salete Correra, por todo apoio, ensinamentos e amizade durante o período de mestrado e doutorado. Sua paciência, conhecimento e empenho contribuíram para minha formação. Você foi essencial.

Ao técnico e amigo do Laboratório de Microeletrônica (LME) da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo (EPUSP) Jair Pereira de Souza pela valiosa ajuda na fabricação e caracterização de circuitos. Obrigado pelas conversas e momentos de descontração.

Ao amigo Prof. Dr. Murilo Hiroaki Seko pelas contribuições durante o período de mestrado e doutorado. Obrigado pela companhia e almoços.

Ao Prof. Dr. Luiz Cezar Trintinalia da EPUSP por disponibilizar materiais e equipamentos utilizados na caracterização de circuitos.

Ao amigo Prof. Dr. Marcus Grilo pelas contribuições e ajuda nas simulações eletromagnéticas computacionais. Obrigado pela companhia e convivência.

Ao Capitão-Tenente da Marinha do Brasil Me. Vitor Teixeira Klingelfus pela amizade desde o meu ingresso na EPUSP e contribuições ao longo dos anos.

Ao Prof. Me. Antonio Sandro Verri pelo auxílio e por toda atenção disponibilizada desde o meu ingresso na EPUSP.

Aos colegas do LME: Eng. Marcio de Almeida Valle; Prof. Me. Marcos Aurélio Luqueze; Me. Antonio Dias de Matteo; e Dr. Wesley Becary. Vocês me auxiliaram e permitiram uma boa convivência.

Ao amigo e Prof. Dr. Thiago Antonio Grandi de Tolosa que acreditou em mim e sempre me apoiou. Você me ensinou muito e é referência para mim.

Ao Prof. Dr. Eduardo Victor dos Santos Pouzada pelo apoio e todos os ensinamentos desde a graduação até o doutorado. Você foi fundamental.

A minha esposa Camila pela compreensão, amor, apoio e amizade; amizade e amor no sentido mais profundo. Não poderia ter alguém melhor do que você para partilhar minha vida. Ao meu filho Thomas que me concedeu a imensa alegria de ser pai.

Aos meus pais Marcos e Olga, por toda dedicação durante toda a vida. Vocês me deram amor e todas as condições de seguir em frente. Nada seria possível sem vocês. Ao meu irmão Eduardo e meus sobrinhos.

Aos meus amigos e familiares.

A EPUSP que me forneceu uma sólida formação científica durante o mestrado e doutorado.

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

Feliz o homem que encontrou a sabedoria e alcançou o entendimento, porque a sabedoria vale mais do que a prata, e dá mais lucro que o ouro. Ela é mais valiosa do que as pérolas e não existe objeto precioso que se iguale a ela. Na mão direita ela tem vida longa, e na esquerda, riqueza e honra. Seus caminhos são deliciosos e suas trilhas conduzem ao bem-estar. Ela é árvore da vida para os que a adquirem e são felizes aqueles que a conservam. Deus alicerçou a terra com sabedoria, e firmou o céu com entendimento. Com o saber que ela tem, são abertos os abismos e as nuvens destilam o orvalho.

Provérbios 3: 13 – 20

RESUMO

Este trabalho de pesquisa visou ao desenvolvimento de estruturas passivas eletronicamente sintonizáveis operando em frequências da rede 5G abaixo de 6 GHz e sensor de caracterização de líquidos, estabelecendo metodologias de projeto e propondo contribuições originais, no qual, todas as estruturas foram projetadas em tecnologia SIW. Estudos realizados sobre perturbações em cavidades ressonantes, filtros em guias de ondas retangulares, elementos de chaveamento operando em frequências de micro-ondas e sensores de caracterização de líquidos forneceram a base para a elaboração dos procedimentos de projeto. Empregando-se os procedimentos de projeto propostos, foram desenvolvidos: chave eletrônica a diodo PIN de baixas perdas e custo reduzido; três cavidades ressonantes sintonizáveis mecânica e eletronicamente; filtro passa-faixa com largura de banda sintonizável eletronicamente; e sensor de caracterização de líquidos. A chave a diodo PIN utiliza linhas de transmissão ao invés de componentes concentrados, reduzindo perdas por inserção e custo de fabricação, e foi projetada para operar na frequência de 3,5 GHz. Duas cavidades ressonantes, sendo uma retangular e outra quadrada, têm sua sintonia feita de maneira mecânica, ou seja, pela conexão direta de poste metálico alocado no centro da cavidade, interligando paredes superior e inferior. A cavidade retangular é sintonizável nas frequências de 5,0 GHz e 6,0 GHz, já a cavidade quadrada é sintonizável nas frequências de 6,0 GHz e 7,2 GHz. A terceira cavidade é sintonizável eletronicamente nas frequências de 3,4 GHz e 4,0 GHz por meio de uma chave a diodo PIN alocada sobre a parede superior da cavidade, no qual, a chave eletrônica utiliza linhas de transmissão e somente um capacitor de bloqueio de corrente contínua, sendo a integração dessa chave à estrutura SIW uma contribuição original. O filtro passa-faixa tem frequência central de 3,5 GHz e largura de banda sintonizável, larguras de banda de 10 dB de 6,23% e 0,714%, por meio de oito chaves a diodos PIN, chaves eletrônicas que utilizam linhas de transmissão e somente um capacitor, alocadas sobre a parede superior do guia de ondas e são responsáveis pelo chaveamento de oito postes metálicos, que atuam como descontinuidades indutivas, de mesmo diâmetro inseridos no volume interno do guia de ondas em tecnologia SIW. Este filtro passa-faixa apresentou duas contribuições originais: uma nova configuração no posicionamento das descontinuidades indutivas que permitiu a miniaturização do filtro; é o primeiro a utilizar várias chaves a diodos

PIN com linhas de transmissão e somente um capacitor. O sensor de caracterização de líquidos proposto é uma nova alternativa de baixo custo e confiável para obter a constante dielétrica e caracterizar líquidos, sendo composto por uma cavidade ressonante híbrida, que utiliza conceitos das tecnologias dos guias de ondas retangulares e SIW. Os comportamentos previstos teoricamente para as estruturas projetadas são confirmados por meio de simulação eletromagnética computacional e medição experimental, indicando a validade dos métodos adotados. Os avanços obtidos neste trabalho de pesquisa são identificados examinando-se outros trabalhos científicos já publicados. Este trabalho foi desenvolvido de maneira integral no Laboratório de Microeletrônica da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.

Palavras-chave: Tecnologia SIW. Perturbação em cavidades ressonantes. Circuitos sintonizáveis. Chave eletrônica a diodo PIN. Frequências da tecnologia 5G.

ABSTRACT

This research work aimed at the development of electronically tunable passive structures operating in frequencies of 5G network below 6 GHz and liquids electrical characterization sensor, establishing design methodologies and proposing novel contributions, where all structures were designed in SIW technology. Studies performed on perturbations in resonant cavities, filters in rectangular waveguide technology, switching devices operating in microwave frequencies, and liquids electrical characterization, provided the theoretical base to develop the design procedures. Employing the proposed design procedures were developed: a low-cost and low losses PIN diode switch; three tunable resonant cavities with mechanical and electronic tuning; a tunable bandpass filter; and a liquids electrical characterization sensor. The PIN diode switch uses transmission lines instead of lumped components, reducing the insertion losses and fabrication cost, is designed to operate at 3.5 GHz. Two resonant cavities, a square cavity and a rectangular cavity, have a mechanical tuning by a direct connection of the metal post located at the center of the resonant cavities, connecting the bottom and top walls. The rectangular cavity is tunable at the frequencies of 5,0 GHz and 6,0 GHz, and the square cavity is tunable at 6,0 GHz and 7,2 GHz. The third cavity is electronically tunable at the frequencies of 3,4 GHz and 4,0 GHz by a PIN diode switch with transmission lines and only one DC block capacitor, where the assembling of this switch is a novel contribution. The bandpass filter has a central frequency of 3,5 GHz and tunable bandpass, 10 dB bandpass of 6,23% and 0,714%, by eight PIN diode switches, electronic switches employing transmission lines and one DC block capacitor, located on the top wall of the waveguide and are responsible by the switching of the eight metal posts, acting as inductive discontinuities, with the same diameter inserted into the internal volume of the waveguide in SIW technology. This bandpass filter presented two novel contributions: a novel offset post arrangement that allowed a compact structure; it is the first filter that uses various PIN diode switches employing only one DC block capacitor and transmission lines assembled on the top wall. The proposed liquids electrical characterization sensor is low-cost and reliable, being considered a new alternative to obtain the dielectric constant and characterize liquids. The sensor is composed of a hybrid resonant cavity, using concepts of rectangular waveguide and SIW technologies. The theoretically predicted

behaviors for the designed structures are confirmed by computational electromagnetic simulations and experimental results, indicating the validity of the adopted methods. The obtained achievements in this research work are identified by others published works. This work was fully developed in the Microelectronics Laboratory of the Polytechnic School of the University of Sao Paulo.

Keywords: SIW Technology. Perturbation in resonant cavities. Tunable Circuits. PIN diode switches. Frequencies of 5G technology.

LISTA DE FIGURAS

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

Figura 2 - Região de interesse em um guia SIW.

Figura 3 - Comparação de tecnologias.

Figura 4 - Guia SIW (a) e seu equivalente em guia de ondas retangular (b).

Figura 5 - Campo elétrico e campo magnético no modo de propagação TM_{11} .

Figura 6 - Campo elétrico e campo magnético no modo de propagação TE_{10} e TE_{20} .

Figura 7 - Campo elétrico, campo magnético e densidade de corrente em um guia SIW no modo TE_{10} .

Figura 8 - Perdas nos condutores em função da frequência de operação para quatro alturas de substrato dielétrico.

Figura 9 - Perdas no substrato dielétrico em função da frequência de operação para quatro alturas de substrato dielétrico.

Figura 10 - Impedâncias do modo TE_{10} de guia de ondas SIW desenvolvido no substrato dielétrico RT/duroid 5880 da Rogers Corporation™ operando na faixa de frequência do guia de ondas WR-137.

Figura 11 - Cavidade ressonante retangular em tecnologia SIW.

Figura 12 - Operação de uma cavidade retangular em tecnologia SIW no modo TE_{101} .

Figura 13 - Operação de uma cavidade retangular em tecnologia SIW no modo TE_{201} .

Figura 14 - Operação de uma cavidade retangular em tecnologia SIW no modo TE_{202} .

Figura 15 - Cavidade ressonante retangular em tecnologia SIW perturbada por mudança de forma: (a) cavidade original e (b) cavidade perturbada.

Figura 16 - Distribuição de campos para cavidade ressonante em tecnologia SIW perturbada por poste metálico alocado no centro da cavidade.

Figura 17 - *Fields Calculator* do HFSS.

Figura 18 - Cavityde ressonante em tecnologia SIW perturbada por poste metálico.

Figura 19 - Fator de perturbação em função da distância normalizada do poste metálico.

Figura 20 - Frequência de ressonância perturbada em função do diâmetro do poste metálico perturbador. Cavityde em condição de máxima perturbação.

Figura 21 - Cavityde ressonante quadrada em condição de máxima perturbação.

Figura 22 - Frequência de ressonância perturbada calculada e simulada da cavityde ressonante quadrada em condição de máxima perturbação.

Figura 23 - Cavityde ressonante retangular em tecnologia SIW perturbada por mudança na permissividade: (a) cavityde original e (b) cavityde perturbada.

Figura 24 - Diodo PIN e seus modelos elétricos para operação nos estados direto e reverso.

Figura 25 - Curvas de operação do diodo PIN SMP1340-079LF.

Figura 26 – Chaves SPST a diodo PIN: (a) configuração série e (b) configuração paralela.

Figura 27 - Modelos de circuitos elétricos equivalentes de elementos reativos concentrados: (a) indutor do tipo loop e espiral planar, (b) indutor do tipo segmento metálico e (c) capacitor do tipo de uma camada.

Figura 28 – Chaves SPDT a diodo PIN: (a) configuração série e (b) configuração paralela.

Figura 29 - Circuito elétrico da chave a diodo PIN na configuração série.

Figura 30 - Modelo computacional desenvolvido no HFSS da chave a diodo PIN empregando linhas de transmissão.

Figura 31 – Resposta em frequência do capacitor modelado em carta de Smith.

Figura 32 - Parâmetros S do capacitor de 5,1 pF modelado no HFSS.

Figura 33 - Protótipo fabricado da chave a diodo PIN empregando linhas de transmissão.

Figura 34 - Experimento 1 – Resposta em frequência da linha de 50 Ω .

Figura 35 - Experimento 2 – Resposta em frequência da linha de 50 Ω com dois capacitores.

Figura 36 - Experimento 3 – Resposta em frequência da chave a diodo PIN no estado direto com tensão de polarização de 0,85 V.

Figura 37 - Experimento 4 – Resposta em frequência da chave a diodo PIN no estado reverso com tensão de polarização de 15 V.

Figura 38 - Cavidade ressonante retangular sintonizável em 5,0 GHz e 6,0 GHz em tecnologia SIW utilizando poste metálico: (a) cavidade original e (b) cavidade perturbada.

Figura 39 - Resposta em frequência obtida via simulação eletromagnética da cavidade ressonante retangular sintonizável em 5,0 GHz e 6,0 GHz em tecnologia SIW utilizando poste metálico.

Figura 40 - Cavidade ressonante quadrada sintonizável em 6,0 GHz e 7,2 GHz em tecnologia SIW utilizando poste metálico: (a) cavidade original e (b) cavidade perturbada.

Figura 41 - Resposta em frequência obtida via simulação eletromagnética da cavidade ressonante quadrada sintonizável em 6,0 GHz e 7,2 GHz em tecnologia SIW utilizando poste metálico.

Figura 42 - Cavidade ressonante sintonizável proposta: (a) vista completa e (b) corte CC'.

Figura 43 - Chave a diodo PIN sobre a parede superior da cavidade ressonante em tecnologia SIW: (a) circuito elétrico e (b) modelo computacional desenvolvido no HFSS.

Figura 44 - Detalhe na montagem da perturbação metálica, do RF 1 e do RF 2.

Figura 45 - Fotografia da cavidade ressonante sintonizável fabricada e o *setup* de medição.

Figura 46 - Resultados experimentais e computacionais da cavidade ressonante não perturbada: (a) curvas experimental e simulada de S_{11} x frequência e (b) distribuição de campo elétrico na frequência de ressonância obtida por simulação.

Figura 47 - Resultados experimentais e obtidos via simulação eletromagnética do estado 1: (a) curvas experimental e simulada de S_{11} x frequência e S_{21} x frequência; (b) distribuição de campo elétrico na frequência de ressonância obtida por simulação.

Figura 48 - Resultados experimentais e obtidos via simulação eletromagnética do estado 2: (a) curvas experimental e simulada de S_{11} x frequência e S_{21} x frequência; (b) distribuição de campo elétrico na frequência de ressonância obtida por simulação.

Figura 49 - Resultados experimentais e obtidos via simulação eletromagnética do estado 3: (a) curvas experimental e simulada de S_{11} x frequência e S_{21} x frequência; (b) distribuição de campo elétrico na frequência de ressonância obtida por simulação.

Figura 50 - Curvas medidas de S_{11} .

Figura 51 - Filtro passa-faixa em tecnologia SIW e o circuito equivalente para descontinuidades indutivas.

Figura 52 - A nova estrutura do filtro passa-faixa em tecnologia SIW.

Figura 53 - Filtro passa faixa sintonizável: (a) estrutura do filtro; e (b) configuração de montagem.

Figura 54 - Chaves a diodo PIN modeladas no HFSS.

Figura 55 - Novo filtro passa-faixa sintonizável: (a) dimensões físicas do filtro passa-faixa; e (b) *setup* de medição e uma fotografia da estrutura completa do filtro fabricado.

Figura 56 - Resposta em frequência do guia de ondas em tecnologia SIW com os postes metálicos de um a oito desconectados de sua parede superior.

Figura 57 - Parâmetros S dos três estados de operação do filtro passa-faixa sintonizável: (a) Estado A; (b) Estado B; e (c) Estado C.

Figura 58 - Atraso de grupo: (a) Estado B; e (b) Estado C.

Figura 59 - Módulo do campo elétrico plotado sobre o plano de terra em 3,5 GHz: (a) guia de ondas sem a presença dos oito postes metálicos; (b) Estado A; (c) Estado B; e (d) Estado C.

Figura 60 - Cavityde retangular híbrida em tecnologia SIW proposta para caracterização de líquidos.

Figura 61 - Dimensões físicas do sensor proposto.

Figura 62 - Modelo computacional da cavityde ressonante híbrida.

Figura 63 - Fotografias do protótipo do sensor: (a) vista frontal e (b) vista traseira.

Figura 64 - Fotografias do *setup* de medição: (a) vista completa do *setup* de medição e (b) detalhe para um melhor entendimento do sensor imerso em uma amostra de água destilada.

Figura 65 - Perda de retorno *versus* frequência de ressonância para uma amostra de água destilada.

Figura 66 – Constante dielétrica das misturas binárias de água destilada e etanol *versus* frequência de ressonância.

Figura 67 – Constante dielétrica das misturas binárias de água destilada e etanol *versus* fração volumétrica de etanol.

Figura 68 - Fração volumétrica de etanol *versus* frequência de ressonância.

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Cavidade projetada para compreender como a frequência de ressonância perturbada varia em função do diâmetro da perturbação.

Tabela 2 – Comparação entre os três elementos de chaveamento citados.

Tabela 3 - Análise de desempenho dos circuitos de polarização nas configurações série e paralela.

Tabela 4 - Cavidade ressonante retangular sintonizável em 5,0 GHz e 6,0 GHz em tecnologia SIW utilizando poste metálico.

Tabela 5 - Cavidade ressonante quadrada sintonizável em 6,0 GHz e 7,2 GHz em tecnologia SIW utilizando poste metálico.

Tabela 6 - Cavidade ressonante quadrada sintonizável em 3,4 GHz e 4,0 GHz em tecnologia SIW utilizado poste metálico e diodo PIN.

Tabela 7 - Estados de operação da cavidade ressonante sintonizável.

Tabela 8 - Comparação de desempenho entre o projeto desenvolvido nesta seção e outros trabalhos publicados anteriormente.

Tabela 9 - Estados de operação do novo filtro passa-faixa sintonizável.

Tabela 10 - Informações sobre os substratos dielétricos utilizados no projeto do filtro passa-faixa sintonizável.

Tabela 11 - Dimensões físicas do filtro passa-faixa sintonizável.

Tabela 12 - Comparação de desempenho entre o projeto desenvolvido nesta seção e outros trabalhos publicados anteriormente.

Tabela 13 - Dimensões físicas da cavidade ressonante híbrida projetada.

Tabela 14 – Frequência de ressonância experimental e constante dielétrica calculada pela eq.(124) para diversas amostras de misturas binárias de água destilada e etanol.

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

LME	Laboratório de Microeletrônica
EPUSP	Escola Politécnica da Universidade de São Paulo
EEM	Escola de Engenharia Mauá
IMT	Instituto Mauá de Tecnologia
IoT	<i>Internet of Things</i>
IA	Inteligência artificial
5G	Rede de quinta geração
LAN	<i>Local Area Network</i>
WAN	<i>Wide Area Network</i>
MIMO	<i>Multiple Input and Multiple Output</i>
MMICs	<i>Monolithic Microwave Integrated Circuits</i>
TEM	Transversal eletromagnético
TE	Transversal elétrico
TM	Transversal magnético
SIW	<i>Substrate Integrated Waveguide</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
SI	Sistema internacional de unidades
HFSS	<i>High Frequency Structure Simulator</i>
ADS	<i>Advanced Design System</i>
FP	Fator de perturbação
PSP	Procedimento de sete passos
RFP	Regra do fator de perturbação
MEMS	<i>Micro-Electro-Mechanical System</i>
RF	Rádio frequência

RC	Resistor-capacitor
RL	Resistor-indutor
LC	Indutor-capacitor
CC	Corrente contínua
SPST	<i>Single Pole Single Throw</i>
SPDT	<i>Single Pole Double Throw</i>
WiMax	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
LTE	<i>Long-Term Evolution</i>
PM	Perturbação metálica
VNA	<i>Vector Network Analyzer</i>
CPW	<i>Coplanar Waveguide</i>
SIR	<i>Stepped-Impedance Resonators</i>
SMA	Conector com impedância de 50 Ω utilizado em projetos operando na frequência de micro-ondas

LISTA DE SÍMBOLOS

a	Distância entre as filas de pinos metálicos ou largura física do guia SIW
d	Diâmetro dos pinos metálicos
p	Espaçamento periódico entre os pinos metálicos
h	Altura/espessura do substrato dielétrico
a_e	Largura efetiva
λ_c	Comprimento de onda de corte
α_{SIW}	Perdas totais no guia em tecnologia SIW
k_0	Número de onda no espaço livre
j	Constante imaginária
ω	Frequência angular
β	Constante de fase
$\vec{E}(x, y, z)$	Fasor de campo elétrico
$\vec{H}(x, y, z)$	Fasor de campo magnético
$\bar{e}(x, y)$	Componente transversal de campo elétrico
$\bar{h}(x, y)$	Componente transversal de campo magnético
$e_z(x, y)$	Componente longitudinal de campo elétrico
$h_z(x, y)$	Componente longitudinal de campo magnético
γ	Constante de propagação
ε_0	Permissividade elétrica do espaço livre
ε_r	Constante dielétrica ou permissividade elétrica relativa
μ_0	Permeabilidade magnética do espaço livre
μ_r	Permeabilidade magnética relativa
d/dt	Derivada simples em relação ao tempo
$\vec{\nabla}$	Operador Nabla

$\nabla \times \vec{F}$	Rotacional de um vetor $\vec{F}$ qualquer
$\partial/\partial x$	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
E_z	Componente longitudinal de campo elétrico
H_z	Componente longitudinal de campo magnético
E_x	Componente de campo elétrico na direção x
E_y	Componente de campo elétrico na direção y
H_x	Componente de campo magnético na direção x
H_y	Componente de campo magnético na direção y
k_c	Número de onda de corte
k	Número de onda da onda eletromagnética que se propaga no interior do substrato dielétrico do guia de ondas em tecnologia SIW
$tg\delta$	Tangente de perdas
ε	Permissividade do substrato dielétrico que preenche o interior do guia em tecnologia SIW
$\vec{n}$	Vetor normal a uma superfície
$\nabla^2 f$	Laplaciano de uma função f escalar
B_{mn}	Amplitude constante de índice mn
A_{mn}	Amplitude constante de índice mn
$\vec{J}$	Vetor densidade de corrente
f	Frequência de operação
f_c	Frequência de corte
c	Velocidade da luz no vácuo
$f_{c_{10}}$	Frequência de corte de um guia de ondas em tecnologia SIW para o modo de propagação TE ₁₀

$f_{c_{20}}$	Frequência de corte de um guia de ondas em tecnologia SIW para o modo de propagação TE_{20}
f_{M_0}	Frequência média de operação dentro da banda recomendada
α_c	Perdas nos condutores
α_d	Perdas no substrato dielétrico
α_v	Perdas por vazamento de campo
η	Impedância intrínseca do meio
η_0	Impedância intrínseca do vácuo
R_s	Resistência de superfície
Z_{PV}	Impedância em função da potência e tensão
Z_{VI}	Impedância em função da tensão e corrente
Z_{PI}	Impedância em função da potência e corrente
Z_{TE}	Impedância de onda do modo TE
f_r	Frequência de ressonância
a	Largura da cavidade ressonante
a_e	Largura efetiva da cavidade ressonante
l	Comprimento da cavidade ressonante
l_e	Comprimento efetivo da cavidade ressonante
E_o^+	Amplitude do campo elétrico incidente
E_o^-	Amplitude do campo elétrico refletido
k_{mnp}	Número de onda ressonante
λ_g	Comprimento de onda de grupo
λ	Comprimento de onda
$\vec{E}_o$	Campo elétrico da cavidade não perturbada
$\vec{H}_o$	Campo magnético da cavidade não perturbada
f_o	Frequência de ressonância da cavidade não perturbada

$\vec{E}_p$	Campo elétrico da cavidade perturbada
$\vec{H}_p$	Campo magnético da cavidade perturbada
f_p	Frequência de ressonância da cavidade perturbada
S_o	Área superficial da cavidade não perturbada
V_o	Volume interno da cavidade não perturbada
S	Área superficial da cavidade perturbada
V	Volume interno da cavidade perturbada
ΔS	Área superficial da perturbação inserida no interior da cavidade
ΔV	Volume da perturbação inserida no interior da cavidade
ω_o	Frequência angular da cavidade não perturbada
ω_p	Frequência angular da cavidade perturbada
$\vec{E}_o^*$	Campo elétrico conjugado da cavidade não perturbada
$\vec{H}_o^*$	Campo magnético conjugado da cavidade não perturbada
$\vec{\tau}$	Vetor qualquer
$\vec{\psi}$	Vetor qualquer
$\iiint_V f dv$	Integral tripla de uma função escalar f qualquer sobre o volume V
$\oint_S \vec{F} \cdot d\vec{S}$	Integral dupla de um vetor $\vec{F}$ qualquer sobre a superfície fechada S
x_p	Posição da perturbação metálica na coordenada x
z_p	Posição da perturbação metálica na coordenada z
d_p	Diâmetro da perturbação metálica
δ	Distância normalizada do poste metálico em relação ao ponto um de uma cavidade ressonante em tecnologia SIW perturbada
$FP(\delta)$	Fator de perturbação
$G(x)$	Curva de Gauss
A	Valor máximo da função $G(x)$

B	Valor da variável independente x onde ocorre o máximo da função $G(x)$
C	Desvio padrão da função $G(x)$
W_E	Energia elétrica armazenada no interior de uma cavidade ressonante em tecnologia SIW
W_M	Energia magnética armazenada no interior de uma cavidade ressonante em tecnologia SIW
r^2	Coeficiente de correlação de Pearson
φ	Fator para obter um ajuste apropriado entre curvas simulada e calculada
μ	Permeabilidade magnética
$\Delta\epsilon_r$	Variação da constante dielétrica
$\Delta\mu_r$	Variação da permeabilidade magnética relativa
W_T	Energia total armazenada no interior de uma cavidade ressonante não perturbada em tecnologia SIW
ΔW_E	Variação da energia elétrica armazenada no interior de uma cavidade ressonante em tecnologia SIW
C_j	Capacitância de junção
C_o	Valor da capacitância de junção com tensão de polarização nula
V_o	Tensão que depende do material do diodo Varactor
V	Tensão de polarização – tensão constante
γ	Expoente que é função do perfil de dopagem da junção semicondutora do diodo Varactor
R_f	Resistência do modelo elétrico do diodo PIN para operação no estado direto, sendo função da corrente de polarização do diodo PIN
R_r	Resistência do modelo elétrico do diodo PIN para operação no estado reverso

L_i	Indutância parasita que depende das propriedades geométricas do encapsulamento do diodo PIN
W	Largura da região-I do diodo PIN
μ_e	Mobilidade do elétron
μ_p	Mobilidade da lacuna
Q_A	Carga armazenada
I_f	Corrente de polarização direta
τ	Tempo de vida dos portadores minoritários
A	Área de junção
V_f	Tensão de polarização direta
V_r	Tensão de polarização reversa
G_r	Condutância em polarização reversa
I_{so}	Isolação
S_{21on}	Coeficientes de transmissão da chave na condição ligada
S_{21off}	Coeficientes de transmissão da chave na condição desligada
I_L	Perdas por inserção
Z_0	Impedância característica
$Bias$	Tensão de polarização
D	Diodo PIN
<i>DC block</i>	Capacitor de bloqueio de corrente contínua
C	Capacitor
<i>RF choke</i>	Indutor para bloqueio de corrente alternada em alta frequência
C_1	Capacitância para o plano de terra
C_2	Capacitância para o plano de terra
C_3	Capacitância entre os terminais do indutor
R_S	Resistor parasita responsável por perdas de dissipação

L_S	Indutância parasita devido ao comprimento do capacitor
C_p	Capacitância parasita que depende da montagem do capacitor
V_G	Gerador
Z_G	Impedância interna do gerador
m_j	Marcador de índice j na carta de Smith
S_{11}	Parâmetro de espalhamento associado às perdas de retorno
S_{21}	Parâmetro de espalhamento associado às perdas por inserção
l_1	Comprimento da linha de alimentação com impedância de 50 Ω
w_1	Largura da linha de alimentação com impedância de 50 Ω
l_2	Comprimento da linha <i>taper</i>
w_2	Largura da linha <i>taper</i>
ϵ_{r1}	Constante dielétrica do substrato dielétrico RO4003C – Cavity ressonante sintonizável eletronicamente
$tg\delta_1$	Tangente de perdas do substrato dielétrico RO4003C – Cavity ressonante sintonizável eletronicamente
h_{BN}	Altura/espessura do substrato dielétrico RT/duroid 5870 – Chave a diodo PIN
ϵ_{r2}	Constante dielétrica do substrato dielétrico RT/duroid – Chave a diodo PIN
$tg\delta_2$	Tangente de perdas do substrato dielétrico RT/duroid – Chave a diodo PIN
Z_H	Impedância característica de alto valor
Z_L	Impedância característica de baixo valor
D_j	Diâmetro de índice j dos postes metálicos indutivos
$L_{j,j+1}$	Distância de índice j,j+1 entre dois postes metálicos indutivos consecutivos
$K_{j,j+1}/Z_0$	Parâmetro normalizado do inversor de impedância

$K_{n,n+1}/Z_0$	Parâmetro normalizado do inversor de impedância
g_n	Coeficientes do filtro Tchebyscheff
$X_{j,j+1}/Z_0$	Reatância paralela normalizada para descontinuidades puramente indutivas
ω_λ	Largura de banda fracionária considerando para cálculo o comprimento de onda guiado
$\theta_{j,j+1}$	Distância elétrica de índice j,j+1 entre centros de dois postes metálicos indutivos consecutivos
φ_j	Distância de índice j a partir do centro de cada poste metálico indutivo até as paredes laterais do guia de ondas SIW
h_d	Altura/espessura do substrato dielétrico RT/duroid 6006 - Filtro passa-faixa com largura de banda sintonizável
ε_{r1}	Constante dielétrica do substrato dielétrico RT/duroid 6006 - Filtro passa-faixa com largura de banda sintonizável
$tg\delta_1$	Tangente de perdas do substrato dielétrico RT/duroid 6006 - Filtro passa-faixa com largura de banda sintonizável
w_2	Largura da linha de transição CPW
l_2	Comprimento da linha de transição CPW
w_3	Distância da linha de transição CPW até a parede superior do guia de ondas em tecnologia SIW
D	Lado da via metálica, ou pino metálico, de seção transversal quadrada
w_{ceff}	Largura efetiva da cavidade ressonante do sensor de caracterização de líquidos
w_c	Largura física da cavidade ressonante do sensor de caracterização de líquidos
l_c	Comprimento físico da cavidade ressonante do sensor de caracterização de líquidos

w	Largura total da parede superior da cavidade ressonante do sensor de caracterização de líquidos
w_a	Largura da abertura na parede superior da cavidade ressonante do sensor de caracterização de líquidos
l_a	Comprimento da abertura na parede superior da cavidade ressonante do sensor de caracterização de líquidos
w_{ap}	Distância da abertura na parede superior em relação a um dos cantos da cavidade ressonante do sensor de caracterização de líquidos
f_o	Frequência de ressonância da cavidade ressonante híbrida preenchida com ar
f_r	Frequência de ressonância da cavidade preenchida com o líquido a ser caracterizado
DW_{vp}	Fração volumétrica para a água destilada
E_{vp}	Fração volumétrica para o etanol

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	30
1.1 MOTIVAÇÃO.....	30
1.2 OBJETIVO	36
1.3 DESCRIÇÃO DAS SEÇÕES	37
2 PRINCÍPIOS TEÓRICOS	39
2.1 TECNOLOGIA SIW	39
2.2 GUIAS DE ONDAS RETANGULARES SIW	43
2.2.1 Propagação em guias de ondas retangulares	43
2.2.2 Modos de propagação TE em guias SIW	50
2.3 CAVIDADES RESSONANTES RETANGULARES EM TECNOLOGIA SIW	56
2.4 PERTURBAÇÕES EM CAVIDADES RESSONANTES	60
2.4.1 Perturbação por mudança de forma em cavidades ressonantes.....	62
2.4.2 Fator de perturbação em cavidades ressonantes retangulares perturbadas por um único poste metálico	67
2.4.3 Equação de ajuste de curva para frequência de ressonância de cavidades ressonantes quadradas perturbadas por um único poste metálico.....	76
2.4.4 Perturbação por mudança na permissividade do material dielétrico que preenche o interior de cavidades ressonantes	79
3 ELEMENTOS DE CHAVEAMENTO E CIRCUITOS DE POLARIZAÇÃO	84
3.1 PANORAMA DOS ELEMENTOS DE CHAVEAMENTO UTILIZADOS EM SISTEMAS DE MICRO-ONDAS	84
3.2 OPERAÇÃO DO DIODO PIN.....	88
3.3 CIRCUITOS DE POLARIZAÇÃO PARA DIODOS PIN	92
3.4 PROJETO DE CIRCUITO DE POLARIZAÇÃO PARA DIODO PIN	98

4 CAVIDADES RESSONANTES SINTONIZÁVEIS EM TECNOLOGIA SIW NO ESPECTRO DE MICRO-ONDAS.....	107
4.1 CAVIDADES RESSONANTES SINTONIZÁVEIS MECANICAMENTE EM TECNOLOGIA SIW UTILIZANDO POSTE METÁLICO	108
4.1.1 Cavidade ressonante retangular sintonizável em 5,0 GHz e 6,0 GHz em tecnologia SIW.....	108
4.1.2 Cavidade ressonante quadrada sintonizável em 6,0 GHz e 7,2 GHz em tecnologia SIW.....	111
4.2 CAVIDADE RESSONANTE SINTONIZÁVEL ELETRONICAMENTE EM TECNOLOGIA SIW UTILIZANDO POSTE METÁLICO E DIODO PIN	114
4.2.1 Projeto da cavidade ressonante sintonizável em tecnologia SIW	114
4.2.2 Projeto de chave SPST a diodo PIN integrada à cavidade ressonante em tecnologia SIW.....	115
4.2.3 Resultados simulados e experimentais.....	119
5 FILTRO PASSA-FAIXA COM LARGURA DE BANDA SINTONIZÁVEL E FREQUÊNCIA CENTRAL DE 3,5 GHz EM TECNOLOGIA SIW E DESCONTINUIDADES INDUTIVAS CHAVEADAS POR DIODOS PIN	127
5.1 PROJETO DO FILTRO PASSA-FAIXA SINTONIZÁVEL.....	128
5.2 FABRICAÇÃO DO FILTRO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	135
6 SENSOR DE CARACTERIZAÇÃO DE LÍQUIDOS UTILIZANDO UMA CAVIDADE RETANGULAR HÍBRIDA EM TECNOLOGIA SIW	144
6.1 CONFIGURAÇÃO E PROJETO DO SENSOR	145
6.2 FABRICAÇÃO DO SENSOR	150
6.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	151
7 CONSIDERAÇÕES FINAIS	158
7.1 CONCLUSÕES.....	158
7.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	161
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	162

APÊNDICE – ARTIGOS PUBLICADOS EM PERIÓDICOS INTERNACIONAIS ...	172
APÊNDICE A – SENSOR DE CARACTERIZAÇÃO DE LÍQUIDOS	173
APÊNDICE B – CAVIDADE QUADRADA SINTONIZÁVEL	178
APÊNDICE C – FILTRO COM LARGURA DE BANDA SINTONIZÁVEL	190

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO

Indústria 4.0 é um conceito que está sendo amplamente explorado e aplicado em muitas companhias e instituições em vários países devido ao seu grande impacto sobre processos industriais. O termo Indústria 4.0 também é referido como quarta revolução industrial e considera a inserção de sistemas inteligentes nos processos de manufatura e automação industrial, tendo como principal objetivo aumentar a produtividade e reduzir perdas em processos industriais, aumentando e aperfeiçoando a capitalização.

A manufatura inteligente está mudando completamente o ciclo de produção de indústrias especializadas em diversos tipos de produtos e bens de consumo. Neste conceito de manufatura inteligente, máquinas são equipadas com sistemas de comunicação, sensores e atuadores, onde todos estes componentes são conectados entre si, gerando uma grande quantidade de dados a serem processados. Para tornar possível e viável os emergentes conceitos da quarta revolução industrial, estão sendo empregadas tecnologias como: *Internet of Things* (IoT) ou Internet das Coisas em tradução direta para o português, *Big Data*, Inteligência Artificial (IA) e simulações computacionais¹⁻⁴.

A Internet das Coisas é um conceito tecnológico que tem como principal objetivo conectar bilhões de objetos inteligentes à internet por meio de um protocolo. Esses objetos conectados à internet necessitam de uma conexão de alta confiabilidade e de excelente desempenho para transmitir e suportar uma imensa quantidade de dados e informações. Com base nessa necessidade, são necessários sistemas de comunicação de alta velocidade e desempenho, onde, a miniaturização de circuitos e estruturas é considerada⁵⁻⁷.

Para aperfeiçoar o desempenho dos sistemas de comunicação a serem utilizados no cenário citado, a rede de quinta geração ou *Fifth Generation* (5G) está sendo amplamente explorada e desenvolvida, sendo lançada a nível mundial a partir do ano de 2020.

A rede 5G promete taxa de transmissão de dados acima de 1 Gbps em redes locais (LAN – *Local Area Networks*) e 500 Mbps em redes de áreas amplas (WAN – *Wide Area Networks*), transmitindo dados mais rápido que as tecnologias 3G e 4G⁸⁻⁹. A tecnologia 5G também tem a tarefa de dar suporte a sistemas de comunicação de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO – *Multiple Input and Multiple Output*), transmitindo ao mesmo tempo vários links e aumentando a capacidade de transmissão de dados, sendo um fator importante em sistemas de comunicação sem fio⁸⁻¹².

Em relação à implementação da rede 5G a nível mundial, vários países da Europa, Ásia, América Central, América do Sul e os Estados Unidos da América estão dando significativa atenção ao espectro abaixo de 6,0 GHz, mais precisamente na faixa de 3,3 GHz até 4,2 GHz¹⁰⁻¹². A rede 5G a ser implementada no Brasil a partir do segundo semestre de 2021 irá operar nas frequências de 700 MHz, 2,3 GHz, 3,5 GHz e 26 GHz¹³⁻¹⁵, em aplicações que vão desde agricultura até indústria. O promissor e desafiador cenário apresentado pela nova era da rede 5G requer o desenvolvimento de versáteis e robustos sistemas de micro-ondas operando desde a banda UHF (300 MHz até 3,0 GHz) até a banda E (60 GHz até 90 GHz)¹⁰.

Para realizar o projeto e desenvolvimento de circuitos e sistemas de micro-ondas a serem empregados na rede 5G e nos versáteis sistemas de comunicação, diversas tecnologias podem ser utilizadas: elementos concentrados¹⁶⁻¹⁹, guia de ondas¹⁸⁻²², tecnologia planar como *stripline*^{19,22-23} e *microstrip*^{19,22,24} de uma ou mais camadas de substrato dielétrico²⁵ e tecnologia SIW²⁶⁻³⁹. Quatro fatores devem ser considerados na escolha de tecnologia a ser empregada: frequência de operação, perdas, tamanho físico e custo.

Elementos concentrados resultam em circuitos miniaturizados, mas seu desempenho em frequência é limitado pelos efeitos parasitas associados aos mesmos. São usados no início da faixa de micro-ondas em circuitos empregando componentes LC discretos. Quando usados em circuitos integrados monolíticos de micro-ondas (*Monolithic Microwave Integrated Circuits - MMICs*), os efeitos parasitas dos componentes LC são minimizados pelo processo de fabricação, expandindo seu uso para circuitos operando em dezenas de GHz.

As linhas de transmissão planares foram propostas no início da exploração espacial e associam peso e volume reduzidos, facilidade de fabricação, tendo ampla aplicação em circuitos de micro-ondas. No entanto, as perdas características das linhas de transmissão planares resultam em estruturas ressonantes com índice de mérito relativamente baixo, o que dificulta a fabricação de circuitos com alta seletividade.

Em diversas aplicações práticas em altas frequências são necessários circuitos e estruturas operando com perdas extremamente baixas e elevado índice de mérito, características que requerem o uso da tecnologia de guia de ondas.

A tecnologia de guia de ondas é geralmente empregada em sistemas que operam no espectro de micro-ondas e ondas milimétricas devido às baixas perdas envolvidas e elevado índice de mérito. Nesta tecnologia a onda eletromagnética é guiada no interior de uma estrutura metálica oca de seção transversal uniforme, normalmente preenchida com ar^{19-20,22}. As dimensões da seção transversal do guia de ondas são comparáveis ao comprimento de onda das ondas eletromagnéticas que se propagam no mesmo, o que reduz as perdas condutivas em suas paredes metálicas. Para analisar a propagação da onda eletromagnética no guia de ondas, é necessário aplicar as equações de Maxwell e as condições do contorno impostas pela geometria da estrutura metálica^{19,22,40}, o que demonstra a existência de infinitos modos de propagação denominados como transversais elétricos (TE) e transversais magnéticos (TM).

Apesar da vantagem da tecnologia de guia de ondas em termos de perdas reduzidas e alto índice de mérito em relação a outras tecnologias de micro-ondas, desvantagens como difícil integração com circuitos planares e estruturas volumosas devem ser consideradas no projeto e desenvolvimento de circuitos e estruturas operando desde a banda UHF até a banda E.

Visando aproveitar os benefícios da tecnologia de guia de ondas retangular e das tecnologias planares, foi proposta a tecnologia *Substrate Integrated Waveguide* (SIW) ou tecnologia de guia de ondas integrado ao substrato²⁶⁻²⁷. Os componentes construídos em tecnologia SIW são fabricados em um substrato dielétrico planar de baixas perdas, no qual, as paredes laterais dos tradicionais guias de ondas retangulares são substituídas por pinos metálicos espaçados periodicamente, permitindo que a estrutura resultante confina a onda eletromagnética no interior do

substrato dielétrico. Devido ao fato de as paredes laterais serem constituídas por pinos metálicos espaçados periodicamente, não é possível a propagação de modos TM na tecnologia SIW, mas somente de modos TE^{28,32-33}.

Os componentes projetados e fabricados em tecnologia SIW podem ser utilizados em diversas aplicações práticas devido ao baixo custo de fabricação, pois, esta tecnologia emprega o processo de fabricação de *Printed Circuit Board* (PCB). Esta tecnologia apresenta ainda a vantagem de fácil integração com circuitos planares e possui equivalência com a teoria de guia de ondas retangular. As perdas dos guias SIW são superiores às de guias de ondas retangulares, porém inferiores às perdas de linhas de transmissão planares, permitindo construir cavidades ressonantes com índice de mérito mais elevado e filtros com resposta em frequência mais seletivos.

Com a atual tendência progressiva no desenvolvimento de sistemas versáteis e miniaturizados para dar suporte aos emergentes sistemas de comunicação, como exemplo a comunicação móvel utilizando rede 5G, a tecnologia SIW pode ser empregada em projetos de filtros sintonizáveis e sensores miniaturizados devido sua inerente flexibilidade estrutural.

Filtros sintonizáveis são essenciais para miniaturização de sistemas operando no espectro de micro-ondas, pois permitem que uma única estrutura opere em mais de uma frequência ou banda⁴¹⁻⁵¹. Uma maneira de realizar a sintonia em guias de ondas e cavidades ressoantes operando em altas frequências é associar chaves e postes metálicos verticais inseridos dentro do volume interno das cavidades e guias SIW. Nesta proposta, uma das extremidades do poste metálico é conectada a parede inferior da cavidade ou guia de ondas SIW, enquanto a outra extremidade flutua, não havendo contato direto com a parede superior. Elementos de chaveamento são inseridos entre a parede superior e o poste metálico que inicialmente está conectado somente a parede inferior do guia. Um curto-circuito entre o poste metálico e a parede superior do guia SIW provido por uma chave altera a configuração de campos internos ao componente SIW, alterando consequentemente a frequência de operação e largura de banda⁴⁷⁻⁵¹.

A quantidade de estados de operação depende da quantidade de postes metálicos inseridos no interior do componente SIW. Para realizar o chaveamento entre parede superior e poste metálico, chaves eletrônicas e mecânicas podem ser utilizadas. Características como perdas, consumo de potência, efeitos não lineares e limitação em frequência devem ser consideradas para uma escolha apropriada do elemento de chaveamento.

Outra importante aplicação que tem se desenvolvido de maneira expressiva com o uso de tecnologia de altas frequências é a área de sensores miniaturizados de caracterização de líquidos⁵²⁻⁶⁰. Em muitos países como Brasil, Canadá, China, Estados Unidos da América e Índia, o etanol tem sido amplamente considerado para reduzir a utilização de combustíveis fósseis, dado este fato, é de suma importância o contínuo desenvolvimento de sensores de caracterização de líquidos, para torna-los acessíveis e de baixo custo. Devido ao baixo custo de fabricação e equivalência com a teoria de guia de ondas retangular, a tecnologia SIW tem sido empregada no projeto de sensores de caracterização de líquidos⁵²⁻⁵⁵. Líquidos como etanol, metanol, água destilada, água deionizada e diversas misturas destes líquidos têm sido utilizados para demonstrar o funcionamento destes novos sensores operando no espectro de micro-ondas.

Considerando o promissor e progressivo cenário citado neste item, é possível verificar a crescente demanda e necessidade no desenvolvimento de circuitos e estruturas operando em elevadas frequências, no qual a miniaturização, operação em uma ou mais frequências e custo de fabricação são importantes fatores a serem considerados. O projeto de circuitos sintonizáveis de baixo custo e miniaturizados tornam-se uma real necessidade e um desafio a ser enfrentado; bem como versáteis sensores de caracterização de líquidos, onde misturas binárias podem ser testadas e caracterizadas sem serem contaminadas.

A área de projeto de circuitos sintonizáveis e sensores SIW vêm sendo tema de publicações científicas recentes, o que denota seu interesse. No entanto, a análise das publicações nessa área permite identificar diversos temas que exigem maior investigação para realização de pesquisas.

Os circuitos sintonizáveis operando no espectro de micro-ondas desenvolvidos em tecnologia de guia de ondas que foram reportados em publicações científicas empregaram o método perturbacional como uma forma de aproximação para descrever o efeito de postes metálicos e dielétricos inseridos em cavidades ressonantes^{19,51,61–63}. Essa abordagem permitiu a compreensão do fenômeno, porém não resultou em equações aplicáveis em projetos de cavidades ressonantes sintonizáveis em tecnologia SIW, devido à dificuldade de obter expressões exatas para os campos elétricos e magnéticos dentro dessas estruturas quando perturbadas por postes metálicos ou dielétricos. Desta forma, existe uma necessidade de desenvolver uma equação para determinar de maneira quantitativa a variação da frequência de ressonância em função da posição de um poste metálico inserido no volume interno de uma cavidade ressonante em tecnologia SIW, que seja usada como ferramenta de projeto.

As publicações científicas que reportaram filtros sintonizáveis do tipo passa-faixa em tecnologia SIW e guia de ondas retangulares não apresentaram um filtro passa-faixa miniaturizado e sintonizável por meio de chaveamento eletrônico das descontinuidades indutivas em uma ordem pré-definida, permitindo alterar a ordem do filtro e realizar um controle da largura de banda no espectro de micro-ondas.

Ainda sobre circuitos sintonizáveis, as publicações científicas encontradas utilizaram elementos concentrados para projetar e desenvolver os circuitos de polarização das chaves a diodo PIN alocadas sobre as paredes superiores dos guias SIW, o que aumenta as perdas em elevadas frequências e reduz o rendimento. Logo, verifica-se a necessidade de projetar circuitos de polarização mais eficientes que possam operar em frequências mais elevadas e de mais baixo custo, visando reduzir o valor final de fabricação.

Em relação aos sensores de caracterização de líquidos, não foram encontradas publicações científicas sobre o projeto de sensores utilizando cavidade ressonante em tecnologia SIW com um único dielétrico. Nos sensores desenvolvidos, o líquido ou mistura binária sob teste divide o espaço interno da cavidade ressonante com o substrato dielétrico da estrutura planar, o que dificulta a fabricação e o tratamento matemático do sensor. Com isso, nota-se uma oportunidade de desenvolver um sensor em tecnologia SIW de fácil fabricação e modelagem matemática.

Todo este cenário motivou a realização do trabalho apresentado nesta tese de doutorado, desenvolvido integralmente no Laboratório de Microeletrônica (LME) da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo (EPUSP) sob orientação da Profa. Dra. Fatima Salete Correra.

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 OBJETIVO

O principal objetivo deste trabalho foi desenvolver estruturas passivas sintonizáveis em tecnologia SIW operando no espectro de micro-ondas, estabelecendo uma metodologia de projeto bem definida, técnicas de fabricação e propondo contribuições originais para filtros sintonizáveis do tipo passa-faixa, cavidades ressonantes sintonizáveis e sensores de caracterização de líquidos.

Para atingir esse objetivo, estudos sobre perturbações em guias de ondas e cavidades ressonantes, elementos de chaveamento e circuitos de polarização, topologias de filtros e sensores de caracterização de líquidos foram realizados neste trabalho de pesquisa por meio de uma revisão bibliográfica, simulações eletromagnéticas computacionais utilizando softwares comerciais, fabricação de diversas estruturas, testes e caracterização experimental em laboratório.

A partir dos estudos realizados, foram concebidos modelos matemáticos, metodologia de projeto e técnicas de fabricação; sendo posteriormente aplicados no desenvolvimento de cavidades ressonantes sintonizáveis, filtro passa-faixa miniaturizado e sintonizável por meio de chaveamento eletrônico das descontinuidades indutivas e sensor de caracterização de líquido; todas as estruturas foram projetadas em tecnologia SIW.

Para verificar e validar o cumprimento do objetivo deste trabalho científico comparou-se resultados previstos por modelos matemáticos, simulação eletromagnética computacional e medições experimentais. Os resultados obtidos foram também discutidos e comparados com trabalhos científicos já reportados, mostrando as principais vantagens e desvantagens exibidas pelas estruturas passivas sintonizáveis desenvolvidas neste trabalho de pesquisa.

1.3 DESCRIÇÃO DAS SEÇÕES

A presente tese de doutorado é iniciada com a introdução situada na seção 1, que de maneira objetiva, posiciona este trabalho no atual cenário científico e tecnológico, demonstrando a aplicabilidade de estruturas sintonizáveis nos atuais sistemas de comunicação e sensores de caracterização de líquidos. Na primeira seção, também é apresentado o objetivo geral deste trabalho científico e a forma que este documento foi organizado.

A segunda seção aborda de maneira detalhada os princípios teóricos que embasam este trabalho científico. A seção 2 é iniciada descrevendo a tecnologia de guia de ondas integrado ao substrato, abordando as principais características e sua equivalência com a teoria de guias de ondas retangulares tradicionais. Em seguida, são abordados os principais conceitos sobre propagação de ondas e modos de propagação em guias SIW. A subseção 2.3 trata de cavidades ressonantes retangulares em tecnologia SIW, onde o princípio de operação é abordado de maneira analítica e os possíveis modos de operação dessa estrutura são analisados. Em 2.4 é abordado o conceito de perturbações em cavidades ressonantes, onde é levada em conta a perturbação por mudança de forma e perturbação por mudança da permissividade do material dielétrico que preenche o interior da cavidade ressonante.

A seção 3 aborda os principais elementos de chaveamento utilizados em circuitos sintonizáveis operando no espectro de micro-ondas juntamente com circuitos de polarização aplicados a esses elementos para permitir um funcionamento adequado dessas chaves de altas frequências. As chaves de micro-ondas utilizadas neste trabalho empregam diodos PIN; para este elemento de chaveamento em específico, foram estudadas e abordadas suas principais características físicas e os modelos de

circuito elétrico equivalente do diodo PIN e capacitor. Linhas de transmissão foram empregadas nos circuitos de polarização visando reduzir perdas e aumentar a eficiência.

A quarta seção apresenta o projeto de três cavidades ressonantes sintonizáveis utilizando o procedimento de projeto e tratamento teórico estudado e desenvolvido, no qual, as duas primeiras cavidades têm a sintonia realizada mecanicamente enquanto a sintonia da terceira cavidade é realizada eletronicamente. O projeto da chave a diodo PIN empregada na terceira cavidade ressonante sintonizável é também apresentado, mostrando de maneira detalhada o seu desenvolvimento e sua resposta em frequência.

A seção 5 apresenta o projeto de um filtro passa-faixa sintonizável com frequência central de 3,5 GHz. Este filtro miniaturizado sintonizável por meio de chaveamento eletrônico das descontinuidades indutivas é capaz de alterar a largura de banda sem alterar a frequência central.

Um sensor de caracterização de líquidos é apresentado na sexta seção. Este sensor emprega uma cavidade híbrida, misturando tecnologia SIW e guias de ondas retangulares. Devido à descontinuidade das paredes típicas da tecnologia SIW, o líquido sob teste é inserido no volume interno da cavidade, permitindo realizar um procedimento experimental para mensurar a frequência de ressonância e estimar a constante dielétrica do líquido em estudo.

Por fim, a seção 7 apresenta as conclusões obtidas neste trabalho científico e propõe sugestões para trabalhos futuros, visando dar continuidade e enriquecer os resultados obtidos nesta tese.

2 PRINCÍPIOS TEÓRICOS

Esta seção introduz, de maneira detalhada, os fundamentos teóricos e conceituais que embasam este trabalho científico. O desenvolvimento teórico utiliza o Sistema Internacional (SI) de unidades.

Primeiramente será abordada e descrita na subseção 2.1 a tecnologia de guia de ondas integrado ao substrato, ressaltando suas principais características.

A subseção 2.2 aborda o conceito de propagação em guias de ondas retangulares em tecnologia SIW e a subseção 2.3 aborda a operação de cavidades ressonantes retangulares em tecnologia SIW.

A quarta subseção dos princípios teóricos aborda o conceito de perturbações em cavidades ressonantes em tecnologia SIW, demonstrando de maneira analítica como perturbações afetam a operação dessas estruturas.

2.1 TECNOLOGIA SIW

A tecnologia denominada como *Substrate Integrated Waveguide* (SIW) ou guia de ondas integrado ao substrato em tradução direta para a língua portuguesa ou simplesmente tecnologia SIW, é uma tecnologia que foi proposta no começo dos anos 2000 para contornar as desvantagens da tecnologia de guias de ondas retangulares e aproveitar os benefícios das tecnologias planares^{26–27}. Os guias de ondas retangulares convencionais são amplamente utilizados em aplicações que operam no espectro de micro-ondas e ondas milimétricas devido ao alto índice de mérito e baixa dissipação de potência dessa tecnologia, no entanto, apresentam algumas desvantagens como difícil integração com circuitos planares, peso elevado e grande volume físico.

As estruturas construídas em tecnologia SIW são fabricadas sobre um substrato dielétrico planar de baixas perdas com pinos metálicos condutores espaçados periodicamente que substituem as paredes laterais dos tradicionais guias de ondas retangulares, confinando e permitindo que a onda eletromagnética seja guiada no interior do substrato dielétrico, possibilitando uma fácil integração de componentes SIW com circuitos planares. A Figura 1 ilustra a estrutura básica de um guia em tecnologia SIW.

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

As dimensões apresentadas na Figura 1 são definidas como:

a – distância entre as filas de pinos metálicos ou largura física do guia SIW;

d – diâmetro dos pinos metálicos;

p – espaçamento periódico entre os pinos metálicos;

h – altura/espessura do substrato dielétrico;

a_e – largura efetiva.

A largura efetiva^{28,31–33,35} é ligeiramente menor que a largura física do guia SIW e para esta dimensão pode ser escrita uma função definida como $a_e = f(a, d, p)$. Para o cálculo da frequência de corte nos modos TE_{10} e TE_{20} a serem desenvolvidos posteriormente é utilizada a largura efetiva e não a largura física do guia SIW, sendo a largura efetiva uma dimensão de operação e não de fabricação, sendo dada por^{28,32–33,35}

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

para o modo de propagação TE_{10} e

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

para o modo de propagação TE_{20} .

Para o modo de propagação TE_{10} em um guia SIW, foram estabelecidas cinco condições para as escolhas das dimensões d e p ²⁸:

$$p > d \quad (3)$$

$$\frac{p}{\lambda_c} < 0,25 \quad (4)$$

$$\frac{\alpha_{SIW}}{k_0} < 10^{-4} \quad (5)$$

$$\frac{p}{\lambda_c} > 0,05 \quad (6)$$

$$p \leq 2d. \quad (7)$$

Onde λ_c é o comprimento de onda de corte, α_{SIW} são as perdas totais no SIW e k_0 é o número de onda no espaço livre. Obedecendo as eq.(3)-(7) para operação no modo TE_{10} , o guia SIW opera da mesma maneira que um guia de ondas retangular convencional e as perdas por vazamento de campo entre pinos metálicos podem ser desprezadas^{28,31}. A Figura 2 ilustra a região de interesse no qual o guia SIW opera de forma similar ao guia de ondas retangular no modo TE_{10} .

Figura 2 – Região de interesse em um guia SIW.

Fonte – Adaptado de Chen e Wu²⁸.

Os componentes desenvolvidos em tecnologia SIW apresentam algumas vantagens como: baixo custo de fabricação, pois, são fabricados utilizando processo de *Printed Circuit Board* (PCB); índice de mérito superior em relação à tecnologia de linha de microfita ou *microstrip line*, tecnologia planar também de baixo custo de fabricação; fácil integração com circuitos desenvolvidos em outras tecnologias planares; estruturas e circuitos pequenos e leves em comparação aos tradicionais guias de ondas retangulares.

Antes do desenvolvimento da tecnologia SIW havia uma lacuna entre as tecnologias de linha de microfita (*microstrip line* e *stripline*), ressoador dielétrico e guia de ondas. Até então não havia uma tecnologia considerada intermediária abrangendo aspectos como custo de fabricação, perdas, tamanho físico e integração entre tecnologias. A tecnologia SIW foi proposta considerando importantes aspectos e características das tecnologias planares e de guia de ondas retangular, tornando-se bastante popular no desenvolvimento de circuitos e estruturas operando no espectro de micro-ondas e ondas milimétricas. A Figura 3 ilustra uma comparação entre a tecnologia SIW e outras tecnologias empregadas em projetos de circuitos e estruturas operando em altas frequências.

Figura 3 – Comparação de tecnologias.

Fonte – Adaptado de Chen e Wu²⁸.

Devido ao fato de a tecnologia SIW utilizar o mesmo processo de fabricação da tecnologia de linha de microfita, onde microfresas mecânicas e *lasers* de alta precisão são utilizados na fabricação, torna-se possível obter uma excelente repetitividade e exatidão na criação das geometrias dos circuitos operando em elevadas frequências, fator muito importante a ser considerado no projeto de estruturas operando no espectro de micro-ondas e ondas milimétricas.

Considerando os aspectos apresentados nesta subseção, é possível perceber que os componentes construídos em tecnologia SIW constituem uma área de alta aplicabilidade em elevadas frequências, permitindo que essa tecnologia seja utilizada em circuitos e estruturas empregados nos modernos sistemas de comunicação.

2.2 GUIAS DE ONDAS RETANGULARES SIW

Nesta etapa do trabalho será abordado de maneira sucinta o conceito de propagação de ondas eletromagnéticas em guias SIW, e como se dá a operação dessas estruturas. Para isso, a teoria de guia de ondas retangular será utilizada e adaptada para guias em tecnologia SIW. Serão demonstrados os possíveis modos de propagação na tecnologia SIW, frequência de corte, faixa de operação recomendada, perdas nos guias em tecnologia SIW considerando o efeito da espessura do substrato dielétrico e perdas no substrato dielétrico. O conceito de casamento de impedância entre linha de alimentação e guia SIW será abordado, onde serão discutidas e analisadas as três definições de impedância existentes para guia de ondas.

2.2.1 Propagação em guias de ondas retangulares

Os guias de ondas retangulares consistem de uma geometria tridimensional de seção retangular uniforme ao longo do seu comprimento que suportam os modos de propagação transversal elétrico (TE) e transversal magnético (TM). O modo TE é caracterizado pela ausência de componente de campo elétrico na direção de propagação da onda eletromagnética, enquanto o modo TM é caracterizado pela ausência de componente de campo magnético na direção de propagação da onda eletromagnética^{19–20,22}.

Para compreender o funcionamento de um guia de ondas em tecnologia SIW e verificar sua equivalência com um guia de ondas retangular e seus modos de propagação, se faz necessário um estudo detalhado de como a onda eletromagnética se propaga dentro do guia SIW, levando em conta suas características estruturais. Um guia SIW e seu equivalente em guia de ondas retangular^{28,31-33,35} são apresentados na Figura 4.

Figura 4 – Guia SIW (a) e seu equivalente em guia de ondas retangular (b).

Será assumido campo elétrico e campo magnético em única frequência com dependência de $e^{j\omega t}$, propagação da onda eletromagnética ao longo do eixo z positivo e estrutura infinitamente longa, conforme ilustrado na Figura 4. Os fasores de campo elétrico e de campo magnético podem ser escritos, respectivamente por^{19,22}

$$\vec{E}(x, y, z) = [\bar{e}(x, y) + \hat{z}e_z(x, y)]e^{-j\beta z}, \quad (8)$$

$$\vec{H}(x, y, z) = [\bar{h}(x, y) + \hat{z}h_z(x, y)]e^{-j\beta z}, \quad (9)$$

onde $\bar{e}(x, y)$ é o componente transversal de campo elétrico e $\bar{h}(x, y)$ é o componente transversal de campo magnético, enquanto $e_z(x, y)$ é o componente longitudinal de campo elétrico e $h_z(x, y)$ é o componente longitudinal de campo magnético. As eq.(8)-(9) consideram um guia de ondas sem perdas.

Para considerar as perdas presentes nos condutores, no substrato dielétrico e por radiação no guia SIW é necessário inclui-las na constante de propagação $\gamma = \alpha_{SIW} + j\beta$. Assumindo que a propagação da onda eletromagnética se dá somente dentro do substrato dielétrico do guia SIW, constituído por um dielétrico isotrópico, homogêneo e sem perdas, com constante dielétrica ϵ_r , permeabilidade magnética do espaço livre μ_0 e regime permanente senoidal ($d/dt = j\omega$), as equações de Maxwell para campos variantes no tempo, podem ser escritas por^{19,22,40}

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -j\omega\mu_0\vec{H}, \quad (10)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = j\omega\epsilon_r\epsilon_0\vec{E}, \quad (11)$$

onde ϵ_0 é a permissividade elétrica do espaço livre. Aplicando as eq.(8)-(9) nas eq.(10)-(11), obtemos seis equações:

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} + j\beta E_y = -j\omega\mu_0 H_x, \quad (12)$$

$$-j\beta E_x - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -j\omega\mu_0 H_y, \quad (13)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -j\omega\mu_0 H_z, \quad (14)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} + j\beta H_y = j\omega\epsilon_r\epsilon_0 E_x, \quad (15)$$

$$-j\beta H_x - \frac{\partial H_z}{\partial x} = j\omega\epsilon_r\epsilon_0 E_y, \quad (16)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = j\omega\epsilon_r\epsilon_0 E_z. \quad (17)$$

As eq.(12)-(17) podem ser resolvidas somente em função das componentes de campo longitudinais E_z e H_z , onde as componentes de campo elétrico E_x e E_y e campo magnético H_x e H_y podem ser escritas por

$$E_x = -\frac{j}{k_c^2} \left(\beta \frac{\partial E_z}{\partial x} + \omega\mu_0 \frac{\partial H_z}{\partial y} \right), \quad (18)$$

$$E_y = \frac{j}{k_c^2} \left(-\beta \frac{\partial E_z}{\partial y} + \omega\mu_0 \frac{\partial H_z}{\partial x} \right), \quad (19)$$

$$H_x = \frac{j}{k_c^2} \left(\omega\epsilon_r\epsilon_0 \frac{\partial E_z}{\partial y} - \beta \frac{\partial H_z}{\partial x} \right), \quad (20)$$

$$H_y = -\frac{j}{k_c^2} \left(\omega\epsilon_r\epsilon_0 \frac{\partial E_z}{\partial x} + \beta \frac{\partial H_z}{\partial y} \right), \quad (21)$$

onde k_c é definido como o número de onda de corte e é igual à^{19,22}

$$k_c^2 = k^2 - \beta^2, \quad (22)$$

k é o número de onda da onda eletromagnética que se propaga no interior do substrato dielétrico do guia SIW e é dado por^{19–20,22,40}

$$k = \omega \sqrt{\varepsilon_r \varepsilon_0 \mu_0} \quad (23)$$

e β é a constante de fase. Se houver perdas no substrato dielétrico, é necessário considerar a tangente de perdas ($tg\delta$) na permissividade do substrato dielétrico (ε) que preenche o interior do guia SIW, deixando esta como uma grandeza complexa e não mais puramente real, sendo dada por^{19,22}

$$\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0 (1 - jtg\delta). \quad (24)$$

Aplicando a condição $E_z = H_z = 0$ nas eq.(18)-(21) é possível notar que as quatro componentes de campo elétrico e campo magnético tornam-se nulas, não permitindo que um guia SIW propague ondas transversais ou ondas de modo TEM; somente configurações com dois ou mais condutores podem propagar ondas transversais. A condição de contorno de campo elétrico tangencial nulo ($\vec{n} \times \vec{E} = 0$) imposta pelas paredes metálicas e pinos metálicos do guia SIW forçam as componentes tangenciais de campo elétrico a serem zero.

Existem outros dois modos de propagação a serem analisados no guia SIW: transversal magnético (TM) e transversal elétrico (TE).

O modo de propagação TM é caracterizado por ter componente de campo magnético longitudinal igual a zero e componente de campo elétrico longitudinal diferente de zero, ou seja, $H_z = 0$ e $E_z \neq 0$. Para este caso, a equação de onda de Helmholtz referente à componente longitudinal pode ser escrita como^{19–20,22,40}

$$\nabla^2 E_z + k_c^2 E_z = 0. \quad (25)$$

Utilizando o método da separação de variáveis e aplicando as condições de contorno impostas pela estrutura do guia SIW em seu equivalente em guia de ondas retangular^{19–20,22,40}, é possível obter cinco componentes de campo que caracterizam e descrevem o modo TM em guias SIW, sendo três componentes de campo elétrico e duas componentes de campo magnético:

$$E_x = \frac{-j\beta m\pi}{a_e k_c^2} B_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a_e}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{h}\right) e^{-j\beta z}, \quad (26)$$

$$E_y = \frac{-j\beta n\pi}{h k_c^2} B_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a_e}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{h}\right) e^{-j\beta z}, \quad (27)$$

$$E_z = B_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a_e}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{h}\right) e^{-j\beta z}, \quad (28)$$

$$H_x = \frac{j\omega\epsilon_r\epsilon_0 n\pi}{h k_c^2} B_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a_e}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{h}\right) e^{-j\beta z}, \quad (29)$$

$$H_y = \frac{-j\omega\epsilon_r\epsilon_0 m\pi}{a_e k_c^2} B_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a_e}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{h}\right) e^{-j\beta z}, \quad (30)$$

onde B_{mn} é uma amplitude constante e a constante de fase é ^{19-20,22,40}

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a_e}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{h}\right)^2}. \quad (31)$$

Observando as eq.(26)-(30) é possível verificar matematicamente que as componentes de campo são nulas para $m = 0$ ou $n = 0$. Dessa forma, não há modos TM_{00} , TM_{01} ou TM_{10} , sendo matematicamente possível somente o modo TM para $m \geq 1$ e $n \geq 1$, no qual, o modo TM_{11} é o de mais baixa ordem. Para verificar a possibilidade de propagação de ondas no modo TM em guias SIW, é necessário visualizar a configuração de campo elétrico e campo magnético do modo TM_{11} dentro dessa estrutura. A Figura 5 ilustra a distribuição de campo elétrico e campo magnético para o modo de propagação TM_{11} .

Figura 5 – Campo elétrico e campo magnético no modo de propagação TM_{11} .

Fonte – Adaptado de Ramo, Whinnery e Van Duzer²².

De acordo com as eq.(26)-(30) e Figura 5, nota-se que o modo TM_{11} exige uma componente de campo elétrico longitudinal, o que requer também uma densidade de corrente na direção do eixo z na parede metálica superior, na parede metálica inferior e nas paredes laterais constituídas pelos pinos metálicos. No entanto, a densidade de corrente na direção do eixo z nas paredes laterais é interrompida pelos pinos metálicos espaçados periodicamente, não permitindo dessa maneira a propagação de ondas eletromagnéticas no modo TM em guias SIW^{28,32-33}. Portanto, os guias em tecnologia SIW não suportam a propagação de ondas eletromagnéticas nos modos TEM e TM, restando verificar apenas a propagação de ondas eletromagnéticas no modo TE.

O modo de propagação TE é caracterizado por ter componente de campo elétrico longitudinal igual a zero e componente de campo magnético longitudinal diferente de zero, ou seja, $E_z = 0$ e $H_z \neq 0$. Para este caso, a equação de onda de Helmholtz referente à componente longitudinal pode ser escrita como^{19-20,22,40}

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

Utilizando novamente o método da separação de variáveis e aplicando as condições de contorno impostas pela estrutura do guia SIW em seu equivalente em guia de ondas retangular^{19-20,22,40}, é possível obter cinco componentes de campo que caracterizam e descrevem o modo TE em guias SIW, sendo três componentes de campo magnético e duas componentes de campo elétrico:

$$E_x = \frac{j\omega\mu_0 n\pi}{hk_c^2} A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a_e}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{h}\right) e^{-j\beta z}, \quad (33)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu_0 m\pi}{a_e k_c^2} A_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a_e}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{h}\right) e^{-j\beta z}, \quad (34)$$

$$H_x = \frac{j\beta m\pi}{a_e k_c^2} A_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a_e}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{h}\right) e^{-j\beta z}, \quad (35)$$

$$H_y = \frac{j\beta n\pi}{hk_c^2} A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a_e}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{h}\right) e^{-j\beta z}, \quad (36)$$

$$H_z = A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a_e}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{h}\right) e^{-j\beta z}, \quad (37)$$

onde A_{mn} é uma amplitude constante e a constante de fase β é dada pela eq.(31). Observando as eq.(33)-(37) é possível verificar matematicamente que as componentes de campo são nulas para $m = 0$ e $n = 0$.

Dessa forma, não há o modo TE_{00} , sendo matematicamente possível somente o modo TE para $m \geq 1$ e $n \geq 0$ ou $m \geq 0$ e $n \geq 1$, no qual, o modo TE_{10} (modo dominante ou modo fundamental) e TE_{01} são os primeiros modos possíveis. Para verificar a possibilidade de propagação de ondas no modo TE em guias SIW, é necessário visualizar a configuração de campo elétrico e campo magnético dos modos TE_{10} e TE_{20} (modos mais utilizados em guia de ondas retangular) dentro dessa estrutura.

A Figura 6 ilustra a distribuição de campo elétrico e campo magnético para o modo de propagação TE_{10} e TE_{20} e a Figura 7 ilustra o campo elétrico, o campo magnético e a densidade de corrente ($\vec{J}$) plotada na parede superior em um guia SIW também no modo TE_{10} .

Figura 6 – Campo elétrico e campo magnético no modo de propagação TE_{10} e TE_{20} .

Fonte – Adaptado de Ramo, Whinnery e Van Duzer²².

Figura 7 - Campo elétrico, campo magnético e densidade de corrente em um guia SIW no modo TE_{10} .

De acordo com as eq.(33)-(37), Figura 6 e Figura 7, nota-se que não há nos modos TE_{m0} uma componente de campo elétrico longitudinal, não havendo também uma densidade de corrente longitudinal. Essa condição permite a propagação de ondas eletromagnéticas no modo TE em guias SIW, pois, não há interrupção de densidade de corrente na parede superior, parede inferior e pinos metálicos^{28,31-33}. Portanto, o guia SIW suporta somente a propagação de ondas eletromagnéticas no modo TE.

2.2.2 Modos de propagação TE em guias SIW

Foi demonstrado em 2.2.1 que a tecnologia SIW não suporta a propagação de ondas eletromagnéticas no modo TEM e TM, e que somente ondas eletromagnéticas no modo TE podem ser propagadas no interior de guias desenvolvidos nesta tecnologia. Nesta parte do trabalho, será analisada com especial atenção a propagação de ondas eletromagnéticas no modo TE_{10} , modo de propagação conhecido como fundamental.

Para que a onda eletromagnética seja propagada no modo TE em um guia SIW é necessário que a constante de fase na eq.(31) seja real, situação que ocorre para $k > k_c$. Para uma dada frequência de operação f e frequência de corte f_c , apenas modos TE_{mn} com $f > f_c$ serão propagados internamente à estrutura do guia de ondas^{19–20,22}. A frequência de corte de um guia SIW no modo TE_{mn} pode ser escrita por^{19–20,22,28,31–33,35}

$$f_c = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a_e}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{h}\right)^2}, \quad (38)$$

onde c é a velocidade da luz no vácuo. Conforme abordado na subseção 2.1, a largura efetiva de um guia SIW é diferente para os modos TE_{10} e TE_{20} . Para o modo de propagação TE_{10} a frequência de corte pode ser escrita por

$$f_{c_{10}} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left(a - 1,08 \frac{d^2}{p} + 0,1 \frac{d^2}{a} \right)^{-1}, \quad (39)$$

e para o modo de propagação TE_{20} a frequência de corte pode ser escrita por

$$f_{c_{20}} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left(a - \frac{d^2}{1,1p} - \frac{d^3}{6,6p^2} \right)^{-1}. \quad (40)$$

Para que o guia SIW opere unicamente no modo fundamental, é necessário operar em uma banda que garanta baixas perdas no modo TE_{10} e evite o modo TE_{20} e demais modos superiores. Esta faixa de operação recomendada para um guia SIW é dada por^{19–20,22,31}

$$1,25f_{c_{10}} < f < 0,95f_{c_{20}}, \quad (41)$$

onde uma frequência média de operação dentro da banda recomendada pela eq.(41) pode ser definida por

$$f_{M_0} = \frac{1,25f_{c_{10}} + 0,95f_{c_{20}}}{2}. \quad (42)$$

A constante de atenuação ou perdas de um guia SIW possui três componentes

$$\alpha_{SIW} = \alpha_c + \alpha_d + \alpha_v, \quad (43)$$

onde α_c são as perdas nos condutores, α_d são as perdas no substrato dielétrico e α_v são as perdas por vazamento de campo. As perdas por vazamento de campo entre os pinos metálicos que formam as paredes laterais podem ser desprezadas quando o guia SIW opera no modo TE_{10} e na região de interesse ilustrada na Figura 2^{28,31}.

As perdas nos condutores que formam a estrutura do guia SIW e as perdas no substrato dielétrico que preenche o interior do guia SIW não podem ser desprezadas em aplicações práticas. Para estas perdas, serão utilizados os modelos desenvolvidos para guia de ondas retangulares e adaptados para guias de ondas em tecnologia SIW por meio das larguras efetivas nos modos TE_{10} e TE_{20} . A faixa de interesse, ilustrada na Figura 2 deve ser considerada.

Marcuvitz²⁰ e Ramo, Whinnery e Van Duzer²² modelaram as perdas nos condutores de um guia de ondas retangular para o modo TE_{m0} . Essa modelagem pode ser aplicada em guias SIW operando no modo TE_{10} e TE_{20}

$$\alpha_c = \frac{R_S}{h\eta\sqrt{1-(f_c/f)^2}} \left[1 + \frac{2h}{a_e} \left(\frac{f_c}{f} \right)^2 \right], \quad (44)$$

sendo η a impedância intrínseca do meio^{19-20,22,40}

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_r \epsilon_0}} = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (45)$$

η_0 a impedância intrínseca do vácuo no valor aproximado de 377Ω e R_S a resistência de superfície^{19-20,22,40}

$$R_S = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}}. \quad (46)$$

Pozar¹⁹, Marcuvitz²⁰ e Ramo, Whinnery e Van Duzer²² apresentam as perdas no substrato dielétrico que preenche o guia de ondas retangular para os modos TE e TM. Essa modelagem pode ser aplicada em guias SIW operando no modo TE_{10} e TE_{20}

$$\alpha_d = \frac{k^2 t g \delta}{2\beta}. \quad (47)$$

De acordo com as eq.(38)-(40) é possível verificar que a espessura do substrato dielétrico não afeta a frequência de corte no modo TE_{10} , modo TE_{20} e em nenhum modo TE_{m0} . No entanto, a espessura do substrato dielétrico influencia nas perdas nos condutores, conforme indicado pela eq.(44).

Para ilustrar o efeito da espessura do substrato dielétrico nas perdas α_c e α_d , um guia de ondas padrão WR-137 com frequência de corte de 4,304 GHz e faixa de operação recomendada de 5,85 GHz até 8,20 GHz foi projetado em tecnologia SIW utilizando um substrato dielétrico RT/duroid 5880 da Rogers CorporationTM.

Foram utilizadas quatro alturas de substrato dielétrico: h_1 de 254 μm , h_2 de 0,508 mm, h_3 de 1,575 mm e h_4 de 3,175 mm. A Figura 8 ilustra as perdas nos condutores e a Figura 9 ilustra as perdas no substrato dielétrico no guia SIW projetado. Todas as curvas ilustradas foram calculadas.

Figura 8 – Perdas nos condutores em função da frequência de operação para quatro alturas de substrato dielétrico.

Figura 9 – Perdas no substrato dielétrico em função da frequência de operação para quatro alturas de substrato dielétrico.

Conforme ilustrado pela Figura 8, é possível concluir que a espessura do substrato dielétrico altera consideravelmente as perdas nos condutores, verificando que substratos dielétricos mais espessos apresentam perdas mais baixas nos condutores. Como previsto pela teoria, na Figura 9, as quatro curvas estão sobrepostas como esperado, dado que a espessura do substrato não tem influência nas perdas dielétricas do mesmo.

Outro fator importante a ser verificado na Figura 8 e Figura 9 é a validação da faixa de operação recomendada para um guia SIW conforme eq.(41). A faixa de 5,80 GHz até 8,20 GHz apresenta os valores mais baixos de perdas dentro da banda de operação.

Além das perdas nos condutores e substrato dielétrico de um guia SIW, há também perdas de reflexão causadas pela diferença de impedâncias entre linha de alimentação e guia SIW. Os acessos de entrada e saída de um guia SIW são normalmente conectados a linhas de alimentação em tecnologia de microfita com impedância característica de 50 Ω . Para reduzir as perdas de reflexão, faz-se necessário a implementação de redes de casamento de impedância entre linha de alimentação e guia SIW.

Para projetar eficientes redes de casamento de impedância, é necessário conhecer os valores de impedância do guia SIW na banda de operação. Há três definições de impedância característica em guias de ondas retangulares e guias SIW, que consideram a impedância de onda no interior do guia e as dimensões da seção transversal do mesmo. A dissertação de mestrado apresentada pelo autor desta tese de doutorado abordou de maneira detalhada as três definições de impedância para guias SIW³¹. As impedâncias de um guia de ondas retangular e guia SIW podem ser escritas por:

- impedância em função da potência e tensão

$$Z_{PV} = \frac{V.V^*}{P} = \frac{2h}{a_e} Z_{TE}; \quad (48)$$

- impedância em função da tensão e corrente

$$Z_{VI} = \frac{V}{I} = \frac{\pi h}{2a_e} Z_{TE}; \quad (49)$$

- impedância em função da potência e corrente

$$Z_{PI} = \frac{P}{I \cdot I^*} = \frac{\pi^2 h}{8a_e} Z_{TE}; \quad (50)$$

sendo Z_{TE} a impedância de onda do modo TE^{19-20,22,31,40}

$$Z_{TE} = \frac{k\eta}{\beta} = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{\sqrt{1-(f_c/f)^2}}. \quad (51)$$

Objetivando comparar os valores das três definições de impedâncias para guias SIW, a Figura 10 ilustra as impedâncias Z_{PV} , Z_{VI} e Z_{PI} de um guia de ondas SIW, fabricado no substrato dielétrico RT/duroid 5880 da Rogers Corporation™, projetado para operar na mesma faixa de frequência guia de ondas padrão WR-137.

Figura 10 - Impedâncias do modo TE₁₀ de guia de ondas SIW desenvolvido no substrato dielétrico RT/duroid 5880 da Rogers Corporation™ operando na faixa de frequência do guia de ondas WR-137.

A Figura 10 mostra que a definição de impedância potência-tensão apresenta valores mais elevados de impedância em relação às definições tensão-corrente e potência-corrente. Embora as três definições de impedâncias sejam válidas do ponto de vista teórico para guias de ondas retangulares e guias SIW, na prática, a definição Z_{PV} demonstra ser mais adequada para guias de ondas, enquanto a definição Z_{PI} demonstra ser mais adequada para linhas de microfita. Os simuladores eletromagnéticos computacionais como o High Frequency Structure Simulator (HFSS) e o Advanced Design System (ADS) utilizam a definição Z_{PV} para guias de ondas e a definição Z_{PI} para linhas de microfita.

2.3 CAVIDADES RESSONANTES RETANGULARES EM TECNOLOGIA SIW

Esta subseção aborda a operação de cavidades ressonantes em tecnologia SIW. Devido a não existência de modos TEM e TM na tecnologia SIW, somente o modo transversal elétrico será considerado para estudar o funcionamento desta estrutura.

Antes de explorar o conceito de cavidades ressonantes em tecnologia SIW, é importante ressaltar que há outros tipos de circuitos ressonantes: elementos concentrados que utilizam uma combinação de capacitores e indutores, elementos distribuídos que utilizam linhas de transmissão e guias de ondas.

Nos circuitos ressonantes que utilizam elementos concentrados, o capacitor é utilizado para armazenar energia do campo elétrico e o indutor é utilizado para armazenar energia do campo magnético; na frequência de ressonância, a quantidade de energia elétrica armazenada no capacitor é igual à quantidade de energia magnética armazenada no indutor, nesta condição, há uma troca de energia entre capacitor e indutor a cada um quarto de ciclo de onda. Essa troca entre energias elétrica e magnética armazenadas ocorre também em circuitos ressonantes distribuídos.

Os circuitos ressonantes distribuídos desenvolvidos em linha de transmissão utilizam o conceito de ondas estacionárias, onde há interferência entre ondas incidentes e ondas refletidas. Neste tipo de circuito ressonante, o comprimento da estrutura do ressoador é comparável ao comprimento de onda.

Os ressoadores operando no espectro de micro-ondas também podem ser desenvolvidos em tecnologia de guia de ondas e tecnologia SIW. Os ressoadores desenvolvidos nestas duas tecnologias são construídos a partir de seções fechadas, onde as terminações do guia são curto-circuitadas, reduzindo quase por completo às perdas por vazamento de campo, formando desta maneira, uma caixa ou cavidade.

Para estudar a operação de um ressoador desenvolvido em tecnologia SIW, será obtida uma expressão matemática para a frequência de ressonância (f_r) de uma cavidade retangular em tecnologia SIW operando no modo ressonante TE_{mnp} .

A Figura 11(a) ilustra a geometria de uma cavidade retangular em tecnologia SIW juntamente com suas dimensões físicas e a Figura 11(b) apresenta a mesma cavidade ressonante por meio de seu modelo equivalente em guia de ondas retangular,

Figura 11 - Cavidade ressonante retangular em tecnologia SIW.

onde a é a largura da cavidade ressonante, l é o comprimento da cavidade ressonante, h é a espessura do substrato dielétrico, a_e é a largura efetiva, l_e é o comprimento efetivo e ϵ_r a constante dielétrica do substrato dielétrico.

Para obter as frequências de ressonância da cavidade ilustrada pela Figura 11, serão negligenciadas, como aproximação, as perdas no substrato dielétrico e condutores. Devido ao fato de não haver propagação de ondas de modo TM na tecnologia SIW, não há componentes longitudinais de campo elétrico (E_z) em cavidades retangulares SIW, somente componentes longitudinais de campo magnético (H_z).

Para este caso, a equação de onda de Helmholtz, eq.(32), é aplicada no campo magnético longitudinal H_z e o método da separação de variáveis é utilizado para resolver a equação diferencial considerando as condições de contorno impostas pela estrutura da cavidade.

O campo elétrico transversal interno a cavidade retangular em tecnologia SIW pode ser escrito por

$$\vec{E}(x, y, z) = \vec{e}(x, y)(E_o^+ e^{-j\beta z} + E_o^- e^{-j\beta z}), \quad (52)$$

onde $\bar{e}(x, y)$ é a variação transversal do campo elétrico de modo TE, E_o^+ é a amplitude do campo elétrico incidente, E_o^- é a amplitude do campo elétrico refletido e β é a constante de fase dada pela eq.(31).

Aplicando a condição de contorno $\vec{n} \times \vec{E} = 0$ em $z = 0$ na eq.(52), implica que $E_o^- = -E_o^+$, demonstrando que há reflexão total nas paredes metálicas. Aplicando novamente a condição de contorno $\vec{n} \times \vec{E} = 0$ agora em $z = l_e$ na eq.(52) e utilizando a relação de Euler para exponencial complexa, é possível escrever a equação

$$\vec{E}(x, y, l_e) = -2j\bar{e}(x, y)E_o^+ \text{sen}(\beta l_e) = 0. \quad (53)$$

A única solução não trivial ($\bar{e}(x, y) \neq 0$ e $E_o^+ \neq 0$) ocorre para

$$\beta l_e = p\pi, \text{ onde } p = 1, 2, 3, \dots, \quad (54)$$

o que implica que o comprimento da cavidade deve ser um múltiplo inteiro de meio comprimento de onda guiado na frequência de ressonância. Considerando a eq.(54) é possível determinar um número de onda ressonante

$$k_{mnp} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a_e}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{l_e}\right)^2}. \quad (55)$$

Os números inteiros m , n e p indicam o número de variações no padrão de onda estacionária nas direções x , y e z , respectivamente. Desta maneira, a frequência de ressonância de uma cavidade ressonante retangular em tecnologia SIW é dada por

$$f_r = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a_e}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{l_e}\right)^2}. \quad (56)$$

Se $h < a_e < l_e$, é possível verificar que o modo ressonante dominante para uma cavidade retangular em tecnologia SIW é o modo TE₁₀₁, que corresponde ao modo fundamental TE₁₀ de um guia de ondas curto-circuitado em ambas as extremidades no comprimento de $\lambda_g/2$, sendo também similar a um ressoador desenvolvido em linha de transmissão com um curto-circuito em $\lambda/2$.

Com o objetivo de ilustrar a operação de uma cavidade retangular em tecnologia SIW e verificar a distribuição de campo elétrico ($\vec{E}$), campo magnético ($\vec{H}$) e densidade de corrente ($\vec{J}$) para três modos ressonantes diferentes, a Figura 12, a Figura 13 e a Figura 14 ilustram a operação da cavidade nos modos TE₁₀₁, TE₂₀₁ e TE₂₀₂, respectivamente.

Figura 12 - Operação de uma cavidade retangular em tecnologia SIW no modo TE_{101} .

Figura 13 - Operação de uma cavidade retangular em tecnologia SIW no modo TE_{201} .

Figura 14 - Operação de uma cavidade retangular em tecnologia SIW no modo TE_{202} .

As distribuições dos vetores $\vec{E}$, $\vec{H}$ e $\vec{J}$ da Figura 12, da Figura 13 e da Figura 14 foram obtidas no HFSS utilizando o tipo de solução *Eigenmode*.

2.4 PERTURBAÇÕES EM CAVIDADES RESSONANTES

Em muitas aplicações práticas como filtros sintonizáveis e sensores de caracterização de líquidos, as cavidades ressonantes que compõem estas estruturas são perturbadas por mudanças em suas formas, alteração do material que preenche o interior destas cavidades ou pela introdução de objetos dielétricos e/ou metálicos que atravessam seus volumes internos, alterando desta maneira a frequência de ressonância.

Este trabalho de pesquisa trata de perturbação por mudança de forma e perturbação por mudança na permissividade do material que preenche o interior de cavidades retangulares em tecnologia SIW.

A perturbação por mudança de forma que será abordada neste trabalho, emprega postes metálicos inseridos através dos volumes internos de cavidades em tecnologia SIW, conectando parede metálica inferior e parede metálica superior.^{19,22,47-51}

Wu e Kishk³⁴ abordam de maneira minuciosa a operação de componentes em tecnologia SIW, considerando a existência de postes dielétricos e postes metálicos inseridos no volume interno dessas estruturas. Waldron⁶¹ fornece um tratamento matemático para cavidades perturbadas por materiais dielétricos e amostras de ferrites inseridos no interior de cavidades ressonantes. No entanto, é importante salientar que este trabalho de pesquisa não aborda o conceito de perturbação devido inserção de postes dielétricos ou ferrites no interior de cavidades e guias em tecnologia SIW.

Em alguns casos particulares, o efeito de perturbações pode ser calculado de maneira exata, permitindo obter uma boa compreensão do fenômeno e quantificar a variação da frequência de operação. No entanto, na maioria dos casos práticos envolvendo cavidades perturbadas, o tratamento matemático é de difícil realização e aproximações são feitas. Carter⁶² examina algumas aproximações matemáticas feitas em cavidades ressonantes perturbadas e estima seus erros.

Uma técnica muito utilizada como aproximação em problemas envolvendo cavidades perturbadas é o método perturbacional.^{19,22,63} Este método assume que as distribuições de campo elétrico e campo magnético são fracamente alteradas por pequenas perturbações provocadas, permitindo considerar que os campos da cavidade perturbada sejam aproximadamente os mesmos da cavidade não perturbada. No entanto, essa aproximação não é válida para cavidades fortemente perturbadas, onde os campos sofrem grandes variações em suas distribuições espaciais.

Logo, é de suma importância a compreensão do fenômeno de perturbação em cavidades ressonantes fortemente perturbadas pela inserção de postes metálicos em pontos de máximo campo elétrico e pela alteração do material que preenche o interior dessas estruturas. Nesta parte do trabalho, algumas expressões matemáticas e simulações computacionais serão desenvolvidas e apresentadas com o intuito de abordar e explicar esta questão.

2.4.1 Perturbação por mudança de forma em cavidades ressonantes

Mudanças no formato ou no tamanho da cavidade, inserção de parafusos de sintonia ou inserção de postes metálicos que atravessam o volume interno da cavidade e conectam parede inferior e parede superior, são consideradas mudanças na forma original da cavidade. Estas mudanças de forma causam perturbações em cavidades ressonantes, alterando consequentemente, a frequência de ressonância dessas estruturas.

Rezaee e Attari⁶³ apresentam um trabalho que trata de perturbação por mudança de formato em cavidades em tecnologia SIW. Os autores calculam analiticamente as frequências de ressonância de uma cavidade que tem um de seus cantos modificado por um corte, reduzindo o volume interno da cavidade e causando uma perturbação na distribuição original de campos elétrico e magnético.

Para estudar a perturbação causada pela inserção de um poste metálico dentro de uma cavidade ressonante retangular em tecnologia SIW, conectando paredes inferior e superior, será apresentada a dedução da expressão matemática exata que considera a perturbação por mudança de forma na cavidade em questão. A Figura 15 ilustra uma cavidade SIW retangular com uma perturbação cilíndrica inserida através de seu volume interno, conectando paredes inferior e superior,

Figura 15 - Cavidade ressonante retangular em tecnologia SIW perturbada por mudança de forma: (a) cavidade original e (b) cavidade perturbada.

sendo $\vec{E}_o, \vec{H}_o$ e f_o os campos e a frequência de ressonância da cavidade não perturbada, respectivamente, e $\vec{E}_p, \vec{H}_p$ e f_p os campos e a frequência de ressonância da cavidade perturbada, respectivamente.

O substrato dielétrico da cavidade ressonante em tecnologia SIW possui constante dielétrica ε_r e permeabilidade magnética μ_o , sendo, S_o e V_o a área superficial e volume interno da cavidade não perturbada, respectivamente; S e V são a área superficial e volume interno da cavidade perturbada, respectivamente, e ΔS e ΔV são a área superficial e volume da perturbação inserida no interior da cavidade, respectivamente.

Considerando os campos da Figura 15 e as frequências f_o e f_p como angulares, é possível escrever as equações de Maxwell para cavidade não perturbada

$$\vec{\nabla} \times \vec{E}_o = -j\omega_o\mu_o\vec{H}_o, \quad (57)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H}_o = j\omega_o\varepsilon_r\varepsilon_o\vec{E}_o, \quad (58)$$

e para cavidade perturbada

$$\vec{\nabla} \times \vec{E}_p = -j\omega_p\mu_o\vec{H}_p, \quad (59)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H}_p = j\omega_p\varepsilon_r\varepsilon_o\vec{E}_p. \quad (60)$$

Multiplicando o conjugado da eq.(57) por $\vec{H}_p^*$ e multiplicando a eq.(60) por $\vec{E}_o^*$ é possível obter

$$\vec{H}_p^* \cdot (\vec{\nabla} \times \vec{E}_o^*) = j\omega_o\mu_o(\vec{H}_p^* \cdot \vec{H}_o^*), \quad (61)$$

$$\vec{E}_o^* \cdot (\vec{\nabla} \times \vec{H}_p) = j\omega_p\varepsilon_r\varepsilon_o(\vec{E}_o^* \cdot \vec{E}_p). \quad (62)$$

Subtraindo a eq.(62) da eq.(61) e utilizando a identidade vetorial

$$\vec{\nabla} \cdot (\vec{\tau} \times \vec{\psi}) = (\vec{\nabla} \times \vec{\tau}) \cdot \vec{\psi} - (\vec{\nabla} \times \vec{\psi}) \cdot \vec{\tau}, \quad (63)$$

é obtida a equação

$$\vec{\nabla} \cdot (\vec{E}_o^* \times \vec{H}_p) = j\omega_o\mu_o(\vec{H}_p^* \cdot \vec{H}_o^*) - j\omega_p\varepsilon_r\varepsilon_o(\vec{E}_o^* \cdot \vec{E}_p). \quad (64)$$

Da mesma maneira, é multiplicado o conjugado da eq.(58) por $\vec{E}_p^*$ e multiplicando a eq.(59) por $\vec{H}_o^*$ é possível obter

$$\vec{E}_p^* \cdot (\vec{\nabla} \times \vec{H}_o^*) = -j\omega_o\varepsilon_r\varepsilon_o(\vec{E}_p^* \cdot \vec{E}_o^*), \quad (65)$$

$$\vec{H}_o^* \cdot (\vec{\nabla} \times \vec{E}_p) = -j\omega_p\mu_o(\vec{H}_o^* \cdot \vec{H}_p). \quad (66)$$

Subtraindo a eq.(65) da eq.(66) e utilizando a identidade vetorial da eq.(63) é obtida a equação

$$\vec{\nabla} \cdot (\vec{E}_p \times \vec{H}_o^*) = j\omega_o \varepsilon_r \varepsilon_o (\vec{E}_p \cdot \vec{E}_o^*) - j\omega_p \mu_o (\vec{H}_o^* \cdot \vec{H}_p). \quad (67)$$

Somando as eq.(64) e eq.(67), integrando sobre o volume V e utilizando o teorema da divergência

$$\iiint_V (\vec{\nabla} \cdot \vec{\tau}) dv = \oint_S \vec{\tau} \cdot \vec{dS}, \quad (68)$$

é escrita a equação

$$\begin{aligned} \iiint_V \vec{\nabla} \cdot (\vec{E}_p \times \vec{H}_o^* + \vec{E}_o^* \times \vec{H}_p) dv &= \oint_S (\vec{E}_p \times \vec{H}_o^* + \vec{E}_o^* \times \vec{H}_p) \cdot \vec{dS} = \\ &= -j(\omega_p - \omega_o) \iiint_V [\varepsilon_r \varepsilon_o (\vec{E}_p \cdot \vec{E}_o^*) + \mu_o (\vec{H}_p \cdot \vec{H}_o^*)] dv. \end{aligned} \quad (69)$$

Considerando a condição de contorno $\vec{n} \times \vec{E}_p = 0$ sobre S , a parcela central da eq.(69) pode ser reescrita por

$$\oint_S (\vec{E}_p \times \vec{H}_o^* + \vec{E}_o^* \times \vec{H}_p) \cdot \vec{dS} = \oint_S (\vec{E}_o^* \times \vec{H}_p) \cdot \vec{dS}, \quad (70)$$

logo, a eq.(69) torna-se

$$\oint_S (\vec{E}_o^* \times \vec{H}_p) \cdot \vec{dS} = -j(\omega_p - \omega_o) \iiint_V [\varepsilon_r \varepsilon_o (\vec{E}_p \cdot \vec{E}_o^*) + \mu_o (\vec{H}_p \cdot \vec{H}_o^*)] dv. \quad (71)$$

Devido à área da superfície da cavidade perturbada ser $S = S_o - \Delta S$, o lado esquerdo da eq.(71) pode ser reescrito por

$$\oint_S (\vec{E}_o^* \times \vec{H}_p) \cdot \vec{dS} = \oint_{S_o} (\vec{E}_o^* \times \vec{H}_p) \cdot \vec{dS} - \oint_{\Delta S} (\vec{E}_o^* \times \vec{H}_p) \cdot \vec{dS}. \quad (72)$$

Considerando a condição de contorno $\vec{n} \times \vec{E}_o = 0$ sobre S_o , a parcela central da eq.(72) torna-se nula, sendo

$$\oint_S (\vec{E}_o^* \times \vec{H}_p) \cdot \vec{dS} = - \oint_{\Delta S} (\vec{E}_o^* \times \vec{H}_p) \cdot \vec{dS}. \quad (73)$$

Aplicando a eq.(73) na eq.(71) e considerando que $\omega = 2\pi f$, é possível obter a seguinte equação

$$f_p = \frac{-j \oint_{\Delta S} (\vec{E}_o^* \times \vec{H}_p) \cdot \vec{dS}}{2\pi \iiint_V [\varepsilon_r \varepsilon_o (\vec{E}_p \cdot \vec{E}_o^*) + \mu_o (\vec{H}_p \cdot \vec{H}_o^*)] dv} + f_o. \quad (74)$$

A eq.(74) é a expressão matemática exata para a frequência de ressonância de uma cavidade perturbada por mudança de forma, neste caso, pela introdução de poste metálico que conecta parede inferior e superior. A eq.(74) já foi desenvolvida também por Pozar¹⁹ e outros autores, porém, ela pode ser de difícil utilização em algumas aplicações práticas, pois, geralmente é difícil obter uma expressão matemática exata para as distribuições de campos $\vec{E}_p$ e $\vec{H}_p$.

Para contornar a dificuldade de se obter os campos $\vec{E}_p$ e $\vec{H}_p$ em função da posição de uma perturbação alocada em um ponto específico dentro da cavidade, alguns autores utilizam o método perturbacional para obter uma expressão aproximada para a variação da frequência de ressonância ou para a própria frequência de ressonância. O método perturbacional considera que $\vec{E}_p \approx \vec{E}_o$ e $\vec{H}_p \approx \vec{H}_o$.

No entanto, deve-se atentar para utilizar essa aproximação, pois, ela é válida somente quando o poste metálico considerado como perturbação é posicionado próximo às paredes laterais da cavidade ressonante, onde, a intensidade de campo elétrico é baixa devido à imposição da condição de contorno $\vec{n} \times \vec{E} = 0$. Se a perturbação metálica for alocada próxima a pontos de máximo campo elétrico, haverá forte perturbação de distribuição de campos, fato que invalida a utilização do método perturbacional.

Considerando as ponderações feitas sobre o método perturbacional, é possível aplicá-lo na eq.(74) para obter a seguinte equação aproximada¹⁹

$$f_p \approx f_o \left[\frac{\iiint_{\Delta V} (\mu_o |\vec{H}_o|^2 - \epsilon_r \epsilon_o |\vec{E}_o|^2) dv}{\iiint_{V_o} (\epsilon_r \epsilon_o |\vec{E}_o|^2 + \mu_o |\vec{H}_o|^2) dv} + 1 \right], \quad (75)$$

onde o numerador representa a quantidade de energia removida pela perturbação e o denominador representa a energia total inicialmente armazenada na cavidade. Embora a eq.(75) seja uma aproximação da eq.(74), não podendo ser aplicada em cavidades fortemente perturbadas, ela é útil para explicar o fenômeno da variação da frequência de ressonância em cavidades ressonantes perturbadas por mudança de forma. Bohórquez, *et al*⁵¹ e Rezaee e Attari⁶³ também utilizam a mesma expressão aproximada para explicar a perturbação em cavidades.

Na condição de ressonância, as energias elétrica e magnética armazenadas são iguais no interior da cavidade. Na situação em que uma perturbação metálica é inserida no interior da cavidade, há mudança na distribuição de campos, aumentando uma das energias, fato que faz a frequência de ressonância mudar seu valor original para equalizar a quantidade de energia e gerar uma nova frequência de ressonância da cavidade perturbada.

Para perturbação devido à inserção de poste metálico que atravessa o volume interno da cavidade ressonante e conecta parede superior e parede inferior há um aumento de energia magnética armazenada. Esse aumento de energia magnética ocorre porque o poste metálico permite a passagem de uma densidade de corrente através de sua estrutura metálica, criando um campo magnético ao redor do poste perturbador. Essa densidade de corrente que atravessa o poste metálico flui entre as paredes superior e inferior. No local onde a perturbação metálica é alocada é imposta a condição de contorno $\vec{n} \times \vec{E} = 0$.

A Figura 16 ilustra as distribuições de campo elétrico, campo magnético e densidade de corrente, respectivamente, para uma cavidade ressonante perturbada por um poste metálico alocado no centro da cavidade. Para esta figura, foi considerada operação no modo TE_{101} para a cavidade original, ou seja, não perturbada.

Figura 16 - Distribuição de campos para cavidade ressonante em tecnologia SIW perturbada por poste metálico alocado no centro da cavidade.

A Figura 16 mostra que o poste metálico desloca a posição de máximo campo elétrico. Para cavidade ressonante não perturbada operando no modo TE_{101} , o campo elétrico é máximo no centro da cavidade e mínimo próximo as paredes metálicas, ver Figura 12.

2.4.2 Fator de perturbação em cavidades ressonantes retangulares perturbadas por um único poste metálico

A teoria de perturbações em cavidades ressonantes até aqui apresentada foi utilizada para a realização de um estudo novo desenvolvido nesta pesquisa, que associa teoria e simulações eletromagnéticas. Esse estudo visou aprofundar o entendimento do efeito de perturbações metálicas sobre a frequência de ressonância de cavidades ressonantes em tecnologia SIW, tendo resultado em equações de projeto, obtidas por ajuste de curva.

Em 2.4.1 foi desenvolvida e apresentada a eq.(74), que é a expressão matemática exata da frequência de ressonância de uma cavidade retangular em tecnologia SIW perturbada por mudança de forma. No entanto, conforme descrito anteriormente, essa equação pode ser de difícil aplicação, pois, requer o conhecimento da distribuição dos campos elétrico e magnético no interior da cavidade ressonante perturbada.

Para obter expressões exatas para as distribuições dos campos elétrico e magnético em cavidades fortemente perturbadas devido à inserção de um poste metálico, conectando paredes inferior e superior, é necessário aplicar as equações de Maxwell e considerar a posição e as dimensões desta perturbação. Em alguns casos, essa tarefa é de difícil realização analítica, situação que faz muitos autores utilizar o método perturbacional.

Para contornar a dificuldade de tratamento matemático e obtenção de distribuição de campos em geometrias complexas que operam no espectro de micro-ondas e ondas milimétricas, simuladores eletromagnéticos computacionais têm sido amplamente utilizados, permitindo, resolver e aperfeiçoar problemas de difícil solução analítica.

Simuladores computacionais como ADS e HFSS, permitem obter com boa precisão a distribuição de campos e resposta em frequência de estruturas planares e tridimensionais complexas, respectivamente, permitindo um melhor entendimento dos fenômenos envolvidos e facilitando o desenvolvimento do projeto em questão.

Como exemplo de destaque das diversas funcionalidades dos simuladores computacionais, uma ferramenta importante e muito utilizada neste trabalho de pesquisa é o *Fields Calculator* do HFSS. Essa ferramenta computacional é uma calculadora que permite realizar diversos cálculos a partir das distribuições de campos obtidas nas simulações eletromagnéticas, resolvendo equações complexas sem a necessidade de utilizar aproximações, permitindo obter resultados mais precisos. A Figura 17 ilustra o *Fields Calculator* do HFSS.

Figura 17 - *Fields Calculator* do HFSS.

Fonte – Adaptado do HFSS.

O *Fields Calculator* do HFSS será utilizado para obter um termo denominado neste trabalho de pesquisa como fator de perturbação (FP), no qual, o FP será calculado a partir da eq.(74). O FP será definido como a razão da variação da frequência de ressonância da cavidade devido à perturbação em relação à frequência de ressonância da cavidade original, onde, este fator depende da posição do poste metálico no interior da cavidade ressonante e também de seu diâmetro. Estes dois efeitos serão aqui estudados de forma independente.

O FP possibilitará obter uma expressão para a frequência de ressonância perturbada em função da posição do poste metálico que conecta paredes inferior e superior de uma cavidade ressonante em tecnologia SIW, dispensando a utilização do método perturbacional. A Figura 18 ilustra a cavidade perturbada em questão, onde, a_e é a largura efetiva, l_e é o comprimento efetivo, h é a altura do substrato dielétrico e ϵ_r é a constante dielétrica do substrato dielétrico. A perturbação metálica está posicionada em $x = x_p$ e $z = z_p$, possui a mesma altura do substrato dielétrico e diâmetro d_p .

Figura 18 - Cavidade ressonante em tecnologia SIW perturbada por poste metálico.

Para obter o FP, será considerado que a cavidade ressonante não perturbada opere no modo TE_{101} e que a perturbação metálica seja movimentada somente ao longo da Linha 1–3 ou Linha 2–4 (devido simetria retangular da cavidade), permitindo reescrever a eq.(74) como

$$f_p = \frac{-j \oint_{\Delta S} (\vec{E}_o^* \times \vec{H}_p) \cdot d\vec{S}}{2\pi \iiint_V [\epsilon_r \epsilon_o (\vec{E}_p \cdot \vec{E}_o^*) + \mu_o (\vec{H}_p \cdot \vec{H}_o^*)] dv} + \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\frac{1}{a_e^2} + \frac{1}{l_e^2}}, \quad (76)$$

e a distância normalizada do poste metálico em relação ao ponto 1 como

$$\delta = \frac{\sqrt{x_p^2 + z_p^2}}{\sqrt{a_e^2 + l_e^2}}, \text{ onde } 0 \leq \delta \leq 1. \quad (77)$$

A primeira parcela do lado direito da eq.(76) será reescrita como um múltiplo da segunda parcela, tal que,

$$\frac{-j \oint_{\Delta S} (\vec{E}_o^* \times \vec{H}_p) \cdot d\vec{S}}{2\pi \iiint_V [\epsilon_r \epsilon_o (\vec{E}_p \cdot \vec{E}_o^*) + \mu_o (\vec{H}_p \cdot \vec{H}_o^*)] dv} = FP(\delta) \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\frac{1}{a_e^2} + \frac{1}{l_e^2}}, \quad (78)$$

permitindo escrever a equação

$$FP(\delta) = \frac{\left(\frac{-j \oint_{\Delta S} (\vec{E}_o^* \times \vec{H}_p) \cdot d\vec{S}}{2\pi \iiint_V [\epsilon_r \epsilon_o (\vec{E}_p \cdot \vec{E}_o^*) + \mu_o (\vec{H}_p \cdot \vec{H}_o^*)] dv} \right)}{\frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\frac{1}{a_e^2} + \frac{1}{l_e^2}}}. \quad (79)$$

$FP(\delta)$ é denominado neste trabalho como fator de perturbação, sendo calculado a partir da frequência de ressonância da cavidade não perturbada e das distribuições de campos da cavidade não perturbada e perturbada, que por sua vez, os campos da cavidade perturbada dependem da posição do poste metálico. De acordo com a eq.(79), se

$FP(\delta) = 0$ a cavidade ressonante não é perturbada e $f_p = f_o$,

$FP(\delta) > 0$ a cavidade ressonante é perturbada e $f_p > f_o$

e $FP(\delta) < 0$ a cavidade ressonante é perturbada e $f_p < f_o$.

Visando investigar o comportamento do FP, foram projetadas três cavidades quadradas e quatro cavidades retangulares em tecnologia SIW perturbadas por um único poste metálico cada. Os substratos dielétricos utilizados nos sete projetos foram o RT/duroid 5880 e o RO4003C. Para obter valores para o FP, foi desenvolvido um procedimento de sete passos (PSP):

- As cavidades ressonantes, inicialmente não perturbadas, são simuladas no HFSS e suas distribuições de campos são obtidas;
- Um poste metálico é inserido no ponto um (1) de cada cavidade ressonante (ver Figura 18), perturbando-as;
- Os postes metálicos são movidos ao longo da Linha 1–3 nas cavidades ressonantes, e uma simulação eletromagnética computacional é realizada para cada movimentação, permitindo obter novas distribuições de campos;

- d) A eq.(79) é inserida no *Fields Calculator* do HFSS, onde, para cada movimentação do item (c) é obtido um valor para o FP;
- e) Os valores dos FP obtidos são tabelados e inseridos em gráficos;
- f) Uma curva de ajuste é aplicada ao FP;
- g) Os passos de (a) até (f) são repetidos para vários valores de diâmetro do poste metálico.

Após realizar diversas vezes o PSP para obtenção do FP, verificou-se uma regra que relaciona o diâmetro da perturbação metálica e as dimensões físicas da cavidade ressonante, denominada neste trabalho como regra do fator de perturbação (RFP), permitindo obter um FP comum para todas as cavidades:

$$a > l \rightarrow \frac{d_p}{a} = 0,03, \quad (80)$$

$$l > a \rightarrow \frac{d_p}{l} = 0,03, \quad (81)$$

$$a = l \rightarrow \frac{d_p}{a} = \frac{d_p}{l} = 0,03. \quad (82)$$

A Figura 19 ilustra o FP em função da distância normalizada do poste metálico considerando o PSP e a RFP, onde, a curva sólida preta é referente ao FP obtido no *Fields Calculator* e a curva cinza tracejada é uma curva de ajuste.

Figura 19 - Fator de perturbação em função da distância normalizada do poste metálico.

O FP apresentado pela Figura 19 indica que a cavidade ressonante é fortemente perturbada quando o poste metálico que conecta parede inferior e superior é posicionado próximo ao seu centro, o que equivale a $\delta = 0,50$. Se o poste metálico for posicionado próximo das paredes laterais, ou seja, $\delta = 0$ ou $\delta = 1$, o FP é mínimo e a cavidade é fracamente perturbada. Outro resultado importante obtido, é que a frequência de ressonância da cavidade perturbada pode ter seu valor aumentado em até 20% em relação à frequência de ressonância da cavidade não perturbada, desde que seja considerado a RFP.

Os valores obtidos para o FP estão coerentes com as distribuições espaciais dos campos elétrico e magnético e condições de contorno impostas pela estrutura da cavidade. Para a cavidade não perturbada operando no modo TE_{101} , o campo elétrico é máximo em seu centro e mínimo próximo das paredes laterais; para a cavidade perturbada, o poste metálico impõe a condição de contorno $\vec{n} \times \vec{E} = 0$, alterando o ponto de máximo campo elétrico e as energias elétrica e magnética armazenadas no interior da cavidade ressonante.

Ainda em relação à Figura 19, é possível escrever uma equação de ajuste para o FP considerando a curva de Gauss

$$G(x) = Ae^{-\left(\frac{x-B}{C\sqrt{2}}\right)^2}, \quad (83)$$

sendo, A o valor máximo da função $G(x)$, B o valor da variável independente x onde ocorre o máximo da função $G(x)$ e C o desvio padrão da função $G(x)$. Aplicando os dados da Figura 19 na eq.(83), é possível obter uma expressão matemática para o FP, tal que, a curva cinza tracejada pode ser escrita por

$$FP(\delta) = 0,20e^{-\left(\frac{\delta-0,50}{0,13\sqrt{2}}\right)^2} = \frac{1}{5}e^{-\left(\frac{100\delta-50}{13\sqrt{2}}\right)^2}. \quad (84)$$

Aplicando a eq.(78) e eq.(84) na eq.(76), é possível obter uma equação para a frequência de ressonância de uma cavidade perturbada por um poste metálico que conecta paredes inferior e superior

$$f_p(\delta) = \left[\frac{1}{5}e^{-\left(\frac{100\delta-50}{13\sqrt{2}}\right)^2} + 1 \right] \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\frac{1}{a_e^2} + \frac{1}{l_e^2}}. \quad (85)$$

A eq.(85) é válida desde que seja respeitada a RFP, a perturbação seja movimentada ao longo da Linha 1–3 e a cavidade não perturbada opere unicamente no modo TE_{101} .

A utilização de recursos computacionais possibilitou a obtenção do FP, dado pela eq.(84), e uma expressão para a frequência de ressonância de uma cavidade ressonante em tecnologia SIW perturbada por um poste metálico, dada pela eq.(85), permitindo compreender o fenômeno da perturbação em questão de maneira quantitativa.

É importante salientar que a eq.(84) e eq.(85) podem ser aplicadas em cavidades fabricadas em tecnologia de guia de ondas retangular e SIW, devido à equivalência teórica de ambas as tecnologias.

Conforme descrito em 2.4.1, a variação da frequência de ressonância, bem como do FP, são devidos à variação das energias elétrica e magnética armazenadas no substrato dielétrico da cavidade perturbada pela inserção de um poste metálico, o que altera a forma original da cavidade ressonante. Devido à dificuldade de tratamento matemático para obtenção das distribuições de campos em diversas aplicações práticas, vários autores não calculam a energia elétrica^{22,40}

$$W_E = \frac{1}{2} \varepsilon_r \varepsilon_o \iiint_V |\vec{E}|^2 dv, \quad (86)$$

e magnética^{22,40}

$$W_M = \frac{1}{2} \mu_o \iiint_V |\vec{H}|^2 dv, \quad (87)$$

armazenadas em cavidades ressonantes em tecnologia SIW perturbadas por um poste metálico, tratando o fenômeno da perturbação em cavidades de maneira apenas qualitativa. Nas eq.(86)-(87) ε_r é a constante dielétrica e V o volume do substrato dielétrico ou volume interno da cavidade ressonante.

De acordo com a investigação desta subseção do trabalho, é verificado que a posição da perturbação metálica influencia consideravelmente a operação da cavidade ressonante. No entanto, além da posição da perturbação, o seu diâmetro também influencia fortemente a operação da cavidade ressonante perturbada.

A eq.(85) considera que o diâmetro do poste metálico perturbador corresponde ao percentual de 3% da maior dimensão da cavidade ressonante, conforme descrito pela RFP, porém, nota-se que outros valores de diâmetro também alteram o volume interno da cavidade e as energias armazenadas em seu interior, perturbando-a da mesma maneira.

Visando investigar a influência do diâmetro do poste metálico na operação de cavidades ressonantes perturbadas, foram realizadas diversas simulações eletromagnéticas para compreender como a frequência de ressonância perturbada varia em função do diâmetro da perturbação. As simulações eletromagnéticas realizadas consideram a cavidade ressonante presente na Tabela 1 em condição de máxima perturbação.

Grandeza	Valor	Descrição
a	33,2 mm	Largura física da cavidade ressonante
l	33,2 mm	Comprimento físico da cavidade ressonante
d	1,00 mm	Diâmetro dos pinos metálicos que compõem as paredes laterais
h	0,635 mm	Altura do substrato dielétrico
p	2,54 mm	Espaçamento periódico entre os pinos metálicos (paredes laterais)
d_p	0,20 mm a 3,00 mm	Diâmetro do poste metálico (perturbação)
ε_r	3,55	Constante dielétrica do substrato dielétrico
$tg\delta$	0,0027	Tangente de perdas do substrato dielétrico

Tabela 1 - Cavidade projetada para compreender como a frequência de ressonância perturbada varia em função do diâmetro da perturbação.

O intervalo de estudo para o diâmetro da perturbação é de 0,60% até 9,04% da maior dimensão da cavidade ressonante, o que corresponde a diâmetros de 0,20 mm e 3,00 mm, respectivamente. A Figura 20 ilustra a relação $f_{p_{MP}}(d_p)$ obtida no HFSS.

Figura 20 - Frequência de ressonância perturbada em função do diâmetro do poste metálico perturbador. Cavidade em condição de máxima perturbação.

A Figura 20 mostra que o aumento do diâmetro do poste metálico perturbador que varia desde 0,60% até 9,04% da maior dimensão da cavidade ressonante, provoca um aumento de tendência linear na frequência de ressonância da cavidade perturbada em condição de máxima perturbação. A frequência de ressonância é variada desde 94,5% até 110% do valor de 4,19 GHz, o que equivale a frequências de 3,96 GHz e 4,61 GHz, respectivamente, sendo, 4,19 GHz a frequência de ressonância referente ao diâmetro de 1,00 mm dado pela RFP.

A curva cinza tracejada é uma curva de ajuste linear, onde, sua equação $f_{p_{MP}}(d_p)$ é exibida na Figura 20 juntamente com o coeficiente de correlação de Pearson (r^2), demonstrando excelente ajuste.

Outro resultado importante obtido e apresentado pela Figura 20 é a validação da eq.(85) e a RFP. A frequência de ressonância perturbada obtida via simulação eletromagnética para o valor de diâmetro de 1,00 mm dado pela RFP é de 4,19 GHz, demonstrando um erro de apenas 1,67% do valor calculado pela eq.(85), que é de 4,12 GHz.

De acordo com as investigações realizadas nesta subseção do trabalho, conclui-se que a frequência de ressonância perturbada tem uma relação linear com o diâmetro do poste metálico perturbador. Após a obtenção destes resultados, outras cavidades foram projetadas e exibiram de maneira similar o comportamento linear. No entanto, é importante salientar que todas as cavidades projetadas para este estudo consideraram diâmetros de postes metálicos perturbadores entre 0,60% até 9,00% da maior dimensão da cavidade ressonante.

Diâmetros inferiores a 0,60% e superiores a 9,00% geram dificuldades de fabricação, devendo ser evitados na prática. Outro ponto a ser considerado é que postes metálicos perturbadores muito finos não são capazes de gerar importantes perturbações na distribuição interna de campos eletromagnéticos, em contrapartida, diâmetros muito grossos descaracterizam a cavidade original.

Outra maneira de aumentar a perturbação de cavidades ressonantes sem alterar os diâmetros das perturbações é utilizar múltiplos postes metálicos que conectam paredes inferior e superior. A utilização de múltiplos postes metálicos equivale a aumentar o diâmetro das perturbações, reduzindo o volume interno da cavidade. Autores como Armendariz, Sekar e Entesari⁴⁷, Entesari, *et al*⁴⁸, Sekar, Armendariz e Entesari⁴⁹ e Bohórquez, *et al*⁵¹ já reportaram trabalhos científicos utilizando este conceito.

2.4.3 Equação de ajuste de curva para frequência de ressonância de cavidades ressonantes quadradas perturbadas por um único poste metálico

Conforme explorado em 2.4.1 e em 2.4.2, a operação de uma cavidade ressonante é afetada pela presença de formas metálicas inseridas dentro do seu volume interno. Se essas formas metálicas conectarem paredes inferior e superior da cavidade ressonante, causam um aumento da energia magnética armazenada e consequentemente da frequência de ressonância.

Diferentemente das abordagens das duas subseções anteriores, que utilizaram métodos analíticos e computacionais para obter equações para a frequência de ressonância perturbada, esta subseção do trabalho apresenta uma equação de ajuste para prever a frequência de ressonância de uma cavidade ressonante quadrada perturbada por um único poste metálico.

O poste metálico perturbador, que conecta paredes inferior e superior, é posicionado no centro da cavidade ressonante, deixando-a em condição de máxima perturbação. A cavidade quadrada em questão é apresentada pela Figura 21,

Figura 21 - Cavidade ressonante quadrada em condição de máxima perturbação.

onde, a_e é a largura efetiva, l_e é o comprimento efetivo, h é a altura do substrato dielétrico e ϵ_r é a constante dielétrica do substrato dielétrico. A perturbação metálica está posicionada em $x = a_e/2$ e $z = l_e/2$, possui a mesma altura do substrato dielétrico e diâmetro de 1 mm.

Para obter a equação de ajuste, três cavidades ressonantes em tecnologia SIW que utilizam linhas de alimentação em tecnologia de microfita e linhas *taper* para realizar o casamento de impedância foram projetadas empregando os substratos dielétricos RO4003C, RT/duroid 6006 e RT/duroid 6010, onde, todos os substratos dielétricos possuem altura de 0,635mm. É considerado que as cavidades não perturbadas operam no modo TE_{101} .

As cavidades ressonantes perturbadas possuem lados que variam desde 20 mm até 40 mm e todas as suas respostas em frequência foram obtidas via simulação computacional no HFSS, demonstrando frequências de ressonância perturbada que variam desde 2,00 GHz até 7,00 GHz.

As várias frequências de ressonância perturbada obtidas via simulação eletromagnética foram tabeladas, onde um fator φ e uma hipérbole de primeiro grau foram considerados para obter um ajuste apropriado entre curvas simulada e calculada, conforme dado por

$$f_p(a_e) = \varphi \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r} a_e} = \frac{5c}{6\sqrt{\varepsilon_r} a_e}. \quad (88)$$

Os valores de frequências de ressonância perturbada obtidos são apresentados pela Figura 22.

Figura 22 - Frequência de ressonância perturbada calculada e simulada da cavidade ressonante quadrada em condição de máxima perturbação.

Os resultados apresentados pela Figura 22 demonstram boa concordância entre as frequências obtidas por simulação eletromagnética e as frequências obtidas pela eq.(88).

Considerando que a cavidade ressonante não perturbada opera no modo TE_{101} , é possível obter a taxa de aumento de frequência de ressonância, onde, a frequência de ressonância perturbada (f_p) dada pela eq.(88) é dividida pela frequência de ressonância não perturbada (f_o) dada pela eq.(56), resultando em

$$\frac{f_p}{f_o} = \frac{5}{3\sqrt{2}} \approx 1,18. \quad (89)$$

A eq.(89) indica um aumento no valor da frequência de ressonância de aproximadamente 18% em relação à frequência de ressonância da cavidade não perturbada. No entanto, é importante ressaltar que a eq.(88) e a eq.(89) são válidas somente para uma cavidade ressonante quadrada em tecnologia SIW perturbada por um poste metálico que conecta paredes inferior e superior com diâmetro de 1 mm posicionado em $x = a_e/2$ e $z = l_e/2$.

A eq.(88) possui mais limitações do que as eq.(84)-(85), pois, a eq.(88) é válida somente para cavidades quadradas em condição de máxima perturbação e não considera uma regra de projeto para o diâmetro do poste metálico perturbador, enquanto que, a eq.(84) e eq.(85) são válidas para cavidades quadradas e retangulares, consideram a posição da perturbação metálica ao longo de uma das diagonais da cavidade e há uma regra de projeto para estabelecer um diâmetro para o poste metálico perturbador.

Contudo, é importante verificar que as taxas de aumento de frequência de ressonância perturbada obtidas são razoavelmente próximas, 18% pelas eq.(88)-(89) e 20% pelas eq.(84)-(85).

2.4.4 Perturbação por mudança na permissividade do material dielétrico que preenche o interior de cavidades ressonantes

Da mesma maneira que a mudança de forma causa perturbações em cavidades ressonantes, conforme reportado nas subseções anteriores, a alteração parcial ou integral do material dielétrico que preenche o interior da cavidade ressonante causa mudanças na permissividade, e consequentemente, perturbações na cavidade original.

A mudança na permissividade em cavidades ressonantes pode ser utilizada para projetar sensores de caracterização em tecnologia SIW, conforme reportado por Silavwe, Somjit e Robertson⁵², Memon, Lim⁵³, Jha, Akhtar⁵⁴ e Haase, Jacob⁵⁵. Uma técnica muito utilizada em sensores que utilizam o fenômeno da mudança na permissividade é a determinação da constante dielétrica por meio da medição experimental da frequência de ressonância quando uma amostra de material é introduzida na cavidade ressonante ou o material dielétrico que preenche a cavidade é integralmente substituído.

Para estudar a perturbação causada pela mudança na permissividade do material dielétrico que preenche o interior de uma cavidade ressonante retangular em tecnologia SIW, será obtida uma expressão matemática exata que considera esta perturbação em particular. A Figura 23 ilustra uma cavidade SIW genérica sendo perturbada pela mudança em sua permissividade,

Figura 23 - Cavidade ressonante retangular em tecnologia SIW perturbada por mudança na permissividade: (a) cavidade original e (b) cavidade perturbada.

sendo $\vec{E}_o$, $\vec{H}_o$ e f_o os campos e a frequência de ressonância da cavidade não perturbada, respectivamente, e $\vec{E}_p$, $\vec{H}_p$ e f_p os campos e a frequência de ressonância da cavidade perturbada, respectivamente.

O material dielétrico sem perdas que preenche o interior da cavidade ressonante em tecnologia SIW não perturbada possui constante dielétrica ϵ_r , permeabilidade magnética $\mu = \mu_r \mu_o$, tal que, a permeabilidade magnética relativa (μ_r) é igual a um; o material dielétrico da cavidade perturbada possui constante dielétrica $\epsilon_r + \Delta\epsilon_r$ e permeabilidade magnética relativa $1 + \Delta\mu_r$; S_o e V_o são área superficial e volume interno da cavidade, respectivamente. Nesta forma de perturbação, não há alteração da área superficial e volume interno da cavidade ressonante.

Considerando os campos da Figura 23 e as frequências f_o e f_p como angulares, é possível escrever as equações de Maxwell para cavidade não perturbada

$$\vec{\nabla} \times \vec{E}_o = -j\omega_o \mu_o \vec{H}_o, \quad (90)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H}_o = j\omega_o \epsilon_r \epsilon_o \vec{E}_o, \quad (91)$$

e para cavidade perturbada

$$\vec{\nabla} \times \vec{E}_p = -j\omega_p(\mu_o + \mu_o\Delta\mu_r)\vec{H}_p, \quad (92)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H}_p = j\omega_p(\varepsilon_r\varepsilon_o + \varepsilon_o\Delta\varepsilon_r)\vec{E}_p. \quad (93)$$

Multiplicando o conjugado da eq.(90) por $\vec{H}_p$ e multiplicando a eq.(93) por $\vec{E}_o^*$ é possível obter

$$\vec{H}_p \cdot (\vec{\nabla} \times \vec{E}_o^*) = j\omega_o\mu_o(\vec{H}_p \cdot \vec{H}_o^*), \quad (94)$$

$$\vec{E}_o^* \cdot (\vec{\nabla} \times \vec{H}_p) = j\omega_p(\varepsilon_r\varepsilon_o + \varepsilon_o\Delta\varepsilon_r)(\vec{E}_o^* \cdot \vec{E}_p). \quad (95)$$

Subtraindo a eq.(95) da eq.(94) e utilizando a identidade vetorial da eq.(63) é obtida a equação

$$\vec{\nabla} \cdot (\vec{E}_o^* \times \vec{H}_p) = j\omega_o\mu_o(\vec{H}_p \cdot \vec{H}_o^*) - j\omega_p(\varepsilon_r\varepsilon_o + \varepsilon_o\Delta\varepsilon_r)(\vec{E}_o^* \cdot \vec{E}_p). \quad (96)$$

Da mesma maneira, é multiplicado o conjugado da eq.(91) por $\vec{E}_p$ e multiplicando a eq.(92) por $\vec{H}_o^*$ é possível obter

$$\vec{E}_p \cdot (\vec{\nabla} \times \vec{H}_o^*) = -j\omega_o\varepsilon_r\varepsilon_o(\vec{E}_p \cdot \vec{E}_o^*), \quad (97)$$

$$\vec{H}_o^* \cdot (\vec{\nabla} \times \vec{E}_p) = -j\omega_p(\mu_o + \mu_o\Delta\mu_r)(\vec{H}_o^* \cdot \vec{H}_p). \quad (98)$$

Subtraindo a eq.(97) da eq.(98) e utilizando a identidade vetorial da eq.(63) é obtida a equação

$$\vec{\nabla} \cdot (\vec{E}_p \times \vec{H}_o^*) = j\omega_o\varepsilon_r\varepsilon_o(\vec{E}_p \cdot \vec{E}_o^*) - j\omega_p(\mu_o + \mu_o\Delta\mu_r)(\vec{H}_o^* \cdot \vec{H}_p). \quad (99)$$

Somando as eq.(96) e eq.(99), integrando sobre o volume V_o e utilizando o teorema da divergência (eq.(68)) é escrita a equação

$$\begin{aligned} \iiint_{V_o} \vec{\nabla} \cdot (\vec{E}_p \times \vec{H}_o^* + \vec{E}_o^* \times \vec{H}_p) dv &= \oint_{S_o} (\vec{E}_p \times \vec{H}_o^* + \vec{E}_o^* \times \vec{H}_p) \cdot d\vec{S} = \\ &= \left\{ j \iiint_{V_o} [\omega_o\varepsilon_r\varepsilon_o - \omega_p(\varepsilon_r\varepsilon_o + \varepsilon_o\Delta\varepsilon_r)] \vec{E}_p \cdot \vec{E}_o^* dv \right\} + \\ &\quad \left\{ j \iiint_{V_o} [\omega_o\mu_o - \omega_p(\mu_o + \mu_o\Delta\mu_r)] \vec{H}_o^* \cdot \vec{H}_p dv \right\}. \end{aligned} \quad (100)$$

Considerando a condição de contorno $\vec{n} \times \vec{E}_p = 0$ sobre a superfície S_o e $\omega = 2\pi f$, a parcela central da eq.(100) torna-se nula, o que permite reescrever a eq.(100) por

$$\frac{f_p - f_o}{f_p} = \frac{-\iiint_{V_o} [\varepsilon_o \Delta \varepsilon_r (\vec{E}_p \cdot \vec{E}_o^*) + \mu_o \Delta \mu_r (\vec{H}_p \cdot \vec{H}_o^*)] dv}{\iiint_{V_o} [\varepsilon_r \varepsilon_o (\vec{E}_p \cdot \vec{E}_o^*) + \mu_r \mu_o (\vec{H}_p \cdot \vec{H}_o^*)] dv}. \quad (101)$$

A eq.(101) é a expressão matemática exata para a mudança na frequência de ressonância devido à perturbação por mudança de material que preenche o interior da cavidade ressonante. Esta equação mostra que qualquer aumento nos valores da constante dielétrica ou permeabilidade magnética relativa reduz o valor da frequência de ressonância.

No entanto, é importante salientar que os materiais que são utilizados em estruturas operando no espectro de micro-ondas e ondas milimétricas são não magnéticos, possuindo permeabilidade magnética relativa igual a um. Para materiais não magnéticos, a variação da permeabilidade magnética relativa é nula, fato que permite reescrever a eq.(101) como

$$\frac{f_p - f_o}{f_p} = \frac{-\iiint_{V_o} [\varepsilon_o \Delta \varepsilon_r (\vec{E}_p \cdot \vec{E}_o^*)] dv}{\iiint_{V_o} [\varepsilon_r \varepsilon_o (\vec{E}_p \cdot \vec{E}_o^*) + \mu_o (\vec{H}_p \cdot \vec{H}_o^*)] dv}. \quad (102)$$

A frequência de ressonância da cavidade perturbada pela mudança na permissividade pode ser obtida isolando f_p na eq.(102)

$$f_p = \frac{f_o}{1 + \left\{ \frac{\iiint_{V_o} \varepsilon_o \Delta \varepsilon_r (\vec{E}_p \cdot \vec{E}_o^*) dv}{\iiint_{V_o} [\varepsilon_r \varepsilon_o (\vec{E}_p \cdot \vec{E}_o^*) + \mu_o (\vec{H}_p \cdot \vec{H}_o^*)] dv} \right\}}. \quad (103)$$

A eq.(103) mostra que se não houver mudança na permissividade elétrica do material, a frequência de ressonância da cavidade perturbada é igual à frequência de ressonância da cavidade não perturbada. Se houver aumento da permissividade, a frequência de ressonância da cavidade perturbada é reduzida; se houver diminuição da permissividade, a frequência de ressonância da cavidade perturbada é aumentada.

A eq.(103) está de acordo com a eq.(56), pois, a frequência de ressonância de uma cavidade operando no modo TE_{mnp} é inversamente proporcional à raiz quadrada da constante dielétrica do material que preenche o interior da cavidade.

Se o material dielétrico, não magnético, que preenche o interior da cavidade ressonante for integralmente mudado, a cavidade continua operando no mesmo modo. Para esta condição e pequenas variações de $\Delta\epsilon_r$, é possível aplicar o método perturbacional e obter uma equação aproximada para a frequência de ressonância perturbada pela mudança na permissividade

$$f_p \approx \frac{f_o}{1 + \left\{ \frac{\iiint_{V_o} \epsilon_o \Delta\epsilon_r |\vec{E}_o|^2 dv}{\iiint_{V_o} [\epsilon_r \epsilon_o |\vec{E}_o|^2 + \mu_o |\vec{H}_o|^2] dv} \right\}}, \quad (104)$$

tal que, $\vec{E}_p \approx \vec{E}_o$ e $\vec{H}_p \approx \vec{H}_o$.

A eq.(104) pode ser interpretada em termos de energia armazenada no interior da cavidade ressonante, sendo

$$\iiint_{V_o} [\epsilon_r \epsilon_o |\vec{E}_o|^2 + \mu_o |\vec{H}_o|^2] dv = W_T = W_E + W_M, \quad (105)$$

a energia total armazenada na cavidade não perturbada, onde W_E é a energia elétrica e W_M é a energia magnética e

$$\iiint_{V_o} \epsilon_o \Delta\epsilon_r |\vec{E}_o|^2 dv = \Delta W_E, \quad (106)$$

é a variação da energia elétrica armazenada no interior da cavidade provocada pela mudança na permissividade. Se $\Delta W_E > 0$ há aumento da energia elétrica armazenada e a frequência de ressonância é reduzida; se $\Delta W_E < 0$ há diminuição da energia elétrica armazenada e a frequência de ressonância é aumentada; se $\Delta W_E = 0$ não há aumento ou redução da energia elétrica armazenada e a frequência de ressonância não é alterada.

3 ELEMENTOS DE CHAVEAMENTO E CIRCUITOS DE POLARIZAÇÃO

Esta seção do trabalho tem o objetivo de apresentar uma visão geral de alguns componentes amplamente utilizados para sintonia e chaveamento em frequências dentro do espectro de micro-ondas, sendo, abordados aspectos de operação e projeto.

Na seção 3.1 serão apresentados o diodo Varactor, a chave *Micro-Electro-Mechanical System* (MEMS) e o diodo PIN, sendo este último, o elemento de chaveamento utilizado neste trabalho de pesquisa para projetar estruturas sintonizáveis operando no espectro de micro-ondas.

A seção 3.2 aborda a operação do diodo PIN e a seção 3.3 alguns circuitos de polarização empregados para o chaveamento deste elemento.

A seção 3.4 apresenta o projeto de uma chave empregando um diodo PIN na configuração série, associado a um circuito de polarização usando linhas de transmissão em tecnologia de microfita.

3.1 PANORAMA DOS ELEMENTOS DE CHAVEAMENTO UTILIZADOS EM SISTEMAS DE MICRO-ONDAS

Devido ao rápido desenvolvimento dos sistemas de comunicação e suas altas exigências, verificou-se a necessidade de projetar estruturas eletronicamente sintonizáveis, cuja resposta em frequência possa ser alterada de forma discreta ou contínua. O controle da resposta em frequência é obtido integrando componentes de sintonia contínua ou de chaveamento aos circuitos que operam em altas frequências.

Chaves ou elementos de chaveamento são amplamente utilizados para direcionar sinais e fluxo de potência em circuitos elétricos. Uma chave ideal tem perda por inserção nula quando ligada e atenuação infinita quando desligada. No caso específico de sistemas que operam dentro do espectro de micro-ondas, os elementos de chaveamento são utilizados para projetar e construir circuitos de controle, limitadores de potência, atenuadores, moduladores, filtros e cavidades sintonizáveis.

Em muitas aplicações práticas, a velocidade de chaveamento em sistemas de micro-ondas é da ordem de 1 a 10 μ s, no entanto, velocidades na ordem de nanossegundos são possíveis com um projeto cuidadoso e o emprego de um adequado elemento de chaveamento.

O primeiro elemento a ser percorrido é o diodo Varactor, um diodo de junção PN que opera reversamente polarizado. Nessa condição, a resistência de junção do diodo é muita elevada e a capacitância de junção varia suavemente com a tensão de polarização reversa. Dessa forma, o diodo Varactor comporta-se como um elemento reativo ajustável por meio da tensão de polarização, sendo classicamente utilizado para sintonia de osciladores controlados por tensão, permitindo a variação contínua da frequência de oscilação ou seu chaveamento entre valores discretos. Os diodos Varactores são feitos, em sua maioria, em silício (Si) para aplicações em rádio frequência (RF) e arseneto de gálio (GaAs) para micro-ondas.

O modelo elétrico simplificado do diodo Varactor é um circuito RC série, composto pela resistência constante R_s em série com uma capacitância C_j que é dependente de tensão elétrica constante. A resistência R_s representa as resistências dos contatos e do corpo do diodo Varactor, enquanto C_j modela a capacitância de junção, podendo ser expressa em função da tensão de polarização V como¹⁹

$$C_j(V) = \frac{C_o}{(1-V/V_o)^\gamma}, \quad (107)$$

onde C_o é o valor da capacitância de junção com tensão de polarização nula, e V_o uma tensão que depende do material do diodo Varactor, sendo 0,5 V para diodos de Si e 1,3 V para diodos GaAs. O expoente γ é função do perfil de dopagem da junção semicondutora do diodo Varactor, sendo aproximadamente 0,5 em varactores abruptos que têm perfil de dopagem constante e em torno de 2 em varactores hiper-abruptos com perfis de dopagem que variam exponencialmente. A tensão de polarização do Varactor V assume valores negativos de modo que o diodo seja reversamente polarizado. Capacitores típicos de GaAs têm capacitância C_o de 0,5 a 2 pF e operam com tensão de polarização ajustável entre -20 e 0 V. No modelamento de diodos varactores encapsulados devem ser representados adicionalmente efeitos reativos da cápsula, de modo a serem considerados em projeto de circuitos.

O segundo elemento de chaveamento a ser abordado é a chave MEMS. Esta chave pode ser construída de diversas maneiras, no qual, a configuração a ser adotada na construção dependerá se a corrente elétrica percorrerá um caminho capacitivo ou de contato direto.

Uma configuração popular utilizada para chaves MEMS é a de sinal percorrendo caminho capacitivo. Nesta configuração, há um chaveamento entre estados de baixa e alta capacitância por meio da movimentação de uma membrana condutiva flexível causada pela aplicação de uma tensão elétrica constante de controle na ordem de 25 V¹⁹.

Esta chave eletromecânica apresenta como vantagens baixas perdas, baixo consumo de potência e boa largura de banda, no entanto, apresenta como desvantagens um lento tempo de chaveamento, superior a 30 μ s, e baixo tempo de vida em comparação a diodos. Estas limitações são decorrentes da natureza mecânica do dispositivo.

O terceiro elemento de chaveamento apresentado nesta seção e que será utilizado no decorrer deste trabalho de pesquisa é o diodo PIN. Este diodo contém uma camada ou região levemente dopada (região intrínseca ou camada I) entre as camadas semicondutoras do tipo p e n. A aplicação de uma tensão de polarização permite controlar a operação deste dispositivo e obter dois estados discretos de operação, em outras palavras, uma chave do tipo liga-desliga (*ON-OFF*).

O diodo PIN opera como uma chave aberta ou desligada no estado reverso, já no estado direto, como uma chave fechada ou ligada. No estado reverso, o diodo PIN pode ser modelado pela capacitância de junção de valor reduzido que gera uma impedância relativamente alta em frequências de micro-ondas, enquanto que, no estado direto, a corrente de polarização constante remove a capacitância de junção, permitindo obter um baixo valor de impedância entre os terminais do diodo. O modelo elétrico equivalente na operação de estado direto é um circuito RL (resistor-indutor) série.⁶⁴

Geralmente, são utilizados valores de 5 a 30 mA e em torno de 0,8 V para polarização direta e de 10 a 60 V para polarização reversa. Para aplicar a tensão de polarização é necessária a utilização de filtros de polarização, empregando componentes discretos como *chokes* de RF e capacitores de bloqueio CC, e componentes distribuídos usando linhas de transmissão.

Com o intuito de realizar uma comparação entre os três elementos de chaveamento citados e verificar qual se enquadra melhor nas necessidades deste trabalho de pesquisa, foi feita uma pesquisa e considerados vários elementos disponíveis comercialmente, e posteriormente, extraídos valores médios referentes a perdas por inserção, tensão de operação e velocidade de chaveamento. A Tabela 2 apresenta a comparação realizada entre o diodo Varactor, chave MEMS e diodo PIN.

Tecnologia	Perdas por inserção (dB)	Tensão de controle (V)	Velocidade de chaveamento
Diodo Varactor	0,1 – 1,0	-20 – 0	5 – 20 ns
MEMS	0,1 – 1,5	15 – 30	> 30 μ s
Diodo PIN	0,1 – 0,8	0,5 – 5	1 – 10 ns

Tabela 2 – Comparação entre os três elementos de chaveamento citados.

Fonte – Pozar¹⁹ e manuais de fabricantes disponíveis no site da Mouser Electronics.

De acordo com a Tabela 2 é possível verificar que os diodos Varactor e PIN são mais rápidos que a chave MEMS. Outro fator importante no momento da escolha de um elemento de chaveamento é a tensão de operação ou de polarização, pois, em projetos de circuitos de micro-ondas, geralmente, são utilizados valores baixos de tensão constante. Este fator favorece o uso de diodos.

Este trabalho de pesquisa adotará o diodo PIN no seu decorrer, pois serão projetadas estruturas sintonizáveis que necessitam de uma chave do tipo liga-desliga discreta e rápida, com alta velocidade de chaveamento. O diodo Varactor possui uma excursão suave da capacitância de junção, ou seja, não é um elemento apropriado para operar como chave liga-desliga. A operação do diodo PIN como resistor variável, excursionando de valores reduzidos a valores elevados de resistência, viabiliza sua utilização para operar em estados discretos.

Concluindo a razão de escolha, há várias características que foram consideradas para a tomada de decisão, podendo ser resumidas em: alta capacidade de tensão reversa, alta capacidade de corrente, rápido chaveamento, tamanho físico pequeno, operação no espectro acima da banda S (2 – 4 GHz), baixo custo e considerável disponibilidade comercial; o diodo PIN atende a todas estas características. De maneira específica, foi escolhido para o desenvolvimento de todo este trabalho de pesquisa o diodo PIN SMP1340-079LF da empresa Skyworks.

3.2 OPERAÇÃO DO DIODO PIN

A seção 3.1 apresentou uma breve descrição sobre o diodo PIN e apontou algumas razões pela escolha deste elemento de chaveamento em detrimento dos outros dois citados. Nesta seção será apresentada a operação do diodo PIN e suas principais características físicas.

O diodo PIN é um dispositivo semicondutor que atua como um resistor variável controlado por corrente, sendo amplamente utilizado em sistemas que operam no espectro de micro-ondas e ondas milimétricas. Se a corrente de polarização direta ou de controle for continuamente variada, este diodo pode ser utilizado para projetar atenuadores de sinais. Se a corrente de controle for do tipo degrau de Heaviside, o diodo PIN opera como uma chave liga-desliga, ou seja, em dois estados discretos.

Conforme já citado anteriormente, o diodo PIN possui três regiões: região semicondutora do tipo p fortemente dopada, região intrínseca (região-I) que é levemente dopada e região semicondutora do tipo n fortemente dopada. A Figura 24(a) ilustra a seção transversal de um diodo PIN encapsulado e seus modelos elétricos equivalentes para operações nos estados direto e reverso, Figura 24(b) e Figura 24(c) respectivamente.

Figura 24 - Diodo PIN e seus modelos elétricos para operação nos estados direto e reverso.

Fonte – Adaptado de Microsemi-Watertown⁶⁴.

O desempenho do diodo PIN depende principalmente da sua geometria e do material semiconductor processado presente na camada intrínseca. Em um caso ideal, a camada intrínseca não deveria ser dopada, mas na prática é levemente dopada, armazenando certa quantidade de carga. Quando o diodo é diretamente polarizado, elétrons e lacunas são injetados e recombinações acontecem na região-I, no entanto, é importante ressaltar que estas recombinações não são instantâneas e tem duração temporal finita. No estado de polarização reversa, não há carga armazenada na região intrínseca e o diodo se comporta como um circuito RC (resistor-capacitor) paralelo, ver Figura 24(c). Se não houver diferença de potencial entre os pinos metálicos do diodo, uma quantidade residual de carga fica armazenada na região-I, sem movimentação e recombinação de pares elétrons-lacunas.⁶⁴

Quando diretamente polarizado, o diodo PIN pode ser modelado basicamente por uma resistência R_f em série com uma indutância parasita L_i , conforme ilustrado na Figura 24(b). A resistência R_f é função da corrente de polarização e a indutância L_i depende das propriedades geométricas do encapsulamento, tais como, comprimento e diâmetro dos pinos metálicos. A resistência R_f pode ser escrita como⁶⁴

$$R_f = \frac{W}{(\mu_e + \mu_p)Q_A} = \frac{W}{(\mu_e + \mu_p)I_f\tau} \quad (\Omega), \quad (108)$$

onde W é a largura da região-I, μ_e é a mobilidade do elétron, μ_p é a mobilidade da lacuna, Q_A é a carga armazenada, I_f é a corrente de polarização direta e τ é o tempo de vida dos portadores minoritários. A eq.(108) é válida para $f > 1,3/W^2$, sendo f a frequência de operação dada em GHz e W em micron. Em baixas frequências, o diodo PIN opera como um retificador de sinal.

Quando o diodo PIN é diretamente polarizado há injeção de portadores de carga na região intrínseca, que se comporta como uma resistência linearmente controlada por corrente, permitindo a passagem de corrente de RF através do diodo. Essa propriedade do diodo PIN em controlar a potência de RF permite sua aplicação no projeto de atenuadores, moduladores e chaves.

Na condição de polarização reversa, o circuito elétrico equivalente do diodo PIN consiste de uma capacitância de junção C_j em paralelo com uma resistência R_r e uma indutância parasita L_i . Considerando o modelo físico simplificado de placas paralelas para a capacitância de junção C_j é possível escrever⁶⁴

$$C_j = \frac{\varepsilon A}{W}, \quad (109)$$

sendo ε a constante dielétrica do silício e A a área de junção. Na prática, C_j varia também em função da tensão de polarização reversa (V_r), decrescendo um pouco a partir de 0 V, e posteriormente, permanece constante para valores superiores de tensão.

Considerando o manual do fabricante Skyworks para o diodo PIN SMP1340-079LF, é possível verificar $R_f = f(I_f)$, $C_j = f(V_r)$, $I_f = f(V_f)$ e $G_r = f(f_o)$; sendo V_f a tensão de polarização direta, G_r a condutância em polarização reversa e f_o a frequência de operação. A Figura 25(a) mostra $R_f = f(I_f)$ e valida a eq.(108), demonstrando que R_f é inversamente proporcional a I_f ; a Figura 25(b) mostra que I_f cresce exponencialmente com V_f , que por sua vez, R_f também é inversamente proporcional a V_f ; a Figura 25(c) mostra $C_j = f(V_r)$, para esta figura, é possível verificar que a capacitância de junção decresce até 20 V e permanece constante para valores superiores de V_r ; a Figura 25 (d) mostra como a condutância varia em função de f_o e V_r .

Figura 25 - Curvas de operação do diodo PIN SMP1340-079LF.

Fonte – Adaptado do manual do fabricante Skyworks.

Ainda sobre a operação do diodo PIN, faz-se necessário abordar mais duas características de funcionamento muito importantes, a isolação e as perdas por inserção.

Fisicamente, a isolação é a medida da potência de micro-ondas que não é transferida para a carga através da chave, demonstrando quão efetiva é a chave a diodo PIN quando desligada. A isolação pode ser definida como a diferença entre as potências de saída medidas quando a chave está ligada e desligada. Alternativamente, a isolação pode ser obtida medindo-se os coeficientes de transmissão da chave nas condições ligada (S_{21on}) e desligada (S_{21off}), como

$$I_{so}(dB) = S_{21on}(dB) - S_{21off}(dB). \quad (110)$$

As perdas por inserção (I_L) são as perdas de transmissão medidas através da estrutura física da chave a diodo PIN. Na condição de polarização direta, a corrente de polarização e a corrente em alta frequência fluem através da estrutura do diodo PIN, causando perdas por efeito Joule. Na polarização reversa, a corrente total que flui através do diodo é bastante baixa e geralmente é desconsiderada. Para uma chave a diodo PIN bem projetada, são observados valores de I_L inferiores a 0,25 dB.

3.3 CIRCUITOS DE POLARIZAÇÃO PARA DIODOS PIN

Uma chave é um componente elétrico que tem como principal função abrir e fechar uma conexão em um circuito elétrico, permitindo ou não a passagem de corrente elétrica. Uma chave ideal possui resistência nula quando está ligada ou fechada e resistência infinita quando desligada ou aberta. Na prática, normalmente, as chaves projetadas apresentam entre suas portas de entrada e saída um valor baixo de impedância quando ligadas e valor alto, porém finito, de resistência quando desligadas.

A operação do diodo PIN como elemento de chaveamento é baseada na diferença de impedância apresentada por esse dispositivo em dois estados de operação discretos: estado reverso e estado direto. Para que seja possível essa mudança de estados de operação, é necessário comutar a tensão de polarização constante do diodo PIN, que atua como tensão de controle para alternar a chave entre as condições ligada e desligada. Filtros de polarização são usados para conectar a tensão de controle ao diodo PIN, sem interferir em sua resposta em frequência na faixa de operação da chave. Adicionalmente, capacitores de bloqueio CC são usados para isolar a tensão de controle aplicada ao diodo PIN de demais circuitos conectados à chave.

Nesta seção serão apresentados circuitos de polarização de um polo empregados em projeto de chaves de micro-ondas, bem como suas principais características. Será assumida que a estrutura da chave é uma rede de duas portas simétrica e que a impedância característica (Z_0) das linhas de transmissão é 50 Ω .

A Figura 26 apresenta a estrutura básica das chaves SPST (*Single Pole Single Throw*) a diodo PIN. Esse é o modelo mais simples de chave a diodo PIN, constituído por um caminho de sinal de micro-ondas que pode ser habilitado ou interrompido pelo chaveamento do diodo PIN, podendo o diodo estar em configuração série ou paralelo. A tensão de polarização do diodo PIN atua como tensão de controle e deve ser conectada ao diodo por meio de filtros de polarização. Na Figura 26 é utilizado um filtro de polarização formado por componentes discretos ideais, empregando indutores para bloqueio de corrente alternada em alta frequência (*RF choke*) e capacitores (C) para prover um aterramento virtual em altas frequências no ponto de conexão da fonte de alimentação (*Bias*) que fornece a tensão de polarização. Adicionalmente, são usados capacitores de bloqueio de corrente contínua (*DC block*), isolando os acessos de entrada e de saída da chave da tensão de controle.

Figura 26 – Chaves SPST a diodo PIN: (a) configuração série e (b) configuração paralela.

Fonte – Adaptado de Pozar¹⁹ e Microsemi-Watertown⁶⁴.

A configuração série apresentada pela Figura 26(a) pode ser empregada em projetos que necessitam larga banda de operação. Nesta situação o sinal é propagado através do diodo PIN, sendo que a chave é ligada quando o diodo é diretamente polarizado. Para a configuração série, as perdas por inserção dependem da resistência série do diodo PIN e a máxima isolação obtida depende da capacitância de junção. Usando o modelo do diodo PIN constituído pela resistência em polarização direta R_f e pela capacitância de junção C_j em polarização reversa, as perdas por inserção e as perdas de isolação podem ser escritas, respectivamente por⁶⁴

$$I_L = 20 \log \left(1 + \frac{R_f}{2Z_0} \right), \quad (111)$$

$$I_{so} = 10 \log \left[1 + \frac{1}{(4\pi f C_j Z_0)^2} \right] = 10 \log \left[1 + \frac{1}{4} \frac{1}{(\omega C_j)^2} \frac{1}{Z_0^2} \right]. \quad (112)$$

De acordo com a eq.(111) observa-se que as perdas por inserção da chave a diodo PIN na configuração série dependem da resistência do diodo PIN diretamente polarizado, sendo em primeira aproximação independente da frequência de operação. A isolação apresentada pela eq.(112) depende da reatância da capacitância de junção do diodo PIN reversamente polarizado, de modo que a isolação decresce com o aumento da frequência de operação.

A configuração paralela apresentada pela Figura 26(b) oferece alta isolação em uma larga banda de operação, gerando valores de I_{so} na ordem de 20 dB. Nesta segunda situação, a chave é ligada quando o diodo é reversamente polarizado. Para a configuração paralela, o diodo está conectado entre o caminho do sinal de micro-ondas e o terra, permitindo também baixas perdas por inserção. As perdas por inserção dependem da capacitância de junção e a máxima isolação obtida depende da resistência série do diodo PIN, podendo ser escritas, respectivamente por⁶⁴

$$I_L = 10 \log [1 + (\pi f C_j Z_0)^2], \quad (113)$$

$$I_{so} = 20 \log \left(1 + \frac{Z_0}{2R_f} \right). \quad (114)$$

Considerando o diodo PIN SMP1340-079LF da Skyworks, é possível fazer uma comparação quantitativa em relação às configurações série e paralela apresentadas pela Figura 26. A fim de exemplificar, o diodo será polarizado com V_r de 15,0 V e V_f de 0,85 V, resultando em uma resistência série de 1 Ω e capacitância de junção de 0,18 pF. Aplicando os valores obtidos de R_f e C_j na condição de polarização citada e considerando uma frequência de operação de 3,50 GHz nas eq.(111)-(114), é possível confrontar o desempenho das duas configurações de circuito de polarização, ver Tabela 3.

Configuração	Série	Paralela
I_L (dB)	0,09	0,04
I_{so} (dB)	8,68	28,30

Tabela 3 - Análise de desempenho dos circuitos de polarização nas configurações série e paralela.

De acordo com a Tabela 3, é possível verificar que a configuração paralela apresenta I_L inferior e I_{so} significativamente superior, demonstrando ter melhor desempenho em relação à configuração série. É importante salientar que as perdas por inserção, em ambas as configurações, podem ser melhoradas com a adição de capacitores e indutores em série ou paralelo ao diodo PIN, com o intuito de compensar a reatância do diodo. No entanto, a inclusão de elementos reativos reduz a largura da banda de frequência de operação da chave.

Sobre os capacitores e indutores concentrados utilizados em projetos que operam no espectro de micro-ondas é importante citar que o desempenho em frequência destes elementos reativos é fortemente afetado por parasitas inerentes às suas estruturas e a técnica de montagem adotada, sendo necessário incorporar esses fenômenos em um modelo elétrico equivalente para o componente reativo. Para estes dois elementos reativos faz-se necessário utilizar modelos de circuitos elétricos que considerem o efeito do plano de terra, espreadimento de campos elétrico e magnético, efeitos de proximidade, material e espessura dos componentes, condutividade dos condutores e a técnica de montagem. A Figura 27 ilustra três modelos de circuitos elétricos equivalentes de elementos reativos utilizados em projetos e simulações computacionais.

Figura 27 - Modelos de circuitos elétricos equivalentes de elementos reativos concentrados: (a) indutor do tipo loop e espiral planar, (b) indutor do tipo segmento metálico e (c) capacitor do tipo de uma camada.

Fonte – Adaptado de Bahl¹⁶.

De acordo com a Figura 27, C_1 e C_2 representam a capacitância para o plano de terra, C_3 a capacitância entre os terminais do indutor, R_s o resistor parasita responsável por perdas de dissipação, L_s a indutância parasita devido ao comprimento do capacitor e C_p a capacitância parasita que depende da montagem do componente.

Outros modelos equivalentes podem ser adotados para tentar reproduzir o real comportamento em frequência de indutores e capacitores utilizados em circuitos que operam no espectro de micro-ondas, sendo essencial considerar os fenômenos envolvidos. Para validar o modelo de circuito elétrico equivalente adotado para o elemento reativo, é necessário confrontar simulações computacionais e medições experimentais a fim de obter valores para todos os componentes considerados no modelo.

Após algumas considerações relevantes sobre elementos reativos, é possível dar continuidade às configurações dos circuitos de polarização e seus desempenhos.

A observação de valores para I_L e I_{so} não é condição suficiente para determinar a configuração a ser empregada no projeto de uma chave a diodo PIN, deve-se levar em conta também a aplicação em questão, pois, algumas estruturas não suportam ambas as configurações.

Para guias de ondas e cavidades ressonantes sintonizáveis por meio da associação de chaves a diodo PIN e postes metálicos verticais inseridos dentro do volume interno destas estruturas, não é possível empregar a configuração paralela no projeto da chave, somente a configuração série. De acordo com os trabalhos publicados por Armendariz, Sekar e Entesari⁴⁷ e Entesari, *et al*⁴⁸, as chaves a diodo PIN projetadas têm como sinal de entrada a corrente que flui na parede superior e sinal de saída um poste metálico conectado a parede inferior, sendo que a parede inferior coincide com o plano de terra de toda estrutura, impossibilitando o uso da configuração apresentada pela Figura 26(b). Na configuração paralela, o diodo PIN está permanentemente conectado ao plano de terra.

As configurações série e paralela ilustradas na Figura 26 podem ser modificadas com o incremento de um ou mais diodos PIN às suas estruturas, resultando em chaves capazes de direcionar o sinal de entrada para duas ou mais saídas. O exemplo mais simples são as chaves SPDT (*Single Pole Double Throw*) a diodo PIN que requerem a inclusão de um diodo nos circuitos originais, no qual, o sinal de entrada pode ser conduzido para qualquer uma das duas saídas da chave eletrônica. Se o circuito da chave com dois diodos for simétrico, cada lado da chave se comporta como uma chave com único diodo, conforme circuitos apresentados anteriormente, mas para este novo circuito, a isolamento é incrementada em 6 dB⁶⁴. A Figura 28 ilustra os circuitos das chaves SPDT. O gerador V_G com impedância interna Z_G representa o sinal de entrada.

Figura 28 – Chaves SPDT a diodo PIN: (a) configuração série e (b) configuração paralela.

Fonte – Adaptado de Microsemi-Watertown⁶⁴.

A configuração paralela ilustrada na Figura 28(b) pode ter sua isolamento aumentada em 3 dB com a inserção de um transformador de $\lambda/4$ entre o gerador e os diodos PIN, tendo desta maneira, seu desempenho elétrico aperfeiçoado. Em contrapartida, a largura de banda de operação é reduzida⁶⁴. É importante comentar que os 3 dB são adicionados aos 6 dB já obtidos anteriormente.

Como exemplo de aplicação de chaves a diodo PIN de um polo e múltiplas saídas, empregando mais de um diodo é possível citar Zobilah, Zakaria e Shairi⁶⁵ que desenvolveram e publicaram uma chave sintonizável que utiliza diodos PIN nas configurações série e paralela em um mesmo circuito, permitindo alterar e obter valores de isolamento superiores a 40 dB. Essa chave foi projetada para operar nas frequências de 2,3 GHz e 3,5 GHz, frequências utilizadas em WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) e LTE (*Long-Term Evolution*).

3.4 PROJETO DE CIRCUITO DE POLARIZAÇÃO PARA DIODO PIN

As estruturas eletronicamente sintonizáveis apresentadas nas seções posteriores, foram desenvolvidas em tecnologia SIW e utilizam chaves a diodo PIN para modificar sua resposta em frequência. Essas estruturas incluem guias de ondas e cavidades ressonantes sintonizáveis, que foram projetados, simulados no HFSS e caracterizados experimentalmente na banda de 2,0 GHz a 5,0 GHz, contemplando a banda de 3,3 GHz a 4,2 GHz e a frequência de 3,5 GHz, sendo estas, algumas das frequências da tecnologia 5G a serem utilizadas no Brasil e em diversos países.

Visando dar suporte aos projetos a serem apresentados nas seções seguintes, esta seção apresenta o projeto de uma chave a diodo PIN na configuração série, desenvolvida para operar na frequência de 3,5 GHz. Conforme mencionado na seção 3.3, não é possível utilizar uma chave a diodo PIN na configuração paralela para sintonizar filtros compostos por guias de ondas e cavidades ressonantes em tecnologia SIW perturbados por postes metálicos inseridos em seus volumes internos.

Com o intuito de facilitar a montagem, aumentar a assertividade da resposta em frequência, reduzir o custo de fabricação e as perdas por inserção, a chave a diodo PIN utilizará linhas de transmissão de alta impedância no valor de $90\ \Omega$ para substituir o *RF choke* concentrado e linhas de transmissão de baixa impedância no valor de $20\ \Omega$ para substituir o capacitor conectado entre a tensão de polarização e o aterramento, ver o circuito original ilustrado pela Figura 26(a). A Figura 29 apresenta o circuito elétrico da chave a diodo PIN na configuração série projetada.

Figura 29 - Circuito elétrico da chave a diodo PIN na configuração série.

Foram utilizados neste projeto da chave operando no espectro de micro-ondas: o substrato dielétrico RT/duroid 6006 da Rogers Corporation™ com espessura de 0,635 mm, ϵ_r de 6,15 e $tg\delta$ de 0,0019; e o capacitor multicamada UVK105CG5R1JWF de 5,1 pF da empresa Taiyo Yuden. Conforme mencionado na seção 3.1, será utilizado o diodo PIN SMP1340-079LF da empresa Skyworks.

O diodo PIN escolhido tem indutância parasita de 0,7 nH, capacitância de junção inferior a 0,20 pF para uma tensão de polarização reversa superior a 5 V e resistência em torno de $1\ \Omega$ quando polarizado diretamente com 0,85 V. Este diodo pode ser utilizado em aplicações que operam desde 10 MHz até frequências superiores a 10 GHz.

Visando verificar o desempenho em frequência da chave a diodo PIN e do capacitor de *DC block* utilizado no circuito de polarização, serão considerados três circuitos desenvolvidos em tecnologia de microfita e em uma mesma estrutura, sendo: uma linha de transmissão comum, sem adição de componentes; uma linha de transmissão com dois capacitores; a chave a diodo PIN contemplando todos os componentes necessários para sua realização, conforme circuito elétrico ilustrado na Figura 26(a). Todas as linhas de transmissão possuem impedância característica de $50\ \Omega$ e largura de 0,933 mm.

A Figura 30 ilustra o modelo computacional da chave a diodo PIN projetada, sendo que, para realizar a simulação eletromagnética foram adotados modelos simplificados para o *DC block* e o diodo PIN no HFSS.

Figura 30 - Modelo computacional desenvolvido no HFSS da chave a diodo PIN empregando linhas de transmissão.

Para modelar o capacitor foi considerada uma estrutura tridimensional composta por um corpo dielétrico terminado por dois contatos metálicos com as mesmas dimensões do componente real, no qual, todas as dimensões físicas foram obtidas no manual do fabricante.

O capacitor modelado foi inserido em uma linha de transmissão de $50\ \Omega$ e simulado para obter uma constante dielétrica que resultasse em uma capacitância de $5,1\ \text{pF}$ em $3,5\ \text{GHz}$; a impedância reativa capacitiva nesta frequência é de $8,92\ \Omega$, tendo valor normalizado de $0,178$ em relação à impedância característica. A Figura 31 mostra o coeficiente de reflexão do capacitor modelado terminado em $50\ \Omega$ na carta de Smith para uma constante dielétrica de 660 . O marcador m_2 é referente à impedância de $8,92\ \Omega$ em $3,5\ \text{GHz}$.

Figura 31 – Resposta em frequência do capacitor modelado em carta de Smith.

O alto valor obtido de constante dielétrica para o capacitor modelado no HFSS se dá pelo o fato que a estrutura simulada considera um bloco simples como dielétrico; o capacitor real é do tipo multicamada, composto por diversas placas metálicas intercaladas, imersas em dielétrico cerâmico.

O modelo computacional do capacitor apresentou nas simulações eletromagnéticas uma frequência de ressonância de $8,13\ \text{GHz}$, o que significa que para frequências superiores a de ressonância, o capacitor apresenta reatância indutiva. A Figura 32 apresenta os parâmetros S da estrutura formada pelo capacitor de $5,1\ \text{pF}$ modelado no HFSS.

Figura 32 - Parâmetros S do capacitor de 5,1 pF modelado no HFSS.

Por uma questão de segurança no desenvolvimento dos projetos, o capacitor UVK105CG5R1JWF não foi utilizado em projetos que operam em frequências superiores a 6,0 GHz, pois, o valor obtido de frequência de ressonância para este componente foi obtido por meio de modelo computacional. O manual do fabricante não apontou uma frequência máxima de operação para este componente.

Para o diodo PIN foram considerados dois modelos computacionais: um para polarização direta e outro para polarização reversa. Em ambos os casos, foram consideradas estruturas com as mesmas dimensões do componente real, no qual, todas as dimensões físicas foram obtidas no manual do fabricante. Os diodos PIN modelados também foram inseridos em uma linha de microfita de 50 Ω e simulados para obter uma condutividade para um bloco resistivo para o estado de polarização direta e uma capacitância de 0,18 pF para o estado de polarização reversa.

Quando o diodo é diretamente polarizado por uma tensão de polarização de 0,85 V é utilizado nas simulações um bloco resistivo de alta condutividade que resulte em um resistor de 1 Ω , valor de resistência referente ao diodo PIN diretamente polarizado. Para representar o diodo PIN reversamente polarizado no HFSS, o mesmo foi modelado por um capacitor de placas paralelas considerando as dimensões físicas do diodo PIN, sendo posteriormente simulado para obter uma constante dielétrica que resultasse em uma capacitância de 0,18 pF em 3,5 GHz; a

impedância reativa capacitiva nesta frequência é de 253Ω , tendo valor normalizado de 5,05 em relação à impedância característica. A constante dielétrica obtida para este modelo computacional tem o valor igual a 10.

Após o processo de modelagem computacional, a estrutura em questão foi fabricada utilizando a micro fresa mecânica da LPKF. A Figura 33 ilustra o protótipo fabricado da chave a diodo PIN empregando linhas de transmissão.

Figura 33 - Protótipo fabricado da chave a diodo PIN empregando linhas de transmissão.

É importante ressaltar que a Figura 30 está em conformidade com a Figura 33, ou seja, a estrutura computacional está bastante similar à estrutura real. A estrutura fabricada permitiu obter os parâmetros S experimentais e compará-los com os obtidos via simulação eletromagnética.

Para obter a resposta em frequência experimental, foram consideradas quatro etapas/experimentos: etapa 1 – caracterização da linha de 50Ω ; etapa 2 – caracterização da linha de 50Ω com dois capacitores; etapa 3 – caracterização da chave a diodo PIN no estado direto com tensão de polarização de 0,85 V; e etapa 4 – caracterização da chave a diodo PIN no estado reverso com tensão de polarização de 15 V. Para a realização das quatro etapas citadas, foi utilizado o *Vector Network Analyzer* (VNA) HP8722. As quatro figuras a seguir apresentam em um mesmo gráfico os parâmetros S computacionais e experimentais, onde, a Figura 34 ilustra o experimento 1; a Figura 35 ilustra o experimento 2; a Figura 36 ilustra o experimento 3; e a Figura 37 ilustra o experimento 4.

Figura 34 - Experimento 1 – Resposta em frequência da linha de 50 Ω .

A linha de transmissão sem adição de nenhum componente apresentou S_{11} abaixo de -16 dB na faixa de 2,0 GHz a 5,0 GHz, perdas por inserção de 0,32 dB e perdas de retorno de 23 dB em 3,5 GHz. Esses resultados validam a linha de transmissão projetada.

Figura 35 - Experimento 2 – Resposta em frequência da linha de 50 Ω com dois capacitores.

Os capacitores inseridos na linha de $50\ \Omega$ alteraram a resposta em frequência da linha de transmissão original, mesmo assim, permitiram a passagem de sinal com baixas perdas, o que valida o uso do componente reativo como capacitor de bloqueio de corrente contínua. Na faixa de 2,69 GHz a 4,06 GHz foram observadas perdas de retorno inferiores a 15 dB; na frequência de 3,5 GHz, a linha de transmissão com capacitores apresentou S_{11} igual à -27,4 dB e S_{21} igual à -0,36 dB.

Figura 36 - Experimento 3 – Resposta em frequência da chave a diodo PIN no estado direto com tensão de polarização de 0,85 V.

A chave a diodo PIN projetada utilizando linhas de transmissão demonstrou bom funcionamento no estado direto com tensão de polarização de 0,85 V, apresentando perdas por inserção de 0,66 dB e perdas de retorno de 15,3 dB na frequência de 3,5 GHz. Na frequência central da banda, houve um acréscimo de -0,30 dB no S_{21} em comparação a linha de transmissão com dois capacitores, no qual, esse aumento das perdas por inserção é devido à impedância do diodo PIN diretamente polarizado, que pode ser representado por sua resistência interna de $1\ \Omega$ em série com a indutância parasita. Ainda sobre o experimento 3, a curva experimental apresenta S_{11} abaixo de -10 dB a partir de 2,14 GHz até 5,0 GHz; em 3,13 GHz foram obtidas perdas por inserção de 0,78 dB e de retorno de 11,4 dB.

Figura 37 - Experimento 4 – Resposta em frequência da chave a diodo PIN no estado reverso com tensão de polarização de 15 V.

O funcionamento no estado reverso com tensão de polarização de 15 V apresentou isolamento de 6,5 dB para a resposta em frequência experimental e de 8,0 dB para a resposta em frequência obtida via simulação computacional na frequência de 3,5 GHz; a seção 3.3 apresentou um valor teórico de 8,68 dB para a isolamento, ver Tabela 3. Conforme dito anteriormente, a configuração paralela apresenta melhor desempenho em relação a configuração série, no entanto, a configuração paralela não pode ser empregada em guias de ondas e cavidades ressonantes perturbadas por postes metálicos inseridos em seus volumes internos.

De acordo com os resultados obtidos, é possível concluir que a chave a diodo PIN projetada utilizando linhas de transmissão apresentou bons resultados em ambos estados de operação, direto e reverso, permitindo empregá-la nos projetos a serem desenvolvidos nas seções posteriores. É importante citar que o uso de linhas de transmissão permitiu obter baixas perdas por inserção no estado direto de polarização. Na hipótese de uso de componentes concentrados, são facilmente observadas perdas por inserção piores do que 1,0 dB.

4 CAVIDADES RESSONANTES SINTONIZÁVEIS EM TECNOLOGIA SIW NO ESPECTRO DE MICRO-ONDAS

Com o intuito de aplicar e validar as equações e procedimentos de projeto desenvolvidos na seção 2, mais precisamente em 2.4.2 e 2.4.3, a quarta seção deste trabalho de pesquisa apresenta o projeto de três cavidades ressonantes sintonizáveis em tecnologia SIW. As equações de projeto desenvolvidas serão utilizadas para determinar a frequência de ressonância perturbada.

Para realizar a mudança da frequência de operação das três cavidades ressonantes será utilizado um poste metálico alocado no centro de cada cavidade, conectando paredes superior e inferior. As três cavidades ressonantes, originais e não perturbadas, foram projetadas para operar no modo TE_{101} .

Inicialmente, no item 4.1, apresenta-se o projeto de duas cavidades ressonantes em tecnologia SIW operando no modo TE_{101} , sendo uma retangular e outra quadrada, ambas perturbadas por um poste metálico alocado no centro da cavidade, interligando paredes superior e inferior. A sintonia dessas cavidades será feita de maneira mecânica, ou seja, pela conexão direta de pino metálico nas paredes superior e inferior; em um procedimento experimental essa conexão é feita por processo de soldagem. Em 4.1.1 é apresentado o projeto da cavidade retangular sintonizável nas frequências de 5,0 GHz e 6,0 GHz e em 4.1.2 é apresentado o projeto da cavidade quadrada sintonizável nas frequências de 6,0 GHz e 7,2 GHz.

Em 4.2 é apresentado o projeto de uma cavidade quadrada sintonizável nas frequências de 3,4 GHz e 4,0 GHz. A sintonia desta cavidade é feita eletronicamente por meio de uma chave a diodo PIN alocada sobre a parede superior da cavidade ressonante. Em relação à sintonia eletrônica a ser realizada por chave a diodo PIN, será considerada a abordagem feita na seção 3. O substrato dielétrico com a chave a diodo PIN foi alocado sobre a parede superior da cavidade ressonante, resultando em uma montagem compacta. A chave PIN foi posicionada entre a extremidade superior do poste metálico e a parede superior da cavidade SIW, permitindo estabelecer ou interromper essa conexão de modo a prover sintonia eletrônica de sua frequência de ressonância.

4.1 CAVIDADES RESSONANTES SINTONIZÁVEIS MECANICAMENTE EM TECNOLOGIA SIW UTILIZANDO POSTE METÁLICO

Foram projetadas duas cavidades ressonantes em tecnologia SIW utilizando o substrato dielétrico RT/Duroid 5880. A primeira cavidade tem formato retangular e foi dimensionada para ressoar no modo TE_{101} na frequência de 5,0 GHz, sem a presença de perturbação. A segunda cavidade ressonante é uma cavidade quadrada, projetada para ressoar em 6,0 GHz no modo TE_{101} , na ausência de perturbação. Após a inserção da perturbação metálica em ambas as cavidades ressonantes, a cavidade retangular passa a ressoar na frequência de 6,0 GHz e a cavidade quadrada passa a ressoar na frequência de 7,2 GHz.

4.1.1 Cavidade ressonante retangular sintonizável em 5,0 GHz e 6,0 GHz em tecnologia SIW

Uma cavidade ressonante retangular em tecnologia SIW, inicialmente não perturbada, foi projetada no substrato dielétrico RT/duroid 5880 para ter uma frequência de ressonância de 5,0 GHz e operar no modo TE_{101} . Para projetar a cavidade, foram consideradas as eq.(1) e eq.(56), equações referentes às dimensões efetivas da tecnologia SIW e a frequência de ressonância de modo TE_{mnp} , respectivamente. A cavidade ressonante é alimentada por uma única linha de microfita com impedância característica de 50 Ω .

Visando variar a frequência de operação da cavidade originalmente projetada, ou seja, realizar uma sintonia da frequência de ressonância, é aplicado o efeito de perturbação por mudança de forma, onde um poste metálico conectando paredes superior e inferior é inserido no centro da cavidade, onde o campo elétrico é máximo para o modo TE_{101} .

O fator de perturbação (FP) dado pela eq.(84) e desenvolvido em 2.4.2, será aplicado neste projeto para fazer uma predição da frequência de ressonância perturbada. Para perturbação metálica alocada no centro da cavidade, ou seja, para $\delta = 0,5$, o FP é máximo, condição que gera uma frequência de ressonância perturbada de 6,0 GHz, conforme dado pela eq.(85).

A Tabela 4 apresenta todas as dimensões físicas e informações de projeto da cavidade ressonante retangular sintonizável em 5,0 GHz e 6,0 GHz. O diâmetro do poste metálico perturbador foi obtido aplicando a regra do fator de perturbação (RFP).

Grandeza	Valor	Descrição
a	24,2 mm	Largura física da cavidade ressonante
l	39,0 mm	Comprimento da cavidade ressonante
d	1,00 mm	Diâmetro dos pinos metálicos que compõe as paredes laterais
h	0,508 mm	Altura/espessura do substrato dielétrico
p	2,54 mm	Espaçamento periódico entre os pinos metálicos (paredes laterais)
l_1	8,50 mm	Comprimento da linha de alimentação com impedância de 50 Ω
w_1	1,40 mm	Largura da linha de alimentação com impedância de 50 Ω
d_p	1,20 mm	Diâmetro do poste metálico (perturbação)
ϵ_r	2,20	Constante dielétrica do substrato dielétrico
$tg\delta$	0,0009	Tangente de perdas do substrato dielétrico

Tabela 4 - Cavidade ressonante retangular sintonizável em 5,0 GHz e 6,0 GHz em tecnologia SIW utilizando poste metálico.

A Figura 38 ilustra o modelo computacional desenvolvido no HFSS da cavidade ressonante retangular sintonizável.

Figura 38 - Cavidade ressonante retangular sintonizável em 5,0 GHz e 6,0 GHz em tecnologia SIW utilizando poste metálico: (a) cavidade original e (b) cavidade perturbada.

A sintonia da cavidade ressonante foi feita mecanicamente pela conexão direta do poste metálico nas paredes superior e inferior. Em um processo prático, a conexão direta é feita por processo de soldagem.

Para obter a resposta em frequência da cavidade não perturbada, foi realizada a simulação eletromagnética sem a perturbação, já para a cavidade perturbada, foi considerada a perturbação inserida no volume interno da cavidade.

A Figura 39 ilustra a resposta em frequência obtida no HFSS da cavidade ressonante retangular sintonizável.

Figura 39 - Resposta em frequência obtida via simulação eletromagnética da cavidade ressonante retangular sintonizável em 5,0 GHz e 6,0 GHz em tecnologia SIW utilizando poste metálico.

No primeiro estado de operação, ou seja, na condição de cavidade ressonante não perturbada, foi obtida uma frequência de ressonância de 5,0 GHz e S_{11} de -22,0 dB na mesma frequência. No segundo estado de operação, ou seja, na condição de máxima perturbação imposta pelo o poste metálico, a frequência de ressonância deslocou-se para 5,96 GHz, sendo obtido S_{11} de -11,8 dB para a nova frequência de ressonância. A frequência de ressonância perturbada obtida via simulação eletromagnética apresentou erro percentual de 0,67% em relação ao valor previsto pela eq.(85). É importante citar que o baixo erro percentual é devido ao uso da RFP. Se a RFP não for considerada, o resultado obtido pela aplicação da eq.(85) perde a validade e o erro percentual aumentará para outros valores de diâmetro de poste metálico.

4.1.2 Cavidade ressonante quadrada sintonizável em 6,0 GHz e 7,2 GHz em tecnologia SIW

Uma cavidade ressonante quadrada em tecnologia SIW, inicialmente não perturbada, foi projetada no substrato dielétrico RT/duroid 5880 para ter uma frequência de ressonância de 6,0 GHz e operar no modo TE_{101} . Para este projeto, seguiu-se o mesmo procedimento de projeto apresentado em 4.1.1.

Visando variar a frequência de operação da cavidade originalmente projetada, ou seja, realizar uma sintonia da frequência de ressonância, é aplicado o efeito de perturbação por mudança de forma, onde um poste metálico conectando paredes superior e inferior é inserido no centro da cavidade.

O FP dado pela eq.(84) será aplicado neste projeto para fazer uma predição da frequência de ressonância perturbada. Para perturbação metálica alocada no centro da cavidade, o FP é máximo e igual a 0,20, condição que gera uma frequência de ressonância perturbada de 7,20 GHz, conforme dado pela eq.(85). Adicionalmente, a eq.(88), desenvolvida em 2.4.3 para cavidades quadradas, também foi utilizada para fazer uma predição para a frequência de ressonância perturbada. Esta equação resultou em um valor de frequência de ressonância de 7,09 GHz, 1,55% inferior ao previsto por eq. (85).

A Tabela 5 apresenta todas as dimensões físicas e informações de projeto da cavidade ressonante quadrada sintonizável em 6,0 GHz e 7,2 GHz. O diâmetro do poste metálico perturbador foi obtido aplicando a RFP.

Grandeza	Valor	Descrição
a	24,2 mm	Largura física da cavidade ressonante
l	24,2 mm	Comprimento físico da cavidade ressonante
d	1,00 mm	Diâmetro dos pinos metálicos que compõe as paredes laterais
h	0,508 mm	Altura/espessura do substrato dielétrico
p	2,54 mm	Espaçamento periódico entre os pinos metálicos (paredes laterais)
l_1	6,00 mm	Comprimento da linha de alimentação com impedância de 50 Ω
w_1	1,40 mm	Largura da linha de alimentação com impedância de 50 Ω
l_2	2,00 mm	Comprimento da linha <i>taper</i>
w_2	21,0 mm	Largura da linha <i>taper</i>
d_p	0,73 mm	Diâmetro do poste metálico (perturbação)
ϵ_r	2,20	Constante dielétrica do substrato dielétrico
$tg\delta$	0,0009	Tangente de perdas do substrato dielétrico

Tabela 5 - Cavidade ressonante quadrada sintonizável em 6,0 GHz e 7,2 GHz em tecnologia SIW utilizando poste metálico.

A Figura 40 ilustra os modelos computacionais desenvolvidos no HFSS da cavidade ressonante quadrada sintonizável sem e com perturbação. A cavidade ressonante é alimentada por uma única linha de microfita com impedância característica de 50Ω , conectada a cavidade por uma linha taper que atua como circuito de casamento de impedância.

Figura 40 - Cavidade ressonante quadrada sintonizável em 6,0 GHz e 7,2 GHz em tecnologia SIW utilizando poste metálico: (a) cavidade original e (b) cavidade perturbada.

Assim como feito em 4.1.1, a sintonia da cavidade ressonante será feita mecanicamente pela conexão direta do poste metálico nas paredes superior e inferior. Em um processo prático, a conexão direta é feita por processo de soldagem.

Para obter a resposta em frequência da cavidade não perturbada, foi realizada a simulação eletromagnética sem a perturbação, já para a cavidade perturbada, foi considerada a perturbação inserida no volume interno da cavidade. A Figura 41 ilustra a resposta em frequência obtida no HFSS da cavidade ressonante quadrada sintonizável.

Figura 41 - Resposta em frequência obtida via simulação eletromagnética da cavidade ressonante quadrada sintonizável em 6,0 GHz e 7,2 GHz em tecnologia SIW utilizando poste metálico.

Na condição de cavidade ressonante não perturbada, foi obtida uma frequência de ressonância de 6,0 GHz e S_{11} de -18,0 na mesma frequência. Na condição de máxima perturbação imposta pelo o poste metálico foi obtida uma frequência de ressonância de 7,23 GHz e S_{11} de -13,9 dB na frequência de ressonância perturbada. A frequência de ressonância perturbada obtida via simulação eletromagnética apresentou erro percentual de 0,42% em relação ao valor previsto pela eq.(85) e de 1,53% em relação ao previsto pela eq.(88).

Conforme descrito em 2.4.3, a eq.(88) possui mais limitações do que a eq.(85), fato que aumenta o erro percentual. É importante verificar que o erro percentual não excede 2%, demonstrando que as equações desenvolvidas geram resultados confiáveis.

4.2 CAVIDADE RESSONANTE SINTONIZÁVEL ELETRONICAMENTE EM TECNOLOGIA SIW UTILIZANDO POSTE METÁLICO E DIODO PIN

Uma cavidade ressonante sintonizável utilizando um poste metálico perturbador e uma chave a diodo PIN é proposta nesta seção para operar nas frequências de 3,4 GHz e 4,0 GHz. Essas frequências estão dentro da banda de 3,3 GHz até 4,2 GHz, uma das bandas consideradas para a tecnologia 5G. Os sistemas a serem usados nas redes 5G requerem filtros de banda estreita operando abaixo de 6,0 GHz; a cavidade ressonante de dupla-banda proposta nesta seção pode ser aplicada nesse contexto.

Para obter múltiplos estados de operação, e consequentemente, uma variação da frequência de ressonância, um jumper e uma chave a diodo PIN são utilizados como elementos de chaveamento, conectando e desconectando as paredes superior e inferior da cavidade ressonante através de um poste metálico perturbador inserido no volume interno da cavidade.

4.2.1 Projeto da cavidade ressonante sintonizável em tecnologia SIW

Uma cavidade ressonante quadrada em tecnologia SIW foi projetada para ressoar em 3,4 GHz e no modo TE_{101} quando não perturbada. Inserindo um poste metálico com diâmetro de 1 mm no centro desta cavidade, uma frequência de ressonância perturbada de 4,0 GHz é prevista pela eq.(88) e de 4,08 GHz utilizando a eq.(85) e a RFP.

A cavidade foi projetada com dois acessos, permitindo avaliar suas características de transmissão. Ambos os acessos da cavidade são alimentados por linhas de microfitas com impedância característica de 50Ω , e o casamento de impedância entre cavidade ressonante e linhas de alimentação é feito por linhas *taper*.

Uma das extremidades do poste metálico é conectada na parede inferior da cavidade, enquanto a outra extremidade flutua, podendo ser conectada ou não na parede superior. Para realizar a conexão da extremidade superior da perturbação metálica, este projeto irá utilizar uma chave a diodo PIN e um jumper, ambos alocados sobre a parede superior da cavidade ressonante.

A presença do poste metálico conectado somente à parede inferior da cavidade ressonante altera a frequência de ressonância original da cavidade. No entanto, essa alteração é bem menos significativa que a obtida quando o pino metálico é conectado simultaneamente às paredes superior e inferior da cavidade, pois, um poste metálico conectado somente na parede inferior ou superior não altera significativamente as distribuições de campos internos da cavidade ressonante. Nesta condição, é esperado que a frequência de ressonância da cavidade SIW com o poste metálico com uma das extremidades em aberto seja próxima do valor de 3,4 GHz da cavidade ressonante original.

Utilizando o procedimento de projeto apresentado no início desta seção, a cavidade ressonante foi projetada no substrato dielétrico Rogers RO4003C e suas dimensões físicas e informações são apresentadas na Tabela 6.

Grandeza	Valor	Descrição
a	33,2 mm	Largura física da cavidade ressonante
l	33,2 mm	Comprimento físico da cavidade ressonante
d	1,00 mm	Diâmetro dos pinos metálicos que compõe as paredes laterais
h	0,635 mm	Altura/espessura do substrato dielétrico da cavidade SIW
p	2,54 mm	Espaçamento periódico entre os pinos metálicos (paredes laterais)
l_1	11,8 mm	Comprimento da linha de alimentação com impedância de 50 Ω
w_1	1,12 mm	Largura da linha de alimentação com impedância de 50 Ω
l_2	14,0 mm	Comprimento da linha <i>taper</i>
w_2	7,00 mm	Largura da linha <i>taper</i>
d_p	1,00 mm	Diâmetro do poste metálico (perturbação)
ϵ_{r1}	3,55	Constante dielétrica do substrato dielétrico RO4003C
$tg\delta_1$	0,0027	Tangente de perdas do substrato dielétrico RO4003C
h_{BN}	0,254 μ m	Altura/espessura do substrato dielétrico da chave a diodo PIN
ϵ_{r2}	2,33	Constante dielétrica do substrato dielétrico RT/duroid 5870
$tg\delta_2$	0,0012	Tangente de perdas do substrato dielétrico RT/duroid 5870

Tabela 6 - Cavidade ressonante quadrada sintonizável em 3,4 GHz e 4,0 GHz em tecnologia SIW utilizado poste metálico e diodo PIN.

4.2.2 Projeto de chave SPST a diodo PIN integrada à cavidade ressonante em tecnologia SIW

Geralmente, para utilizar diodos PIN como elemento de chaveamento, é necessário uma implementação de três camadas para separar o circuito de polarização do dispositivo de chaveamento da cavidade ressonante ou guia de ondas.

Na solução desenvolvida para sintonia eletrônica da cavidade ressonante em tecnologia SIW, a chave a diodo PIN foi projetada no substrato dielétrico RT/duroid 5870, e montada sobre a parede superior da cavidade em tecnologia SIW. Os dados deste substrato dielétrico estão na Tabela 6. A Figura 42 mostra a descrição da cavidade ressonante sintonizável, onde a linha pontilhada é referente ao corte CC', demonstrando à seção-transversal para um melhor entendimento.

Figura 42 - Cavidade ressonante sintonizável proposta: (a) vista completa e (b) corte CC'.

O poste metálico perturbador foi eletricamente conectado à parede inferior da cavidade ressonante e uma ilha de isolamento evita que o mesmo entre em contato elétrico com a parede superior da cavidade.

Foram considerados dois caminhos para conectar o poste metálico perturbador a parede superior da cavidade ressonante. O primeiro caminho usa o pino metálico denominado como RF 1 e a chave a diodo PIN para permitir o fluxo de sinal de micro-ondas a partir da parede superior da cavidade até o poste metálico perturbador. O segundo caminho é estabelecido por um jumper e o pino metálico denominado como RF 2. O jumper é considerado para verificar o desempenho do circuito de polarização utilizado para polarizar o diodo PIN. A conexão utilizando jumper é próxima ao caso ideal quando o poste metálico perturbador é diretamente soldado nas paredes superior e inferior da cavidade, eliminando a presença de parasitas imposta pelos elementos que compõem a chave a diodo PIN.

Com o objetivo de reduzir o custo de fabricação e as perdas por inserção, a chave a diodo PIN emprega somente um capacitor e linhas de transmissão, substituindo desta maneira alguns componentes reativos concentrados. A chave a diodo PIN utiliza configuração série e foi projetada na frequência de 3,7 GHz, frequência central entre 3,4 GHz e 4,0 GHz. A tensão de polarização (*Bias*) é conectada a chave a diodo PIN por meio de um filtro composto de uma linha de microfitas de alta impedância característica Z_H de $90\ \Omega$ e comprimento de $\lambda/4$ e um toco em aberto de baixa impedância característica Z_L de $20\ \Omega$ e comprimento de $\lambda/4$. A chave a diodo PIN é apresentada na Figura 43.

Figura 43 - Chave a diodo PIN sobre a parede superior da cavidade ressonante em tecnologia SIW:
(a) circuito elétrico e (b) modelo computacional desenvolvido no HFSS.

Na configuração série, a chave está ligada (*ON*) quando o diodo PIN é diretamente polarizado e desligada (*OFF*) quando reversamente polarizado. Tensões de polarização de 0,85 V e -15,0 V foram usadas para polarização direta e reversa, respectivamente. O jumper é considerado ligado (*ON*) quando em curto-circuito e desligado (*OFF*) quando em aberto. A Tabela 7 mostra todos os estados de operação da cavidade ressonante sintonizável.

Estado de operação	Diodo PIN	Jumper	f (GHz)	Δf (GHz)
1	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	3,4	0,0
2	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	4,0	0,6
3	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	4,0	0,6

Tabela 7 - Estados de operação da cavidade ressonante sintonizável.

4.2.3 Resultados simulados e experimentais

A cavidade ressonante sintonizável foi fabricada e seu desempenho foi verificado experimentalmente, permitindo analisar os estados de operação. Os resultados experimentais foram comparados com os resultados obtidos via simulação eletromagnética computacional e com resultados teóricos. O *Vector Network Analyzer* (VNA) HP8722 foi utilizado para realizar a caracterização elétrica.

Em relação ao processo de fabricação, as paredes laterais da cavidade em tecnologia SIW, poste metálico perturbador, RF 1 e RF 2 foram implementados utilizando pinos de conectores de baixo custo do tipo *pinhead*. A Figura 44 ilustra em detalhe a geometria do furo na cavidade ressonante onde o poste metálico perturbador é inserido. As distâncias entre a perturbação metálica e os pinos RF 1 e RF 2 são de 1,27 mm.

Figura 44 - Detalhe na montagem da perturbação metálica, do RF 1 e do RF 2.

Uma das extremidades da perturbação metálica foi soldada na parede inferior da cavidade e a outra extremidade foi deixada em aberto, ou flutuando, enquanto os pinos RF 1 e RF 2 foram soldados na parede superior da cavidade, ver Figura 42.

Para realizar uma boa soldagem e manter a distância correta entre a perturbação metálica, RF 1 e RF 2, a estrutura plástica que envolve os pinos dos conectores *pinhead* foi mantida durante o processo de soldagem e removida posteriormente. A estrutura fabricada e o *setup* de medição são apresentados na Figura 45.

Figura 45 - Fotografia da cavidade ressonante sintonizável fabricada e o *setup* de medição.

A Figura 46 mostra as curvas experimental e simulada de S_{11} versus frequência da cavidade ressonante em tecnologia SIW não perturbada, bem como a distribuição do campo elétrico simulado no interior da cavidade, plotado sobre o plano de terra na frequência de ressonância de 3,4 GHz. Nesta situação, o poste metálico perturbador não está inserido no volume interno da cavidade.

Figura 46 - Resultados experimentais e computacionais da cavidade ressonante não perturbada: (a) curvas experimental e simulada de S_{11} x frequência e (b) distribuição de campo elétrico na frequência de ressonância obtida por simulação.

A Figura 46 apresenta uma frequência de ressonância medida de 3,37 GHz, resultando em um erro percentual de 0,88% em comparação com o valor calculado e simulado de 3,40 GHz. Como de esperado para o modo TE_{101} , o campo elétrico é máximo no centro da cavidade. Para este caso, não há nenhum poste metálico alocado na posição de máximo campo elétrico impondo a condição de contorno $\vec{n} \times \vec{E} = 0$. É de suma importância verificar esta distribuição de campo para realizar comparações com as distribuições de campos relacionados aos estados de operação apresentados pela Tabela 7.

De acordo com a Tabela 7, o estado de operação 1 é obtido quando a chave diodo PIN e o jumper estão desligados. Os parâmetros S relacionados ao estado de operação 1 e o campo elétrico plotado sobre o plano de terra na frequência de ressonância são apresentados na Figura 47.

Figura 47 - Resultados experimentais e obtidos via simulação eletromagnética do estado 1: (a) curvas experimental e simulada de S_{11} x frequência e S_{21} x frequência; (b) distribuição de campo elétrico na frequência de ressonância obtida por simulação.

A Figura 47 mostra uma frequência de ressonância medida no valor de 3,23 GHz, resultando em um erro percentual de 1,22% em comparação com o valor simulado de 3,27 GHz. O campo elétrico plotado sobre o plano de terra na frequência de 3,27 GHz mostra que o poste metálico perturbador não afeta significativamente a distribuição de campo elétrico quando conectado somente a parede inferior da cavidade, como já era esperado, sendo esta nova distribuição de campo próxima a da cavidade ressonante não perturbada operando no modo TE_{101} .

De acordo com a Tabela 7, o estado de operação 2 é obtido quando a chave diodo PIN está ligada e o jumper desligado. Neste estado, é esperada uma variação da frequência de ressonância de 0,60 GHz. Os parâmetros S relacionados ao estado de operação 2 e o campo elétrico plotado sobre o plano de terra na frequência de ressonância são apresentados na Figura 48.

Figura 48 - Resultados experimentais e obtidos via simulação eletromagnética do estado 2: (a) curvas experimental e simulada de S_{11} x frequência e S_{21} x frequência; (b) distribuição de campo elétrico na frequência de ressonância obtida por simulação.

A Figura 48 mostra uma frequência de ressonância medida no valor de 3,71 GHz, resultando em um erro percentual de 0,54% em comparação com o valor simulado de 3,73 GHz e uma variação da frequência de ressonância de 0,48 GHz quando comparado ao estado de operação 1. O campo elétrico plotado na frequência de 3,73 GHz mostra que a condição de contorno $\vec{n} \times \vec{E} = 0$ é imposta quando o poste metálico perturbador é conectado nas paredes superior e inferior, e a cavidade ressonante tem seu modo TE_{101} perturbado, mudando a posição de máximo campo elétrico e causando uma mudança nas energias internas armazenadas, conforme explicitado na seção 2.4.

De acordo com a Tabela 7, o estado de operação 3 é obtido quando a chave diodo PIN está desligada e o jumper ligado. Neste estado, também é esperada uma variação da frequência de ressonância de 0,60 GHz.

Os parâmetros S relacionados ao estado de operação 3 e o campo elétrico plotado sobre o plano de terra na frequência de ressonância são apresentados na Figura 49.

Figura 49 - Resultados experimentais e obtidos via simulação eletromagnética do estado 3: (a) curvas experimental e simulada de S_{11} x frequência e S_{21} x frequência; (b) distribuição de campo elétrico na frequência de ressonância obtida por simulação.

A Figura 49 mostra uma frequência de ressonância medida no valor de 3,86 GHz, resultando em um erro percentual de 2,77% em comparação com o valor simulado de 3,97 GHz e uma variação da frequência de ressonância de 0,63 GHz quando comparado ao estado de operação 1. Em relação ao valor calculado de 4,00 GHz, o erro percentual é de 3,50%. O campo elétrico plotado na frequência de 3,97 GHz também mostra que a condição de contorno $\vec{n} \times \vec{E} = 0$ é imposta quando o poste metálico perturbador é conectado nas paredes superior e inferior, e a cavidade ressonante tem seu modo TE_{101} perturbado. Esta situação é próxima do caso ideal quando o poste metálico perturbador é diretamente conectado, ou soldado em um procedimento experimental, nas paredes superior e inferior.

Com o objetivo de facilitar a visualização da variação da frequência de ressonância, a Figura 50 ilustra todos os parâmetros S_{11} obtidos experimentalmente.

Figura 50 - Curvas medidas de S_{11} .

A Figura 50 mostra que a frequência de ressonância da cavidade ressonante pode atingir uma sintonia de 19,5% quando o jumper é utilizado como elemento de chaveamento. Quando a chave a diodo PIN é considerada, uma sintonia de 14,9% é obtida. Esta redução em relação ao jumper se dá pelo comportamento não ideal e a presença de parasitas na chave a diodo PIN. Estas sintonias obtidas estão de acordo com as previstas teoricamente, 20% pela eq.(85) e 18% pela eq.(88).

Todos os estados de operação apresentaram boa concordância entre os resultados teóricos, computacionais e experimentais, validando o desenvolvimento teórico e a chave a diodo PIN projetada, onde, o circuito de polarização empregado na chave eletrônica utiliza apenas um capacitor e linhas de transmissão. Algumas comparações entre o projeto desenvolvido nesta seção e outros trabalhos publicados anteriormente estão resumidas na Tabela 8.

Referência	Tipo de chave	Perdas por inserção e frequência	Δf (GHz)
Este trabalho	Chave a diodo PIN com linhas de transmissão	1,47 dB em 3,23 GHz (estado 1)	0,48
		1,38 dB em 3,71 GHz (estado 2)	
47	Chave a diodo PIN com elementos reativos concentrados	3,80 dB em 1,55 GHz (estado 1)	0,45
		4,40 dB em 2,00 GHz (estado 6)	
51	Atuador de superfície (conforme descrito no trabalho publicado)	2,13 dB em 9,97 GHz (estado <i>off</i>)	0,50
		1,88 dB em 9,47 GHz (estado <i>on</i>)	

Tabela 8 - Comparação de desempenho entre o projeto desenvolvido nesta seção e outros trabalhos publicados anteriormente.

De acordo com a Tabela 8 é possível verificar que o projeto desenvolvido nesta parte da tese de doutorado utilizando chave a diodo PIN com linhas de transmissão apresentou perdas por inserção inferiores ao trabalho publicado por Armendariz, Sekar e Entesari⁴⁷ que utiliza chave a diodo PIN com elementos reativos concentrados. Esse resultado valida a proposta de reduzir as perdas por inserção.

A variação da frequência de operação é em torno de 0,50 GHz para as três referências apresentadas na Tabela 8, no entanto, a relação $\Delta f/f_o$, sendo, f_o a frequência central da banda de operação, mostra uma relação percentual $\Delta f/f_o$ de 13,83% para o projeto aqui apresentado e 5,14% para o trabalho publicado por Bohórquez, *et al*⁵¹. Essa segunda comparação demonstra que o procedimento de projeto estabelecido permitiu obter uma maior variação da frequência de operação.

5 FILTRO PASSA-FAIXA COM LARGURA DE BANDA SINTONIZÁVEL E FREQUÊNCIA CENTRAL DE 3,5 GHz EM TECNOLOGIA SIW E DESCONTINUIDADES INDUTIVAS CHAVEADAS POR DIODOS PIN

Esta seção apresenta o projeto de um filtro passa-faixa compacto com frequência central de 3,5 GHz e largura de banda sintonizável. O filtro passa-faixa emprega descontinuidades indutivas formadas por postes metálicos, de mesmo diâmetro inseridos no volume interno do guia de ondas em tecnologia SIW, gerando uma nova configuração no posicionamento das descontinuidades indutivas.³⁸ A frequência de 3,5 GHz é uma das frequências da rede 5G a ser adotada no Brasil e em diversos países.

Para realizar um filtro versátil e sintonizável, foram projetadas chaves a diodo PIN montadas sobre a parede superior do guia de ondas em tecnologia SIW, similar ao projeto apresentado em 4.2. Para reduzir as perdas por inserção, e consequentemente, aperfeiçoar o desempenho do filtro sintonizável, linhas de transmissão foram empregadas nos circuitos de polarização dos diodos PIN. A largura de banda do filtro passa-faixa é controlada pelo chaveamento das chaves a diodo PIN, que conectam e desconectam os postes metálicos da parede superior, permitindo três estados de operação, convertendo um filtro de sétima ordem em um filtro de quinta ordem e em um guia de ondas convencional.

O filtro proposto é considerado um filtro passa-faixa sintonizável de sintonia discreta porque sua propriedade de frequência, ou seja, sua largura de banda é dinamicamente modificada por um chaveamento ordenado das chaves a diodo PIN montadas sobre a parede superior do guia de ondas de uma maneira controlada e reversível, sem mudar sua dimensão estrutural, topologia ou posicionamento das descontinuidades indutivas. Filtros reconfiguráveis, sejam discretos ou contínuos, têm suas dimensões estruturais, topologia ou posicionamento das descontinuidades indutivas modificadas. As chaves a diodo PIN permitem conectar e desconectar os postes metálicos utilizados como descontinuidades indutivas pelo filtro, modificando a distribuição dos campos elétrico e magnético dentro do guia de ondas, modificando desta maneira a resposta em frequência do filtro.

Em 5.1 é apresentado o projeto do filtro. Primeiramente, foi empregada a teoria de filtros em guia de ondas retangular referente a um filtro passa-faixa de características Tchebyscheff de sétima ordem utilizando descontinuidades indutivas. O projeto inicial do filtro, desenvolvido em guia de ondas retangular, foi adaptado para tecnologia SIW. A implementação desse tipo de filtro resulta, geralmente, em estruturas com dimensões relativamente grandes em frequências da ordem de 3,0 GHz, como adotado neste projeto. Apesar do projeto do filtro passa-faixa ter sido realizado em um substrato dielétrico com constante dielétrica elevada, no valor de 6,15, suas dimensões físicas resultantes foram elevadas. Com a intenção de obter um filtro compacto, procedeu-se a uma análise paramétrica da estrutura inicialmente projetada, empregando a ferramenta computacional *Optimetrics* do HFSS, buscando diminuir o comprimento total do filtro e preservar sua resposta em frequência original.

Posteriormente, em 5.2, são apresentados aspectos de fabricação do filtro projetado, bem como resultados computacionais e experimentais obtidos.

5.1 PROJETO DO FILTRO PASSA-FAIXA SINTONIZÁVEL

Esta subseção apresenta o projeto do filtro passa-faixa sintonizável em tecnologia SIW assumindo que o guia de ondas opera unicamente no modo de propagação TE_{10} , abaixo da frequência de corte dos modos de ordem superior. O guia de ondas em tecnologia SIW foi projetado com base no guia de ondas padrão WR-229 com frequência de corte de 2,577 GHz e banda de operação recomendada de 3,30 GHz a 4,90 GHz. Considerando o substrato dielétrico RT/duroid 6006, o guia de ondas padrão WR-229 e a eq.(39), foram obtidas as seguintes dimensões físicas: diâmetro dos pinos metálicos que compõe as paredes laterais do guia de ondas de 0,8 mm; largura física do guia SIW de 23,9 mm; e espaçamento periódico entre os pinos metálicos de 2,54 mm.

Em relação à estrutura do filtro, um filtro passa-faixa de sétima ordem foi inicialmente projetado com frequência central de 3,5 GHz e largura de banda de 0,7% utilizando um filtro de característica Tchebyscheff com descontinuidades indutivas.¹⁸ Filtros seletivos, com largura de banda inferior a 1%, são de grande interesse na tecnologia 5G operando em frequência até 6 GHz.

O procedimento de projeto apresentado por Matthaei, Young e Jones¹⁸ considera guia de ondas retangular convencional, logo, para este caso particular, o procedimento de projeto foi adaptado para a tecnologia SIW. A Figura 51 ilustra o filtro passa-faixa inicialmente projetado.

Figura 51 - Filtro passa-faixa em tecnologia SIW e o circuito equivalente para descontinuidades indutivas.

O filtro apresentado na Figura 51 emprega postes metálicos indutivos com diâmetros D_j centrados na largura física do guia de ondas SIW e distâncias $L_{j,j+1}$ entre dois postes consecutivos. O filtro foi projetado empregando o procedimento de projeto apresentado por Matthaei, Young e Jones¹⁸ para um *ripple* de 0,10 dB, onde, os diâmetros D_j foram obtidos graficamente e as distâncias $L_{j,j+1}$ foram calculadas utilizando as equações¹⁸

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{\omega_\lambda}{g_0 g_1 \omega'_1}}, \quad (115)$$

$$\frac{K_{j,j+1}}{Z_0} = \frac{\pi \omega_\lambda}{2 \omega'_1} \frac{1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}}, \quad (116)$$

$$\frac{K_{n,n+1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{\omega_\lambda}{g_n g_{n+1} \omega'_1}}, \quad (117)$$

$$\frac{X_{j,j+1}}{Z_0} = \frac{\frac{K_{j,j+1}}{Z_0}}{1 - \left(\frac{K_{j,j+1}}{Z_0}\right)^2}, \quad (118)$$

$$\theta_{j,j+1} = \pi - \frac{1}{2} \left[\arctg \left(2 \frac{X_{j-1,j}}{Z_0} \right) + \arctg \left(2 \frac{X_{j,j+1}}{Z_0} \right) \right], \quad (119)$$

$$L_{j,j+1} = \frac{\theta_{j,j+1} \lambda_{g0}}{2\pi}, \quad (120)$$

sendo $K_{j,j+1}/Z_0$ e $K_{n,n+1}/Z_0$ os parâmetros normalizados do inversor de impedância, g_n os coeficientes do filtro Tchebyscheff, $X_{j,j+1}/Z_0$ as reatâncias paralelas normalizadas para descontinuidades puramente indutivas, Z_0 a impedância do guia de ondas considerando a definição potência-tensão, ω_λ a largura de banda fracionária considerando para cálculo o comprimento de onda guiado, $\theta_{j,j+1}$ a distância elétrica entre centros de dois postes metálicos indutivos consecutivos e $L_{j,j+1}$ as distâncias físicas entre centros de dois postes consecutivos.

A frequência central de 3,5 GHz do filtro passa-faixa resultou em postes metálicos indutivos com grandes diâmetros e distâncias entre dois postes consecutivos: $D_1=D_8=2,30$ mm, $D_2=D_7=4,70$ mm, $D_3=D_6=5,30$ mm, $D_4=D_5=5,30$ mm, $L_{12}=L_{78}=24,0$ mm, $L_{23}=L_{67}=25,2$ mm, $L_{34}=L_{56}=25,5$ mm e $L_{45}=25,5$ mm, resultando em um filtro com 174,9 mm de distância entre primeiro e o último poste. Considerando ainda as dimensões das linhas de alimentação e das linhas para realizar casamento de impedância, chega-se a um filtro muito longo, incompatível com uma estrutura considerada compacta.

Com o objetivo de miniaturizar a estrutura do filtro passa-faixa e simplificar o processo de fabricação, um estudo paramétrico foi realizado utilizando o *Optimetrics* do HFSS. Esta ferramenta computacional permite determinar a melhor variação de projeto entre todas as variações possíveis para o modelo tridimensional em questão. Para esta ferramenta computacional, um modelo original é criado e alguns parâmetros de projeto são escolhidos para variar em um intervalo pré-determinado, no qual, qualquer parâmetro físico pode ser escolhido. Há cinco tipos de análises dentro do *Optimetrics*: *Parametric*, *Optimization*, *Sensitivity*, *Tuning* e *Statistical*. A análise considerada neste projeto foi a *Parametric*. O *Optimetrics* resolve o projeto para cada variação, gerando uma resposta em frequência para cada solução. Após realizar todas as variações, uma comparação de curvas deve ser efetuada para determinar qual resposta em frequência é mais apropriada ao projeto.

A resposta em frequência de interesse na análise paramétrica para reduzir as dimensões do filtro passa-faixa foi uma largura de banda de 0,7% centrada em 3,5 GHz e S_{11} menor que -15 dB no centro da banda de passagem, como era no projeto original do filtro passa-faixa de sétima ordem. Os parâmetros analisados foram as distâncias $L_{j,j+1}$ e as distâncias a partir do centro de cada poste metálico indutivo até as paredes laterais do guia de ondas SIW (φ_j). O número de descontinuidades indutivas foi mantido em oito, como era no projeto original. Postes metálicos indutivos com diâmetro de 0,8 mm foram adotados para haver uniformidade com os postes que compõem as paredes laterais do guia de ondas. A Figura 52 ilustra a nova estrutura do filtro passa-faixa obtida após a realização do estudo paramétrico.

Figura 52 - A nova estrutura do filtro passa-faixa em tecnologia SIW.

A taxa entre o diâmetro do poste metálico indutivo e a largura física do guia de ondas SIW foi reduzida de 0,2220 como era no projeto original do filtro passa-faixa de característica Tchebyscheff para 0,0335 nesta nova estrutura. Vale notar que os postes quatro e cinco foram movidos em direção de uma das paredes laterais do guia de ondas SIW, enquanto que os postes um e oito permaneceram centralizados em relação à largura física do guia de ondas, sendo esta configuração, diferente da configuração apresentada anteriormente por Bozzi, Perregrini e Wu³⁸ e outros pesquisadores. É importante citar que o procedimento de projeto de postes metálicos indutivos centralizados em relação às paredes laterais do guia de ondas apresentado por Matthaei, Young e Jones¹⁸ não é aplicável nesta nova estrutura de filtro obtida a partir de procedimento computacional.

Analisando a estrutura do novo filtro compacto, apresentado na Figura 52, nota-se que os postes metálicos um e oito, bem como os postes dois e sete, afetam consideravelmente as distribuições de campos elétrico e magnético internos ao componente SIW, pois, estão posicionados em torno de $a_e/2$, onde o campo elétrico é máximo para o modo de propagação TE_{10} . Estes postes metálicos indutivos são responsáveis pela determinação da resposta em frequência do novo filtro passa-faixa, permitindo características próximas às do filtro Tchebyscheff de sétima ordem original. Os postes metálicos três, quatro, cinco e seis, foram movidos em direção a uma das paredes laterais do guia de ondas, onde o campo elétrico é menos intenso no modo de propagação TE_{10} , tendo menos influência na resposta em frequência, mas contribuem para um ajuste fino das características do filtro.

As dimensões do filtro compacto, incluindo a posição dos pinos metálicos usados como descontinuidades indutivas são apresentados em 5.2. A distância entre os pinos 1 e 8 foi reduzida de 174,9 mm, na versão original, para 33,2 mm na nova versão compactada, resultando em uma considerável redução do comprimento total do filtro passa-faixa em tecnologia SIW.

Com o intuito de dar sintonia à resposta em frequência do filtro passa-faixa miniaturizado e obter outros estados de operação em 3,5 GHz, todos os postes metálicos indutivos têm uma de suas extremidades conectada à parede inferior do guia de ondas SIW e a outra extremidade conectada à parede superior através de chaves a diodo PIN projetadas na configuração série. Quando as chaves a diodo PIN estão desligadas, os postes metálicos não afetam consideravelmente as distribuições de campos internos ao guia de ondas. Ligando as chaves a diodo PIN, os postes metálicos se comportam como descontinuidades indutivas, modificando a resposta em frequência da estrutura. Vários estados de operação podem ser obtidos pelo chaveamento das oito chaves eletrônicas, no entanto, somente três estados são de interesse neste projeto. A Tabela 9 apresenta os três estados de operação.

Estado de operação	Característica	Chaves a diodo PIN							
		1	2	3	4	5	6	7	8
A	Guia SIW convencional	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
B	Filtro de quinta ordem	OFF	ON	ON	ON	ON	ON	ON	OFF
C	Filtro de sétima ordem	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON

Tabela 9 - Estados de operação do novo filtro passa-faixa sintonizável.

Duas linhas em tecnologia de microfita com impedância característica de 50Ω são responsáveis pela alimentação do filtro passa-faixa. O casamento de impedância entre o filtro e as linhas de alimentação foi realizado usando um trecho de guia de ondas coplanar (CPW – *Coplanar Waveguide*). As dimensões da linha CPW foram obtidas a partir de análise paramétrica realizada com o *Optmetrics*. Buscou-se um conjunto de dimensões que realizasse um bom casamento de impedância em 3,5 GHz, frequência central do filtro projetado, e maximizasse a largura da faixa de frequência com perda de retorno inferior a 10 dB. É importante mencionar que as redes de casamento de impedância utilizadas para conectar o filtro em tecnologia SIW as linhas de alimentação foram projetadas considerando o Estado A, com todos os diodos PIN reversamente polarizados.

Para montar os elementos de chaveamento e o filtro passa-faixa em uma mesma estrutura, uma implementação de três camadas foi considerada para separar o circuito de polarização do filtro de micro-ondas. A Figura 53 ilustra a configuração de montagem do filtro passa-faixa sintonizável.

Figura 53 - Filtro passa faixa sintonizável: (a) estrutura do filtro; e (b) configuração de montagem.

Com o objetivo de reduzir o custo de fabricação e as perdas por inserção, as oito chaves a diodo PIN empregam somente um capacitor e linhas de transmissão. As oito chaves a diodo PIN utilizam configuração série e foram projetadas na frequência de 3,5 GHz, tendo o mesmo circuito elétrico da Figura 43; o substrato dielétrico utilizado no projeto das chaves a diodo PIN foi o RT/duroid 5870. A tensão de polarização (*Bias*) é conectada a chave a diodo PIN por meio de um filtro composto de uma linha de microfita de alta impedância característica Z_H de $90\ \Omega$ e comprimento de $\lambda/4$ e um toco em aberto de baixa impedância característica Z_L de $20\ \Omega$ e comprimento de $\lambda/4$.

Para realizar as simulações eletromagnéticas no HFSS foram adotados modelos simplificados para o *DC block* e o diodo PIN. A Figura 54 ilustra as chaves a diodo PIN modeladas no HFSS para obter a resposta em frequência via simulação eletromagnética.

Figura 54 - Chaves a diodo PIN modeladas no HFSS.

5.2 FABRICAÇÃO DO FILTRO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O filtro passa-faixa sintonizável foi fabricado utilizando o processo de microfresagem mecânica com o intuito de obter a resposta em frequência experimental e comparar com a resposta em frequência obtida via simulação computacional.

Para obter a resposta em frequência experimental foi utilizado o *Vector Network Analyzer* (VNA) E5071C ENA da Keysight. A Figura 55(a) ilustra um esboço do filtro fabricado com suas dimensões físicas e a Figura 55(b) o *setup* de medição junto com uma fotografia da estrutura completa do filtro fabricado.

Figura 55 - Novo filtro passa-faixa sintonizável: (a) dimensões físicas do filtro passa-faixa; e (b) setup de medição e uma fotografia da estrutura completa do filtro fabricado.

O filtro passa-faixa foi projetado no substrato dielétrico RT/duroid 6006 e alimentado por linhas de $50\ \Omega$ em tecnologia de microfita. O casamento de impedância entre as linhas de alimentação e o filtro passa-faixa foi feito por uma transição do tipo *coplanar waveguide* (CPW). As paredes laterais do guia de ondas foram implementadas utilizando conectores de baixo custo do tipo *pinhead*. Os fios de cobre sobre a estrutura do filtro são responsáveis por levar a tensão de polarização CC aos diodos PIN. As informações sobre os substratos dielétricos utilizados no projeto do filtro passa-faixa sintonizável são apresentadas na Tabela 10 e as dimensões físicas do filtro passa-faixa são apresentadas na Tabela 11.

Grandeza	Valor	Descrição
h_d	1,27 mm	Altura/espessura do substrato dielétrico do filtro passa-faixa
ε_{r_1}	6,15	Constante dielétrica do substrato dielétrico RT/duroid 6006
$tg\delta_1$	0,0019	Tangente de perdas do substrato dielétrico RT/duroid 6006
h_{BN}	0,254 um	Altura/espessura do substrato dielétrico das chaves a diodo PIN
ε_{r_2}	2,33	Constante dielétrica do substrato dielétrico RT/duroid 5870
$tg\delta_2$	0,0012	Tangente de perdas do substrato dielétrico RT/duroid 5870

Tabela 10 - Informações sobre os substratos dielétricos utilizados no projeto do filtro passa-faixa sintonizável.

Dimensões físicas (mm)			
w_1	1,85	L_0	4,30
l_1	7,00	$L_{12} = L_{78}$	4,00
w_2	3,00	$L_{23} = L_{67}$	5,20
l_2	7,50	$L_{34} = L_{56}$	5,00
w_3	2,50	L_{45}	6,20
a	23,9	$\varphi_1 = \varphi_8$	10,1
d	0,800	$\varphi_2 = \varphi_7$	12,9
l	53,34	$\varphi_3 = \varphi_6$	16,4
p	2,54	$\varphi_4 = \varphi_5$	19,9

Tabela 11 - Dimensões físicas do filtro passa-faixa sintonizável.

Uma caracterização elétrica foi realizada antes de montar as chaves a diodo PIN sobre a parede superior do filtro passa-faixa. O intuito dessa medição experimental é obter dados para comparação com medidas do filtro completo, de modo verificar a influência das chaves eletrônicas na operação do guia de ondas em tecnologia SIW. Neste experimento, os postes metálicos de um a oito foram inseridos no volume interno da estrutura SIW e uma de suas extremidades foi soldada na parede inferior do guia SIW enquanto a outra permaneceu desconectada da parede superior.

A Figura 56 ilustra as perdas de retorno e por inserção do guia SIW com os postes metálicos de um a oito desconectados de sua parede superior.

Figura 56 - Resposta em frequência do guia de ondas em tecnologia SIW com os postes metálicos de um a oito desconectados de sua parede superior.

De acordo com a Figura 56, uma frequência de corte de 2,57 GHz foi observada e está de acordo com a frequência de corte do guia de ondas padrão WR-229. A transição CPW permitiu bom casamento de impedância na faixa de 2,97 GHz até 3,80 GHz. O zero de transmissão observado em 4,77 GHz foi causado pela transição CPW, mas está acima da banda de interesse e não afeta o desempenho do filtro.

Após a montagem das chaves a diodo PIN sobre a parede superior do filtro passa-faixa, os parâmetros S dos três estados de operação, ver Tabela 9, foram obtidos experimentalmente. As perdas de retorno e por inserção dos três estados de operação do filtro passa-faixa sintonizável são apresentadas na Figura 57 e os atrasos de grupo do Estado B e Estado C são apresentados na Figura 58.

Figura 57 - Parâmetros S dos três estados de operação do filtro passa-faixa sintonizável:

(a) Estado A; (b) Estado B; e (c) Estado C.

Figura 58 - Atraso de grupo: (a) Estado B; e (b) Estado C.

O primeiro estado de operação considera todas as chaves a diodo PIN desligadas, neste caso, cada poste metálico inserido dentro da estrutura SIW opera como um pino em aberto. No Estado A, a estrutura opera como um guia de ondas convencional e a resposta em frequência de filtro passa-faixa está desabilitada. A Figura 57(a) mostra uma resposta em frequência similar ao do guia em tecnologia SIW, ver Figura 56, onde a inserção das chaves a diodo PIN não afetou o valor da frequência de corte do guia de ondas SIW.

Para um diodo PIN diretamente polarizado, a corrente de polarização remove a C_j e deixa o diodo com uma baixa impedância, deixando desta maneira, o diodo PIN modelado no HFSS próximo ao diodo real. A Figura 57(b) e Figura 57(c) apresentam boa concordância entre resultados computacionais e experimentais.

A Figura 57(b) mostra o desempenho do filtro no Estado B, onde o filtro emprega somente dois diodos PIN reversamente polarizados, ver Tabela 9. A Figura 57(c) mostra o desempenho do filtro no Estado C, onde todos os diodos PIN estão diretamente polarizados, ver Tabela 9.

Para o segundo estado de operação, as chaves a diodo PIN um e oito estão desligadas e todas as demais estão ligadas. Em relação aos resultados obtidos via simulação eletromagnética, a Figura 57(b) mostra perda de retorno de 30,0 dB e perda por inserção de 1,18 dB em 3,50 GHz, e uma largura de banda de perda de retorno de 10 dB de 3,57%. Em relação aos resultados experimentais obteve-se perda de retorno de 28,6 dB e perda por inserção de 1,30 dB em 3,49 GHz, e uma largura de banda de 10 dB, área destacada em cinza no gráfico, de 6,23%.

Para o terceiro estado de operação, todas as chaves a diodo PIN estão ligadas. Em relação aos resultados obtidos via simulação eletromagnética, a Figura 57(c) mostra perda de retorno de 20,1 dB e perda por inserção de 1,98 dB em 3,50 GHz, e uma largura de banda de 10 dB de 0,743%. Em relação aos resultados experimentais, perda de retorno de 16,6 dB e perda por inserção de 1,88 dB em 3,51 GHz, e uma largura de banda de 10 dB, área destacada em cinza no gráfico, de 0,714%.

Os resultados experimentais apresentados na Figura 57(b) e Figura 57(c) demonstram que a largura de banda pode ter uma sintonia de 5,516% por meio de um chaveamento ordenado das chaves a diodo PIN, conforme exposto na Tabela 9.

A Figura 58(a) apresenta o atraso de grupo relacionado ao Estado B e a Figura 58(b) apresenta o atraso de grupo relacionado ao Estado C. Essas duas figuras mostram que o atraso de grupo do filtro passa-faixa sintonizável proposto é quase proporcional a sua ordem, fato que está de acordo com a regra do atraso de grupo.

No Estado A todas as chaves a diodo PIN estão desligadas, a estrutura SIW opera como um guia de ondas convencional e a resposta em frequência de filtro passa-faixa está desabilitada, logo, não faz sentido utilizar conceitos de filtro passa-faixa no primeiro estado de operação.

Com o intuito de expandir o entendimento sobre a operação do filtro sintonizável projetado, a Figura 59 ilustra o módulo do campo elétrico plotado sobre o plano de terra na frequência de 3,5 GHz para quatro situações: (a) guia de ondas sem a presença dos oito postes metálicos; (b) Estado A; (c) Estado B; e (d) Estado C.

Figura 59 - Módulo do campo elétrico plotado sobre o plano de terra em 3,5 GHz: (a) guia de ondas sem a presença dos oito postes metálicos; (b) Estado A; (c) Estado B; e (d) Estado C.

A Figura 59(a) demonstra que o guia de ondas em tecnologia SIW projetado com base no guia de ondas padrão WR-229 opera no modo TE_{10} , onde o máximo de campo elétrico ocorre em $a_e/2$. Nesta primeira figura não há perturbações inseridas na estrutura do guia de ondas.

A Figura 59(b) apresenta uma distribuição de campo elétrico fracamente perturbado pela presença dos oito postes metálicos em aberto, em relação à condição exposta pela Figura 59(a). Nesta condição, Estado A, a estrutura SIW tem resposta em frequência de guia de ondas preservada, conforme verificado anteriormente na Figura 56 e na Figura 57(a).

As distribuições de campo elétrico referentes ao Estado B e ao Estado C são apresentadas pela Figura 59(c) e Figura 59(d), respectivamente. Estas distribuições de campo elétrico caracterizam respostas em frequência típicas de filtro passa-faixa. Para estes dois estados de operação, a distribuição de campo elétrico é similar a de uma cavidade ressonante perturbada por postes metálicos.

Após verificar o desempenho do filtro projetado é possível realizar algumas comparações com outros trabalhos publicados anteriormente. A Tabela 12 apresenta a comparação de desempenho.

Referência	Estado ou Protótipo	Tecnologia ou Processo	f_o (GHz)	$ S_{11} $ em f_o (dB)	$ S_{21} $ em f_o (dB)	Largura de banda (%)	Comprimento (mm)
66	Único estado	SIW	3,40	-11,4	-1,70	25	106,00
Este trabalho	Estado B	SIW	3,50	-28,6	-1,30	6,23	70,44
	Estado C	SIW	3,50	-16,6	-1,88	0,714	
67	Estado 2	SIR	3,50	-24,0	-1,80	6,2	113,40
68	Estado 3	GaAs pHEMT	3,50	-17,5	-2,80	11,4	2,00
69	Único estado	SIW	8,25	-15,0	-3,32	1,1	46,00
70	Protótipo 1	SIW	13,70	-15,0	-2,50	5,8	70,00
	Protótipo 2		11,70	-19,0	-3,00	2,5	60,00
	Protótipo 3		11,65	-16,0	-3,30	2,5	60,00

Tabela 12 - Comparação de desempenho entre o projeto desenvolvido nesta seção e outros trabalhos publicados anteriormente.

De acordo com os trabalhos apresentados na Tabela 12 e os resultados obtidos nesta parte do trabalho de pesquisa, a nova configuração no posicionamento das descontinuidades indutivas obtida a partir do filtro passa-faixa de sétima ordem de característica Tchebyscheff permitiu uma boa seletividade e sintonia eletrônica da largura de banda.

A estrutura miniaturizada atingida permitiu obter dimensões físicas menores em comparação com outros filtros projetados em tecnologia SIW para operar a partir de 3,40 GHz até 13,70 GHz e aqueles que utilizam estruturas SIR (*Stepped-Impedance Resonators*) assimétricas operando em 3,5 GHz.

O filtro projetado sobre *chip* utiliza o processo comercial de GaAs pHEMT, tecnologia de circuito integrado monolítico com ressoadores com terminações capacitivas, e apresenta dimensões físicas menores, no entanto, as perdas por inserção são superiores em comparação com o filtro proposto nesta seção do trabalho.

Verifica-se ainda na Tabela 12 que o filtro sintonizável projetado apresentou baixa perda por inserção no centro da banda de passagem, comparativamente aos demais filtros. Essa característica está associada a seu comprimento reduzido, uso de tecnologia SIW e linhas de transmissão e menos componentes reativos nas chaves a diodo PIN alocadas sobre a parede superior do guia de ondas.

É importante salientar que o filtro passa-faixa sintonizável aqui proposto é o primeiro filtro que utiliza várias chaves a diodos PIN empregando somente um capacitor de bloqueio de corrente contínua e linhas de transmissão montadas sobre a parede de um guia de ondas, seja na tecnologia de guia de ondas retangular ou tecnologia SIW, normalmente, os circuitos de polarização montados sobre a parede superior do guia de ondas utilizam componentes reativos concentrados.

6 SENSOR DE CARACTERIZAÇÃO DE LÍQUIDOS UTILIZANDO UMA CAVIDADE RETANGULAR HÍBRIDA EM TECNOLOGIA SIW

Todos os materiais disponíveis na superfície do planeta Terra têm um conjunto de características elétricas e magnéticas, tais como: condutividade elétrica (σ), permissividade elétrica (ϵ) e permeabilidade magnética (μ). Métodos precisos de caracterização dessas propriedades fornecem informações importantes para projetar dispositivos e equipamentos, caracterizar líquidos para garantir o controle de qualidade de combustíveis e rede de distribuição de água e monitorar o controle de qualidade de processos de fabricação.

Com o objetivo de contribuir com o desenvolvimento de sensores de caracterização de líquidos e propor uma alternativa de baixo custo e confiável, um novo sensor é apresentado nesta seção. Para tal finalidade, uma cavidade ressonante híbrida em tecnologia SIW operando no modo TE_{101} é proposta como uma nova opção para obter a constante dielétrica e caracterizar líquidos. A cavidade ressonante do sensor é considerada híbrida por empregar e combinar paredes metálicas contínuas, como as utilizadas na tecnologia de guia de ondas retangular, e paredes não contínuas compostas por pinos metálicos, como as utilizadas na tecnologia SIW. Uma equação de projeto modificada foi proposta e aplicada para desenvolver uma cavidade ressonante híbrida SIW ressoando em frequências na banda UHF. Foram consideradas misturas binárias de etanol e água destilada para verificar experimentalmente o desempenho do sensor por meio da medição da constante dielétrica dessas misturas.

A presente seção deste trabalho de pesquisa, seção 6, será dividida em três partes, de forma a organizar o conteúdo.

Em 6.1 será apresentada a configuração e projeto da estrutura que define o sensor de caracterização de líquidos, detalhando a geometria considerada e aspectos de operação.

Na subseção 6.2 será apresentado o processo de fabricação do sensor e materiais utilizados.

Em 6.3 serão apresentados resultados obtidos experimentalmente, sendo estes comparados com resultados obtidos via simulação eletromagnética e com o trabalho

publicado por Bao, Swicord e Davi⁶⁰. Sobre os resultados experimentais, uma regressão do tipo linear será feita para obter uma relação matemática para a constante dielétrica em função da fração volumétrica de etanol, $\varepsilon_r = f(E_{vp})$. Conforme mencionado anteriormente, serão consideradas misturas binárias de etanol e água destilada para verificar o desempenho do sensor. Uma regressão do tipo polinomial será feita para obter uma relação para a fração volumétrica de etanol em função da frequência de ressonância da cavidade, $E_{vp} = f(f_r)$.

6.1 CONFIGURAÇÃO E PROJETO DO SENSOR

A cavidade ressonante do sensor de caracterização de líquidos proposto utiliza duas paredes laterais contínuas e duas paredes laterais não contínuas, sendo, as quatro paredes laterais metálicas. As paredes não contínuas são compostas por vias metálicas que conectam as paredes superior e inferior da cavidade ressonante híbrida. A cavidade é alimentada por uma linha de microfita com impedância característica de 50Ω , terminada em aberto, inserida dentro do volume interno da cavidade por meio de uma abertura na parede metálica superior. A Figura 60 ilustra a topologia do sensor proposto e descrições para um melhor entendimento de sua operação.

Figura 60 - Cavidade retangular híbrida em tecnologia SIW proposta para caracterização de líquidos.

Para alimentar uma cavidade ressonante deve-se considerar uma sonda que a excite e não afete consideravelmente às distribuições internas de campo elétrico e magnético. Conforme abordado em 2.4, uma cavidade ressonante é perturbada por mudança de forma e por mudança na permissividade do dielétrico que preenche o seu interior. O projeto da estrutura de alimentação da cavidade ressonante foi particularmente desafiador, pois se desejava medir a frequência de ressonância da mesma quando preenchida por ar e líquidos com constante dielétrica de até 81. Nessas condições a frequência de ressonância a ser detectada varia em uma larga banda de frequência, desde um f_0 para cavidade preenchida por ar, até $f_0/9$ no caso de água destilada, exigindo operação adequada da sonda de excitação sobre quase uma década de frequências.

O projeto inicial da estrutura de alimentação considerou o uso de uma sonda capacitiva coaxial, conector SMA, conectada na parede superior da cavidade ressonante, similar a utilizadas em adaptadores de guia de ondas para coaxial. A posição da sonda e seu comprimento foram otimizados por meio de sucessivas simulações eletromagnéticas da cavidade ressonante híbrida no HFSS, considerando-se essa cavidade preenchida por ar e por água destilada, casos extremos de constante dielétrica. Dessa forma obteve-se um posicionamento e comprimento da sonda que permitiam identificar a frequência de ressonância da cavidade por meio do mínimo da curva de $S_{11}(\text{dB})$ x frequência, estando a mesma preenchida por ar ou por água destilada. No entanto, verificou-se através de simulações computacionais e procedimentos experimentais que essa condição ótima era sensivelmente afetada por pequenos desvios no posicionamento da sonda.

Inicialmente, tentou-se injetar o sinal de RF no interior da cavidade ressonante por meio de um conector SMA alocado em sua parede superior, no entanto, essa abordagem foi abandonada devido à dificuldade no correto posicionamento no momento da soldagem.

Investigou-se então a utilização de uma sonda capacitiva empregando tecnologia de linha de microfita para injetar o sinal de RF no interior da cavidade ressonante. Essa opção demonstrou ser menos sensível ao posicionamento da estrutura de alimentação do que a estrutura usando sonda capacitiva coaxial. Como no caso da sonda coaxial, buscou-se uma posição para a sonda em linha de microfita que garantisse a maior perda de retorno possível na frequência de ressonância. Após

obter essa posição, uma estrutura composta por peças de latão foi confeccionada, permitindo que a linha de microfita de alimentação com impedância característica de 50Ω , linha terminada em aberto, que forma a sonda capacitiva fosse eletricamente fixada à cavidade ressonante, atravessando a abertura em sua parede superior. Em 6.2 serão apresentadas algumas fotografias da estrutura fabricada, o que permitirá um melhor entendimento.

De acordo com a Figura 60, as duas paredes não contínuas da cavidade ressonante híbrida permitem a inserção de líquidos, preenchendo todo o volume interno da cavidade. Ainda sobre sua operação, a frequência de ressonância da cavidade ressonante depende das suas dimensões físicas, apresentadas na Figura 61, e da constante dielétrica do líquido inserido em seu volume interno.

Figura 61 - Dimensões físicas do sensor proposto.

A posição obtida para a sonda de alimentação permitiu excitar a cavidade ressonante no modo TE_{101} . Para projetar a cavidade considerando o modo fundamental, foram originalmente consideradas a eq.(1) e a eq.(56), equações referentes às dimensões efetivas da tecnologia SIW e a frequência de ressonância de modo TE_{mnp} , respectivamente.

A eq.(1) tem como variável d^2 , que é proporcional à área da secção transversal do pino cilíndrico. A cavidade ressonante apresentada na Figura 60 e na Figura 61 possui vias metálicas, ou pinos metálicos, de secção transversal quadrada com lados D , enquanto os pinos metálicos de tradicionais estruturas que empregam tecnologia SIW têm vias cilíndricas, de secção transversal circular com diâmetro d . Portanto, para calcular a largura efetiva e a frequência de ressonância da cavidade ressonante híbrida foi necessário fazer uma conversão de área na eq.(1), igualando as áreas de um quadrado e de um círculo. Tal conversão de área pode ser expressa por

$$d^2 = \frac{4D^2}{\pi}. \quad (121)$$

Combinando a eq.(1) e a eq.(121), a largura efetiva da cavidade ressonante do sensor de caracterização de líquidos pode ser escrita por

$$w_{c_{eff}} = w_c - 1,08 \left(\frac{4D^2}{p\pi} \right) + 0,1 \left(\frac{4D^2}{w_c\pi} \right), \quad (122)$$

e a frequência de ressonância do modo TE_{101} por

$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\frac{1}{w_{c_{eff}}^2} + \frac{1}{l_c^2}}, \quad (123)$$

sendo ϵ_r a constante dielétrica do líquido que preenche o interior da cavidade ressonante híbrida, líquido este a ser caracterizado.

A eq.(122) e a eq.(123) foram aplicadas para projetar a cavidade ressonante híbrida para ressoar na frequência de 5,9 GHz e modo TE_{101} quando preenchida com ar. A Tabela 13 mostra as dimensões físicas da cavidade ressonante híbrida projetada e a Figura 62 ilustra o seu modelo computacional gerado no HFSS.

Dimensões físicas (mm)			
D	0,64	w	38,00
h	12,70	w_a	15,00
l_a	7,20	w_{ap}	15,00
l_c	36,00	w_c	36,20
p	2,54	-	-

Tabela 13 - Dimensões físicas da cavidade ressonante híbrida projetada.

Figura 62 - Modelo computacional da cavidade ressonante híbrida.

Uma equação para a constante dielétrica do líquido a ser caracterizado que preenche o interior da cavidade pode ser obtida considerando a eq.(123), podendo ser expressa por

$$\varepsilon_r = \left(\frac{f_o}{f_r} \right)^2, \quad (124)$$

onde f_o é a frequência de ressonância da cavidade ressonante híbrida preenchida com ar, ε_r igual a unidade, e f_r é a frequência de ressonância da cavidade preenchida com o líquido a ser caracterizado. Para determinar a constante dielétrica do material que preenche o interior da cavidade ressonante híbrida, pode-se usar a frequência de ressonância f_o estimada usando as equações propostas ou mesmo medida experimentalmente, enquanto a frequência f_r deve ser obtida experimentalmente.

A inserção de líquidos no interior de uma cavidade ressonante, ou de forma genérica a mudança do dielétrico, é considerada uma perturbação por mudança na permissividade do material que preenche o seu volume interno. Em 2.4.4 foi realizada uma abordagem dessa forma de perturbação, no qual, verificou-se de acordo com a eq.(103), que se houver um aumento no valor da permissividade do material que preenche a cavidade haverá consequentemente uma redução no valor da frequência de ressonância. Tal conclusão é confirmada nesta subseção pela eq.(123) e pela eq.(124), referentes à frequência de ressonância da cavidade ressonante híbrida operando no modo TE_{101} e a constante dielétrica do líquido a ser caracterizado, respectivamente.

6.2 FABRICAÇÃO DO SENSOR

A estrutura da cavidade ressonante híbrida é composta por seis paredes metálicas, sendo quatro paredes contínuas e duas paredes não contínuas. As paredes superior e frontal da cavidade ressonante foram confeccionadas em peça única, utilizando uma chapa de cobre com espessura de 0,5 mm dobrada em formato de “L”. O mesmo procedimento foi aplicado para obter as paredes inferior e traseira da cavidade ressonante. Posteriormente, as duas peças de cobre em formato de “L” foram soldadas, formando as quatro paredes metálicas contínuas, como as utilizadas na tecnologia de guia de ondas retangular. As vias metálicas que definem as duas paredes laterais não contínuas, conceito da tecnologia SIW, foram implementadas utilizando pinos de conectores de baixo custo do tipo *pinhead*, no qual, os pinos foram soldados nas paredes inferior e superior.

A linha de alimentação em tecnologia de microfita com impedância característica de $50\ \Omega$ foi projetada no substrato dielétrico RT/duroid 5880 da Rogers Corporation™ com 0,508 mm de espessura. Para fabricar a linha de microfita foi utilizado o processo de microfresagem mecânica. Após a fabricação da linha de alimentação, linha de microfita de $50\ \Omega$ terminada em aberto, a mesma foi montada em uma estrutura composta por peças de latão e eletricamente fixada à cavidade ressonante, por meio de processo de soldagem, atravessando a abertura em sua parede superior. A posição da linha de alimentação foi otimizada experimentalmente para minimizar a perda de retorno na frequência de ressonância da cavidade ressonante quando preenchida com água destilada, após obter a posição considerada ótima, o suporte foi soldado sobre a cavidade. A Figura 63 mostra duas fotografias do protótipo do sensor.

Figura 63 - Fotografias do protótipo do sensor: (a) vista frontal e (b) vista traseira.

6.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A operação do sensor de caracterização de líquidos proposto foi verificada por meio de medição experimental da frequência de ressonância da cavidade ressonante híbrida quando o seu volume interior é totalmente preenchido com ar, água destilada e misturas binárias de água destilada e etanol.

Uma das principais vantagens do sensor de caracterização de líquidos proposto é que o mesmo não contamina a amostra a ser caracterizada. Outra vantagem importante é que o sensor necessita de um baixo volume de líquido a ser caracterizado, fato que reduz perdas de material.

Para obter a frequência de ressonância experimental, por meio da medição do parâmetro S_{11} , e posteriormente a constante dielétrica do líquido sob teste, por meio da eq.(124), o sensor foi imerso em um recipiente de vidro que contém uma amostra do material líquido a ser caracterizado. A Figura 64 mostra o *setup* de medição utilizado para obter a frequência de ressonância experimental da cavidade ressonante híbrida, sendo composto pelo sensor imerso em líquido a ser caracterizado e o *Vector Network Analyzer* (VNA) HP8722. Todo o procedimento experimental foi efetuado em temperatura ambiente de 23 °C.

Figura 64 - Fotografias do *setup* de medição: (a) vista completa do *setup* de medição e (b) detalhe para um melhor entendimento do sensor imerso em uma amostra de água destilada.

A primeira medição experimental a ser realizada é da frequência de ressonância f_o , frequência de ressonância da cavidade ressonante híbrida preenchida com ar. Esta medida é o primeiro passo para a obtenção da constante dielétrica do líquido sob teste. Conforme exposto em 6.1, a cavidade foi projetada para ressoar na frequência de 5,9 GHz quando preenchida integralmente com ar. Este primeiro procedimento experimental apresentou uma frequência f_o de 5,75 GHz, 2,54% abaixo do valor de projeto. A pequena diferença entre os valores teórico e experimental de f_o deve-se à presença da sonda capacitiva usando linha de microfita inserida no interior da cavidade ressonante.

Para obter o valor experimental da frequência f_r , frequência de ressonância da cavidade preenchida com o líquido a ser caracterizado, foi considerada uma amostra de líquido no recipiente de vidro de 22,4 ml. A cavidade ressonante híbrida foi então imersa nessa amostra líquida, de modo que a mesma preenchesse todo seu volume interno de 16,55 ml.

A Figura 65 apresenta os resultados experimental e computacional, obtido no HFSS, da perda de retorno do sensor imerso em uma amostra pura de água destilada.

Figura 65 - Perda de retorno *versus* frequência de ressonância para uma amostra de água destilada.

De acordo com a Figura 65, foram obtidas frequências de ressonância nos valores de 0,647 GHz e 0,653 GHz, referentes à medição experimental e simulação eletromagnética, respectivamente. O resultado experimental está em boa concordância com o resultado computacional. O modelo de água destilada disponível na biblioteca de materiais do HFSS considera uma constante dielétrica no valor de 81. O índice de mérito experimental apresentou redução quando comparado ao computacional. Os resultados experimentais indicaram que a amostra de água destilada utilizada tinha condutividade superior 0,002 S/m, valor do modelo de água destilada disponível na biblioteca de materiais do HFSS.

Após considerar uma amostra pura de água destilada, foram consideradas amostras binárias de água destilada e etanol, no qual, foram definidas as frações volumétricas DW_{vp} (%) para a água destilada e E_{vp} (%) para o etanol. Para controlar o percentual de cada líquido na mistura binária de 22,4 ml, foi utilizada uma seringa descartável de 5 ml. A Tabela 14 apresenta 21 valores para a frequência de ressonância experimental e constante dielétrica do líquido sob teste, calculada utilizando a eq.(124) e considerando a frequência f_o de 5,75 GHz, para diversas amostras de misturas binárias de água destilada e etanol.

Amostra	DW_{vp} (%)	E_{vp} (%)	f_r (GHz)	ε_r
1	100,00	0,00	0,647	78,982
2	95,40	4,60	0,651	78,014
3	90,80	9,20	0,676	72,351
4	86,20	13,80	0,680	71,502
5	81,60	18,40	0,689	69,646
6	77,00	23,00	0,698	67,862
7	72,40	27,60	0,707	66,145
8	67,80	32,20	0,723	63,250
9	63,20	36,80	0,734	61,368
10	58,60	41,40	0,752	58,466
11	54,00	46,00	0,762	56,941
12	49,40	50,60	0,793	52,576
13	44,80	55,20	0,818	49,412
14	40,20	59,80	0,847	46,086
15	35,60	64,40	0,870	43,681
16	31,00	69,00	0,906	40,279
17	26,40	73,60	0,921	38,978
18	21,80	78,20	0,934	37,900
19	17,20	82,80	1,026	31,408
20	12,60	87,40	1,102	27,225
21	8,00	92,00	1,247	21,262

Tabela 14 – Frequência de ressonância experimental e constante dielétrica calculada pela eq.(124) para diversas amostras de misturas binárias de água destilada e etanol.

De acordo com a Tabela 14, a constante dielétrica ε_r da mistura binária de água destilada e etanol tem seu valor reduzido conforme o aumento da fração volumétrica de etanol E_{vp} (%) e redução da fração volumétrica de água destilada DW_{vp} (%). Os trabalhos publicados por Becari, *et al*⁶⁹ e Bao, Swicord e Davis⁶⁰ apresentam o mesmo comportamento. Tal tendência na redução de ε_r , conforme aumento de E_{vp} (%) e redução de DW_{vp} (%), se dá ao fato de a água destilada possuir elevado valor de constante dielétrica, em torno de 80, em relação a constante dielétrica do etanol, que é mais baixa, em torno de 20 em 1,0 GHz.

A Figura 66 ilustra uma comparação entre os resultados obtidos para o sensor proposto neste trabalho de pesquisa e os resultados publicados por Bao, Swicord e Davis⁶⁰. Os valores de ε_r apresentados na Figura 66 são referentes às misturas binárias de água destilada e etanol em função da frequência de operação do sensor, ver Tabela 14.

Figura 66 – Constante dielétrica das misturas binárias de água destilada e etanol *versus* frequência de ressonância.

A Figura 66 apresentou boa concordância entre os resultados obtidos neste trabalho e os resultados publicados por Bao, Swicord e Davis⁶⁰. Tal comparação valida os métodos utilizados no desenvolvimento do sensor de caracterização de líquidos.

A constante dielétrica das misturas binárias de água destilada e etanol pode ser escrita em função da fração volumétrica de etanol, conforme ilustrado na Figura 67.

Figura 67 – Constante dielétrica das misturas binárias de água destilada e etanol *versus* fração volumétrica de etanol.

A tendência linear observada na Figura 67 pode ser escrita por meio de uma regressão do tipo linear dada por

$$\varepsilon_r(E_{vp}) = -0,5901E_{vp} + 81,113. \quad (125)$$

A regressão do tipo linear dada pela eq.(125) obteve coeficiente de correlação de Pearson, r^2 , igual a 0,9848, demonstrando a obtenção de uma excelente linha de tendência. O valor ideal para r^2 é a unidade.

Alternativamente, a fração volumétrica de etanol pode ser expressa como uma função da frequência de ressonância. Para obter $E_{vp} = f(f_r)$ pode-se igualar a eq.(124) e a eq.(125), permitindo escrever

$$E_{vp} = \left[81,113 - \left(\frac{f_o}{f_r} \right)^2 \right] \frac{1}{0,5901}, \quad (126)$$

ou considerar os dados experimentais e uma regressão do tipo polinomial de ordem três. A Figura 68 ilustra três curvas de $E_{vp} = f(f_r)$.

Figura 68 - Fração volumétrica de etanol *versus* frequência de ressonância.

A linha de tendência ilustrada na Figura 68 pode ser escrita por

$$E_{vp}(f_r) = 574,91f_r^3 - 1961,9f_r^2 + 2269,6f_r - 801,69. \quad (127)$$

A regressão do tipo polinomial dada pela eq.(127) obteve r^2 igual a 0,9950, demonstrando a obtenção de uma excelente linha de tendência. A eq.(126) e a eq.(127) demonstraram boa concordância com os dados experimentais, fato que valida a utilização de ambas as equações.

De acordo com os resultados apresentados anteriormente, o sensor de caracterização de líquidos que utiliza uma cavidade ressonante híbrida demonstrou ser uma boa opção para obtenção da constante dielétrica de líquidos. O sensor proposto nesta tese de doutorado é compacto, de baixo custo, de fácil manuseio, requer um baixo volume de líquido a ser caracterizado, não contamina a amostra e não apresenta efeitos de memória. O sensor foi aplicado para obter a constante dielétrica de misturas binárias de água destilada e etanol, no entanto, o mesmo ser aplicado para caracterizar uma variedade de líquidos dielétricos. Outra característica positiva é a não utilização de componentes químicos, o que reduz custos e riscos à saúde. De forma geral, o sensor proposto apresentou novidades de projeto e bom desempenho, sendo comparável a outros sensores de caracterização de líquidos desenvolvidos por outros pesquisadores.

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

7.1 CONCLUSÕES

O objetivo deste trabalho de pesquisa foi cumprido, tendo sido desenvolvidos estruturas passivas sintonizáveis e sensor de caracterização de líquidos com contribuições originais por meio de metodologias de projeto concebidas no decorrer deste trabalho.

A teoria de perturbações em cavidades ressonantes prevê que cavidades, nas tecnologias de guia de ondas retangular e SIW, são perturbadas por mudanças em suas formas, alteração do material que preenche o interior destas cavidades ou pela introdução de objetos dielétricos e/ou metálicos que atravessam seus volumes internos, alterando desta maneira a frequência de ressonância. Já a teoria de filtros, também nas tecnologias de guia de ondas retangular e SIW, torna possível o projeto de estruturas passivas que operam em frequências de micro-ondas e ondas milimétricas, selecionando uma determina banda e rejeitando outra. A associação destas teorias com elementos de chaveamento operando em frequência de micro-ondas possibilita o projeto de estruturas passivas sintonizáveis.

As teorias citadas, juntamente com o emprego de elementos de chaveamento, permitiram desenvolver novas metodologias de projeto para estruturas passivas sintonizáveis e sensor de caracterização de líquidos, propondo equações de projeto, novas configurações estruturais e técnicas de montagem e fabricação.

Em relação às cavidades ressonantes sintonizáveis por meio de perturbações por mudanças de forma, mais precisamente por perturbações metálicas inseridas no volume interno da cavidade que conectam paredes superior e inferior, e associação de elementos de chaveamento, foram projetadas cavidades sintonizáveis mecânica e eletronicamente.

Em relação ao filtro de micro-ondas, foi projetado um filtro passa-faixa com largura de banda sintonizável eletronicamente.

A perturbação por mudança na permissividade do material dielétrico que preenche o interior de uma cavidade ressonante permitiu o projeto de um sensor de caracterização de líquidos.

Sobre as cavidades ressonantes sintonizáveis, foram desenvolvidos três projetos de cavidades sintonizáveis mecânica e eletronicamente neste trabalho de pesquisa utilizando-se as metodologias de projeto propostas. De forma a exemplificar:

- 1) uma cavidade retangular sintonizável mecanicamente nas frequências de 5,0 GHz e 6,0 GHz;
- 2) uma cavidade quadrada sintonizável mecanicamente nas frequências de 6,0 GHz e 7,2 GHz;
- 3) uma cavidade quadrada sintonizável eletronicamente nas frequências de 3,4 GHz e 4,0 GHz.

A sintonia das duas primeiras cavidades é feita pela conexão direta de pino metálico nas paredes superior e inferior. A sintonia da terceira cavidade é feita por meio de uma chave a diodo PIN alocada sobre a parede superior da cavidade ressonante, realizando o chaveamento da perturbação metálica que está permanentemente conectada a parede inferior da cavidade, conectando as paredes superior e inferior; a chave eletrônica utiliza linhas de transmissão e somente um capacitor de bloqueio de corrente contínua, sendo esta uma contribuição original.

Equações de projeto foram propostas para realizar uma predição da frequência de ressonância das três cavidades ressonantes perturbadas por postes metálicos. As equações apresentaram erros percentuais para frequência de ressonância perturbada inferior a 1% para a primeira cavidade, inferior a 2% para a segunda cavidade e de 3,5% para a terceira cavidade.

Em relação ao filtro de micro-ondas, foi projetado um filtro passa-faixa compacto com frequência central de 3,5 GHz e largura de banda sintonizável eletronicamente. A resposta em frequência do tipo passa-faixa foi alcançada empregando oito postes metálicos, que atuam como descontinuidades indutivas, todos de mesmo diâmetro, inseridos no volume interno do guia de ondas em tecnologia SIW, conectando paredes inferior e superior.

Com o intuito de realizar uma sintonia eletrônica da banda de passagem, foram projetadas oito chaves a diodo PIN, uma chave eletrônica para cada poste metálico, e montadas sobre a parede superior do guia de ondas em tecnologia SIW. As chaves eletrônicas são responsáveis por conectar e desconectar os postes metálicos a parede superior. Para reduzir as perdas por inserção e custo de

fabricação, foram utilizadas linhas de transmissão e somente um capacitor em cada circuito das chaves a diodo PIN. A largura de banda é controlada por meio de um chaveamento ordenado das oito chaves eletrônicas, permitindo três estados de operação distintos. Resultados experimentais demonstram a efetividade da sintonia da largura de banda, que permitiu obter larguras de banda de 10 dB de 6,23% e 0,714%.

O filtro passa-faixa desenvolvido apresentou duas contribuições originais: uma nova configuração no posicionamento das descontinuidades indutivas; é o primeiro filtro passa-faixa desenvolvido em tecnologia SIW a utilizar várias chaves a diodos PIN com linhas de transmissão e somente um capacitor. Em relação às chaves eletrônicas alocadas sobre a parede superior, foi obtido um sofisticado *layout* que permitiu acomodar todas as oito chaves a diodo PIN.

Sobre o sensor de caracterização de líquidos, foi proposto um novo sensor de baixo custo, confiável, de fácil manuseio, que requer um baixo volume de líquido a ser caracterizado, não contamina a amostra e não apresenta efeitos de memória. A estrutura do sensor é composta por uma cavidade ressonante híbrida. Para verificar o desempenho do sensor, o mesmo foi aplicado para obter a constante dielétrica de misturas binárias de água destilada e etanol, demonstrando boa concordância com outros trabalhos previamente publicados. O sensor proposto foi o primeiro sensor a empregar a tecnologia SIW a permitir o completo preenchimento do volume interno da cavidade ressonante.

É importante destacar que os resultados fornecidos por simulação eletromagnética computacional e os obtidos após caracterização experimental mostraram boa concordância entre si em todos os projetos apresentados. Todos esses resultados estão condizentes com os conceitos teóricos e as especificações de projetos. Tem-se, portanto, uma confirmação e validação dos métodos propostos e utilizados.

Desta maneira, pode-se considerar que este trabalho de pesquisa alcançou o seu propósito original e contribuiu na área de estruturas passivas sintonizáveis e sensores de caracterização de líquidos.

7.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Considerando o fato que os objetivos traçados inicialmente tenham sido atingidos, algumas atividades podem ser ainda sugeridas para uma pesquisa futura, com o objetivo de aperfeiçoar e enriquecer os resultados obtidos neste trabalho de pesquisa. Algumas dessas atividades, verificadas pelo autor deste documento, são enumeradas a seguir:

- 1) desenvolvimento de equações analíticas para descrever as distribuições dos campos elétrico e magnético em cavidades ressonantes, nas tecnologias de guia de ondas retangular e SIW, perturbadas por um ou mais postes metálicos que conectam as paredes inferior e superior. A obtenção de tais equações permitirá calcular de maneira exata a variação da frequência de ressonância perturbada;
- 2) projeto de cavidades ressonantes sintonizáveis eletronicamente de meio modo e de um quarto de modo, permitindo desta maneira, reduzir o tamanho físico das estruturas resultantes;
- 3) desenvolver cavidades ressonantes e filtros passa-faixa sintonizáveis eletronicamente por meio de chaves a diodo PIN em um único substrato dielétrico, removendo o substrato dielétrico das chaves a diodo PIN alocado sobre a parede superior da cavidade ressonante e guia de ondas. Para tanto, sugere-se o projeto e montagem das chaves eletrônicas diretamente sobre a parede superior da cavidade ressonante e guia de ondas. Tal abordagem facilitará o processo de fabricação e permitirá reduzir o custo final da estrutura;
- 4) determinação de um procedimento de projeto para cavidades ressonantes sintonizáveis que empreguem como perturbação postes dielétricos e metálicos;
- 5) propor circuitos de alimentação e casamento de impedância para excitar cavidades ressonantes, quando não perturbadas, em modos diferentes do TE_{101} . Após estas duas etapas, realizar a sintonia eletrônica da frequência de ressonância destas cavidades ressonantes. Para esta quinta sugestão, o desenvolvimento de equações analíticas para determinar a frequência de ressonância perturbada para a cavidade ressonante seria de grande interesse.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- 1 WORTMANN, A.; COMBEMALE, B.; BARAIS, O. A Systematic Mapping Study on Modeling for Industry 4.0. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON MODEL DRIVEN ENGINEERING LANGUAGES AND SYSTEMS, 20., 2017, Austin. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc., 2017. p. 281–291.
- 2 BONAVALONTÀ, F. *et al.* Enabling wireless technologies for Industry 4.0: State of the Art. In: INTERNATIONAL WORKSHOP ON MEASUREMENT AND NETWORKING, 4., 2017, Naples. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc., 2017. p. 1–5.
- 3 WOLLSCHLAEGER, M.; SAUTER, T.; JASPERNEITE, J. The Future of Industrial Communication: Automation Networks in the Era of Internet of Things and Industry 4.0, **IEEE Industrial Electronics Magazine**, Piscataway, v. 11, n. 1, p. 17–27, Mar. 2017.
- 4 LEYH, C.; MARTIN, S.; SCHÄFFER, T. Industry 4.0 and Lean Production – A matching relationship? An analysis of selected Industry 4.0 models. In: FEDERATED CONFERENCE ON COMPUTER SCIENCE AND INFORMATION SYSTEMS, 7., 2017, Prague. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc., 2017. p. 989–993.
- 5 EJAZ, W.; IBNKAHLA, M. Multiband Spectrum Sensing and Resource Allocation for IoT in Cognitive 5G Networks, **IEEE Internet of Things Journal**, Piscataway, v. 5, n. 1, p. 150–163, Feb. 2018.
- 6 LIPPI, M.; *et al.* An Argumentation – Based Perspective Over the Social IoT, **IEEE Internet of Things Journal**, Piscataway, v. 5, n. 4, p. 2537–2547, Aug. 2018.
- 7 SCHINIANAKIS, D. Alternative Security Options in the 5G and IoT Era, **IEEE Circuits and Systems Magazine**, Piscataway, v. 17, n. 4, p. 6–28, Nov. 2017.

- 8 EZHILARASAN, E.; DINAKARAN, M. A Review on Mobile Technologies: 3G, 4G and 5G. In: SECOND INTERNATIONAL CONFERENCE ON RECENT TRENDS AND CHALLENGES IN COMPUTATIONAL MODELS, 2., 2017, Tindivanam. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc., 2017. p. 369–373.

- 9 SHARMA, T.; *et al.* Analogous Study of 4G and 5G. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMPUTING FOR SUSTAINABLE GLOBAL DEVELOPMENT, 3., 2016, New Delhi. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc., 2016. p. 2137–2140.

- 10 LEE, J.; *et al.* Spectrum for 5G: Global Status, Challenges, and Enabling Technologies, **IEEE Communications Magazine**, Piscataway, v. 56, n. 3, p. 12–18, Mar. 2018.

- 11 BELIKAIDIS, I-P.; *et al.* Management of 3.5-GHz Spectrum in 5G Dense Networks: A Hierarchical radio Resource Management Scheme, **IEEE Vehicular Technology Magazine**, Piscataway, v. 13, n. 2, p. 57–64, Jun. 2018.

- 12 HATTAB, G.; *et al.* Interference Analysis of the Coexistence of 5G Cellular Networks with Satellite Earth Stations in 3.7-4.2GHz. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS WORKSHOPS, 9., 2018, Kansas City. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc., 2018. p. 1–6.

- 13 Ministério publica portaria com diretrizes para leilão do 5G. **G1**, Rio de Janeiro e São Paulo, 3 fev. 2020. Disponível em:
<https://g1.globo.com/economia/noticia/2020/02/03/ministerio-publica-portaria-com-diretrizes-para-leilao-do-5g.ghtml> Acesso em: 4 fev. 2020.

- 14 GROSSMANN, L. O. Portaria do MCTIC estipula diretrizes para leilão do 5G. **Convergência Digital**, Brasília, 3 fev. 2020. Disponível em: <<https://www.convergenciadigital.com.br/cgi/cgilua.exe/sys/start.htm?UserActiveTemplate=site&infoid=52736&sid=17#.Xo8qN8hKjIV>> Acesso em: 4 fev. 2020.
- 15 PORTARIA Nº 418, DE 31 DE JANEIRO DE 2020. **Ministério da Ciência, Tecnologia, Inovações e Comunicações/Gabinete do Ministro**, Brasília, 3 fev. 2020. Disponível em: <<http://www.in.gov.br/en/web/dou/-/portaria-n-418-de-31-de-janeiro-de-2020-241105488>> Acesso em 4 fev. 2020.
- 16 BAHL, I. **Lumped Elements for the RF and Microwave Circuits**. Dedham: Artech House Books, 2003. 488 p.
- 17 LEVY, R.; SNYDER, R. V.; MATTHAEI, G. L. Design of Microwave Filters. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, Piscataway, v. 50, n. 3, p. 783–793, Mar. 2002.
- 18 MATTHAEI, G.; YOUNG, L.; JONES, E. M. T. **Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures**. Dedham: Artech House Books, 1980. 1096 p.
- 19 POZAR, D. M. **Microwave engineering**. 4 ed. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2011. 732 p.
- 20 MARCUVITZ, N. **Waveguide Handbook**. Mineola: Dover Publications, Inc., 1951. 428 p.
- 21 ATIA, A. E.; WILLIAMS, A. E. Narrow-Bandpass Waveguide Filters. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, Piscataway, v. 20, n. 4, p. 258–265, Apr. 1972.
- 22 RAMO, S.; WHINNERY, J.R.; VAN DUZER, T. **Fields and waves in communication electronics**. 3. ed. New York: John Wiley, 1994. 844 p.

- 23 SCHIFFMAN, B. M.; MATTHAEI, G. L. Exact Design of Band-Stop Microwave Filters. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, Piscataway, v. 12, n. 1, p. 6–15, Jan. 1964.
- 24 ZALABSKY, T. Design and Modeling of an Output Microwave Filter for S Band Primary Radar Transmitter. In: CONFERENCE ON MICROWAVE TECHNIQUE, 13., 2013, Pardubice. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc., 2013, p. 121–124.
- 25 HONG, J.; LANCASTER, M. J. Aperture-Coupled Microstrip Open-Loop Resonators and Their Applications to the Design of Novel Microstrip Bandpass Filters. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, Piscataway, v. 47, n. 9, p. 1848–1855, Sept. 1999.
- 26 DESLANDES, D.; WU, K. Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, Piscataway, v. 11, n. 2, p. 68–70, Feb. 2001.
- 27 DESLANDES, D.; WU, K. Integrated transition of coplanar to rectangular waveguides. In: INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST, 35., 2001, Phoenix. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc., 2001, p. 619–622.
- 28 CHEN, X.; Wu, K. Substrate Integrated Waveguide Filter: Basic Design Rules and Fundamental Structure Features. **IEEE Microwave Magazine**, Piscataway, v. 15, n. 5, p. 108–116, July-Aug. 2014.
- 29 CHEN, X.; Wu, K. Substrate Integrated Waveguide Filters: Design Techniques and Structure Innovations. **IEEE Microwave Magazine**, Piscataway, v. 15, n. 6, p. 121–133, Sept.-Oct. 2014.
- 30 CHEN, X.; Wu, K. Substrate Integrated Waveguide Filters: Practical Aspects and Design Considerations. **IEEE Microwave Magazine**, Piscataway, v. 15, n. 7, pp. 75–83, Nov.-Dec. 2014.

- 31 CALEFFO, R. C. **Estudo e aplicação de guias de ondas integrados ao substrato em frequências de micro-ondas**. 2016. 114 p. Dissertação (Mestrado) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2016.
- 32 BOZZI, M.; GEORGIADIS, A.; WU, K. Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas. **IET Microwaves, Antennas & Propagation**, Stevenage, v. 5, n. 8, p. 909-920, Jun. 2011.
- 33 XU, F.; WU, K. Guided-Wave and Leakage Characteristics of Substrate Integrated Waveguide. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 53, n. 1, p. 66-73, Jan. 2005.
- 34 WU, X. H.; KISHK, A. A. Analysis and Design of Substrate Integrated Waveguide Using Efficient 2D Hybrid Method. In: BALANIS, C. A. **Synthesis Lectures on Computational Electromagnetics**. San Rafael: Morgan & Claypool Publishers, 2010. p. 8–93.
- 35 CASSIVI, Y. *et al.* Dispersion Characteristics of Substrate Integrated Rectangular Waveguides. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, Piscataway, v. 12, n. 9, p. 333–335, Sep. 2002.
- 36 CHE, W. *et al.* Short-circuit equivalence between rectangular waveguides of regular sidewalls (rectangular waveguide) and sidewalls of cylinders (substrate-integrated rectangular waveguides), plus its extension to cavity. **IET Microwaves, Antennas & Propagation**, Stevenage, v. 1, n. 3, p. 639–644, Jun. 2007.
- 37 DESLANDES, D.; WU, K. Accurate Modeling, Wave Mechanisms, and Design Considerations of a Substrate Integrated Waveguide. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, Piscataway, v. 54, n. 6, p. 2516–2526, Jun. 2006.

- 38 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**, Piscataway, v. 56, n. 12, p. 3153–3161, Dec. 2008.
- 39 SONG, K.; FAN, Y. Ku-Band Substrate Integrated Waveguide Transitions Between Layers. **Microwave and Optical Technology Letters**, Hoboken, v. 51, n. 11, p. 2585–2588, Nov. 2009.
- 40 SADIKU, M. N. O. **Numerical Techniques in Electromagnetics**. 2. ed. Boca Raton: CRC Press, 2001. 750 p.
- 41 ARNOLD, C.; PARLEBAS, J.; ZWICK, T. Reconfigurable Waveguide Filter with Variable Bandwidth and Center Frequency. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, Piscataway, v. 62, n. 8, p. 1663–1670, Aug. 2014.
- 42 PEROULIS, D. *et al.* Tunable Lumped Components with Applications to Reconfigurable MEMS Filters. In: IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST, 35., 2001, Phoenix. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc., 2001, p. 341–344.
- 43 NORDQUIST, C. D. *et al.* X-Band RF MEMS tuned combline filter. **Electronic Letters**, Stevenage, v. 41, n. 2, p. 76–77, Feb. 2005.
- 44 SABBAGH, S.; MAFINEZHAD, K. 4-6.3 GHz microwave tunable filter employing RF MEMS switches. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON TELECOMMUNICATIONS, 6., 2012, Tehran. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc., 2012, p. 37–41.
- 45 HUNTER, I. C.; RHODES, J. D. Electronically Tunable Microwave Bandpass Filters. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, Piscataway, v. 30, n. 9, p. 1354–1360, Sep. 1982.

- 46 ESMAEILI, M.; BORNEMANN, J. Novel Tunable Bandstop Resonators in SIW Technology and Their Application to a Dual-Bandstop Filter with One Tunable Stopband. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, Piscataway, v. 27, n. 1, p. 40–42, Jan. 2017.
- 47 ARMENDARIZ, M.; SEKAR, V.; ENTESARI, K. Tunable SIW Bandpass Filters with PIN Diodes. In: EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE, 40., 2010, Paris. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc., 2010, p. 830–833.
- 48 ENTESARI, K.; *et al.* Tunable SIW Structures: Antennas, VCOs, and Filters. **IEEE Microwave Magazine**, Piscataway, v. 16, n. 5, p. 34–54, Jun. 2015.
- 49 SEKAR, V.; ARMENDARIZ, M.; ENTESARI, K. A 1.2–1.6-GHz Substrate-Integrated-Waveguide RF MEMS Tunable Filter. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, Piscataway, v. 59, n. 4, p. 866–876, Apr. 2011.
- 50 SIRCI, S. *et al.* Varactor-Loaded Continuously Tunable SIW Resonator for Reconfigurable Filter Design: EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE, 41., 2011, Manchester. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc., 2011, p. 436-439.
- 51 BOHÓRQUEZ, J. C. *et al.* Reconfigurable Planar SIW Cavity Resonator and Filter. In: IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST, 40., 2006, San Francisco. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc., 2006, p. 947-950.
- 52 SILAVWE, E.; SOMJIT, N.; ROBERTSON, I. D. A Microfluidic-Integrated SIW Lab-on-Substrate Sensor for Microliter Liquid Characterization. **IEEE Sensors Journal**, Piscataway, v. 16, n. 21, p. 7628–7635, Nov. 2016.

- 53 MEMON, M. U.; LIM, S. Microfluidic Chemical Sensor based on SIW Cavity. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ANTENNAS AND PROPAGATION, 21., 2016, Okinawa. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc., 2016, p. 910–911.

- 54 JHA, A. K.; AKHTAR, M.J. SIW Cavity Based RF Sensor for Dielectric Characterization of Liquids. In: IEEE CONFERENCE ON ANTENNA MEASUREMENTS & APPLICATIONS, 1., 2014, Antibes Juan-Les-Pins. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc., 2014, p. 1–4.

- 55 HAASE, N.; JACOB, A. F. Substrate-Integrated Half-Mode Resonant Near-Field Sensor for Liquid Characterization. In: EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE, 43., 2013, Nuremberg. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc., 2013, p. 310–313.

- 56 CÓRDOBA-ERAZO, M. F.; WELLER, T. M. Liquids Characterization using a Dielectric Resonator-Based Microwave Probe. In: EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE, 42., 2012, Amsterdam. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc., 2012, p. 655–658.

- 57 BENKHAOUA, L.; *et al.* Miniaturized Quasi-Lumped Resonator for Dielectric Characterization of Liquid Mixtures. **IEEE Sensors Journal**, Piscataway, v. 16, n. 6, p. 1603–1610, Mar. 2016.

- 58 WANG, Y.; AFSAR, M. N. Measurement of Complex Permittivity of Liquids Dielectrics. **Microwave and Optical Technology Letters**, Hoboken, v. 34, n. 4, p. 240–243, Aug. 2002.

- 59 BECARI, W.; *et al.* Microwave Sensor for Ethanol Fuel Analysis Based on Single-Walled Carbon Nanotubes. **Current Nanoscience**, Sharjah, v. 13, n. 3, p. 254–261, Jun. 2017.

- 60 BAO, J.; SWICORD, M. L.; DAVIS, C. C. Microwave dielectric characterization of binary mixtures of water, methanol, and ethanol. **The Journal of Chemical Physics**, College Park, v. 104, n. 12, p. 4441–4450, Mar. 1996.
- 61 WALDRON, R. A. Perturbation Theory of Resonant Cavities. **Proceedings of the IEE – Part C: Monographs**, Stevenage, v. 107, n. 12, p. 272–274, Sept. 1960.
- 62 CARTER, R. Accuracy of Microwave Cavity Perturbation Measurements. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, Piscataway, v. 49, n. 5, p. 918–923, May 2001.
- 63 REZAEI, M.; ATTARI, A. R. Analytical Calculation of the Resonant Frequencies for a Corner Cut Square SIW Cavity. In: IRANIAN CONFERENCE ON ELECTRICAL ENGINEERING, 24., 2016, Shiraz. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc., 2016, p. 517–520.
- 64 MICROSEMI-WATERTOWN. **The PIN diode circuit designers' handbook**. Watertown: Microsemi Corporation. 1998. 137 p.
- 65 ZOBILAH, A. M.; ZAKARIA, Z.; SHAIRI, N. A. Selectable multiband isolation of single pole double throw switch using transmission line stub resonator for WiMAX and LTE applications. **IET Microwaves, Antennas & Propagation**, Stevenage, v. 11, n. 6, p. 844–851, Mar. 2017.
- 66 RUIZ, J. D.; *et al.* Substrate Integrated Waveguide (SIW) With Koch Fractal Electromagnetic Bandgap Structures (KFEBG) for Bandpass Filter Design. **IEEE Microwave and Wireless Component Letters**, Piscataway, v. 25, n. 3, p. 160–162, Mar. 2015.
- 67 CHEN, W. Y.; SU, Y. H.; KUAN, H.; *et al.* Simple method to design a tri-band bandpass filter using asymmetric SIRs for GSM, WiMAX, and WLAN applications. **Microwave and Optical Technology Letters**, Hoboken, v. 53, n. 7, p. 1573–1576, Apr. 2011.

- 68 LIAO, W. H.; CHEN, C. S.; LIN, Y. S. Single-chip integration of electronically switchable bandpass filter for 3.5 GHz WiMAX applications. In: INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST, 44., 2010, Anaheim. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc., 2010, p. 1368–1371.
- 69 KHAN, A. A.; MANDAL, M. K. Narrowband Substrate Integrated Waveguide Bandpass Filter With High Selectivity. **IEEE Microwave and Wireless Component Letters**, Piscataway, v. 28, n. 5, p. 416–418, May 2018.
- 70 HUSSEIN, O. I.; *et al.* Substrate Integrated Waveguide Bandpass Filtering with Fourier-varying Via-hole Walling. **IEEE Access**, Piscataway, v. 8, n. 1, p. 139706–139714, Jul. 2020.
- 71 CALEFFO, R. C.; CORRERA, F. S. Liquids electrical characterization sensor using a hybrid SIW resonant cavity. **Microwave and Optical Technology Letters**, Hoboken, v. 60, n. 2, p. 445–449, Jan. 2018.
- 72 CALEFFO, R. C.; CORRERA, F. S. Tunable Resonant Cavity in SIW Technology Using Metal Post and PIN Diode on a Low-Cost Biasing Network for 5G Applications. **Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications**, São Caetano do Sul, v. 19, n. 1, p. 94–105, Mar. 2020.
- 73 CALEFFO, R. C.; CORRERA, F. S. A novel and compact 3.5 GHz tunable bandpass filter in SIW technology with shunt-inductive discontinuities switched by PIN diodes switches. **Microwave and Optical Technology Letters**, Hoboken, v. 63, n. 2, p. 471–479, Fev. 2021.

APÊNDICE – ARTIGOS PUBLICADOS EM PERIÓDICOS INTERNACIONAIS

Esta seção apresenta os três artigos que foram publicados, em ordem cronológica, em periódicos internacionais durante todo o período de doutorado. Referente à escolha das revistas científicas, foram considerados aspectos como relevância, área e os requisitos do programa de pós-graduação em engenharia elétrica da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Com o intuito de apresentar os dados das publicações, os três trabalhos publicados são listados nas Referências Bibliográficas.

O primeiro trabalho publicado, apresentado no Apêndice A, foi o sensor de caracterização de líquidos proposto e desenvolvido na seção 6. Este trabalho foi publicado no periódico *Microwave and Optical Technology Letters* e está listado como a referência 71.

O segundo trabalho publicado, apresentado no Apêndice B, foi à cavidade ressonante sintonizável eletronicamente em tecnologia SIW utilizando poste metálico e diodo PIN proposta e desenvolvida na seção 4, mais precisamente em 4.2. Este trabalho foi publicado no periódico *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetics Applications* e está listado como a referência 72.

O terceiro trabalho publicado, apresentado no Apêndice C, foi o filtro passa-faixa com largura de banda sintonizável e frequência central de 3,5 GHz em tecnologia SIW e descontinuidades indutivas chaveadas por diodos PIN proposto e desenvolvido na seção 5. Este trabalho foi publicado no periódico *Microwave and Optical Technology Letters* e está listado como a referência 73.

APÊNDICE A – SENSOR DE CARACTERIZAÇÃO DE LÍQUIDOS

CALEFFO AND CORRERA

WILEY | 445

Received: 29 June 2017

DOI: 10.1002/mop.30983

Liquids electrical characterization sensor using a hybrid SIW resonant cavity

Ricardo Caranicola Caleffo |

Fatima Salete Correra

Department of Electronic Systems Engineering,
School of Engineering/Escola Politécnica, University of São Paulo,
São Paulo 05508-970, Brazil

Correspondence

Ricardo Caranicola Caleffo, School of Engineering/ Escola Politécnica,
University of São Paulo, Electronic Systems Engineering, Av. Prof. Luciano
Gualberto, trav. 3, n. 158, Laboratório de Microeletrônica, Butantã,
São Paulo 05508-970, Brazil.
Email: ricardocaleffo@usp.br

Abstract

A new sensor based on substrate integrated waveguide (SIW) technology is proposed as an option for liquids electrical characterization. The sensor employs a rectangular waveguide resonant cavity filled with air, with two opposite side walls implemented by closely spaced metallic vias. The resulting structure is a hybrid SIW resonant cavity. The two noncontinuous walls of the hybrid SIW cavity allow the liquid insertion, filling its entire internal volume. The resonance frequency of the hybrid SIW cavity is used to determine the dielectric constant of the liquid to be characterized. A sensor using a hybrid SIW cavity operating in TE_{101} mode was designed to resonate at 5.9 GHz when filled with air. The sensor was employed to measure the dielectric constant of binary mixtures of distilled water and ethanol. Dielectric constants ranging from 21 to 79 were obtained, corresponding to measured resonance frequencies from 1,247 to 647 MHz, respectively. Good agreement was observed between computational electromagnetic simulation and experimental results. The dependence of the volumetric fraction of ethanol in the binary mixture on the sensor resonance frequency was expressed using a third-order polynomial approximation.

KEYWORDS

liquids characterization, resonant cavity, SIW technology

1 | INTRODUCTION

The electrical characterization of materials in RF and microwave frequencies has become widely used in many fields of knowledge, covering scientific, industrial, and medical applications.

All the materials available on the surface of the planet Earth have a set of electrical and magnetic characteristics, such as electrical conductivity (σ), electrical permittivity (ϵ), and magnetic permeability (μ). Accurate characterization methods of these properties provide important information to design devices and equipment, and to monitor the quality control of manufacturing processes.

The currently available liquids electrical characterization methods can be improved and also applied to guarantee the quality control of fuels and water distribution networks. In many countries, such as Brazil, Canada, China, India, and the United States of America, ethanol has been widely considered to reduce the use of fossil fuels. It is therefore very important to continuously develop liquids characterization sensors, to make them accessible, reliable, and low cost.

Aiming to contribute to the increasing field of liquids electrical characterization, techniques and sensors in RF and microwave frequencies have been studied, proposed, developed, and improved.^{1–9} A microfluidic-integrated microwave sensor was designed using Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology to be applied to microliter-volume biological/biomedical liquid sample characterization and quantification.¹ An SIW cavity resonator with the introduction of a microfluidic channel is presented to achieve a noncontact sensor for chemical sensing applications.² A microfluidic sensor based on SIW cavity was designed and fabricated for detecting and determining the dielectric constant of common liquids at 2.45 GHz.³ A compact resonant near-field sensor was designed to characterize biological liquids.⁴ A dielectric resonator-based microwave probe for low loss and lossy liquids characterization was developed.⁵ A miniature sensor operating at 150 MHz was designed and demonstrated for real-time sensing of fluid concentrations.⁶ The complex permittivity of a number of liquid dielectrics was measured with the use of the in-waveguide technique at the X and Ku band.⁷ A microwave sensor to analyze the complex permittivity of ethanol fuel by applying the cavity perturbation technique was proposed.⁸ The complex dielectric constants of binary mixtures of water–methanol and water–ethanol in the frequency range from 45 MHz to 26.5 GHz, and binary mixtures of methanol–ethanol in the range from 200 MHz to 26.5 GHz have been measured with various volume fractions by an open-ended coaxial sensor and by a network analyzer.⁹

In this article, a hybrid SIW resonant cavity operating in the TE_{101} mode is proposed as a new option for liquids

FIGURE 1 Proposed hybrid SIW resonant cavity for liquids electrical characterization

electrical characterization. The SIW technology allows designing high frequency planar structures operating in TE propagation modes using the theory and techniques of rectangular waveguides, and it provides an easy integration with microwave planar circuits.^{10,11} This technology has been employed to design liquids characterization sensors due to its benefits,^{1–4} such as low losses and low-cost fabrication. As other examples, filters and power dividers can also be designed using the SIW technology. The sensor here proposed employs a hybrid SIW resonant cavity that combines continuous walls, as the ones used in rectangular waveguide cavities, and noncontinuous walls used in SIW cavities.

A modified design equation was proposed and applied to develop a hybrid SIW cavity resonating in UHF frequencies when filled with binary mixtures of ethanol and distilled water at room temperature. Computational electromagnetic simulations of the designed sensor were performed with the high-frequency structure simulator (HFSS), and experimental results were derived with a network analyzer. The measured dielectric constant of binary mixtures of ethanol and distilled water using the proposed sensor is compared to data reported in the literature, demonstrating good agreement.

2 | SENSOR CONFIGURATION AND DESIGN

Figure 1 shows the topology of the proposed sensor. It is composed of a rectangular hybrid SIW resonant cavity filled with air. The cavity walls are continuous metallic surfaces, except for two opposite sidewalls implemented by metallic vias. The metallic vias interconnect the upper and bottom walls of the resonant cavity, acting as noncontinuous SIW walls. The cavity is fed by a 50 Ω microstrip line, inserted into the resonant cavity through a slot at its upper wall.

According to Figure 1, the two noncontinuous walls of the hybrid SIW cavity allow the liquids insertion, filling its entire internal volume.

The resonance frequencies of the hybrid SIW cavity depend on their physical dimensions presented in Figure 2, and the dielectric constant of the liquid inserted into it.

The resonance frequency in TE₁₀₁ mode of the hybrid SIW cavity was calculated using Equation 1, considering that l_c is the physical length of the hybrid cavity, as in a rectangular waveguide cavity, and the $w_{c\text{eff}}$ is the effective width of an SIW waveguide operating in the TE₁₀ mode. Therefore,

$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{1}{w_{c\text{eff}}}\right)^2 + \left(\frac{1}{l_c}\right)^2}, \quad (1)$$

where c is the speed of light in the free space.

The effective width of an SIW waveguide operating in the TE₁₀ mode^{10,11} is given by (2),

$$w_{c\text{eff}} = w_c - 1.08 \left(\frac{D^2}{p}\right) + 0.1 \left(\frac{D^2}{w_c}\right), \quad (2)$$

where D is the diameter of the cylindrical metallic vias used to implement the SIW sidewalls, p is the periodicity of the metallic vias, and w_c is the distance between the center of the rows of the metallic vias.

In this work, metallic vias with square cross sections were used instead of cylindrical vias. Therefore, to calculate the $w_{c\text{eff}}$, it was assumed that D is the diameter of a cylinder with the same cross section area as the square via used, and it was calculated by Equation 3.

$$D^2 = \frac{4d^2}{\pi}. \quad (3)$$

Equations 1–3 were applied to design a hybrid SIW cavity to resonate at 5.9 GHz in the TE₁₀₁ mode when filled

FIGURE 2 Physical dimensions of the proposed sensor

TABLE 1 Physical dimensions of the designed hybrid SIW cavity

Physical dimensions (mm)	
d	0.64
h	12.70
l_a	7.20
l_c	36.00
p	2.54
w	38.00
w_a	15.00
w_{ap}	15.00
w_c	36.20

with air. Table 1 shows the physical dimensions obtained for the proposed sensor.

The designed hybrid SIW cavity was simulated using the ANSYS HFSS software. An open-ended 50 Ω microstrip line was designed on RT/Duroid 5880 to excite the cavity, and its position was experimentally optimized to minimize the return loss in the TE₁₀₁ mode.

An equation for the dielectric constant of the liquid filling the hybrid cavity can be obtained considering Equations 1–3 and can be expressed by

$$\epsilon_r = \left(\frac{f_0}{f_r} \right)^2, \quad (4)$$

where f_0 is the resonance frequency for the cavity filled with air ($\epsilon_r = 1$) and f_r is the resonance frequency for the cavity filled with dielectric liquid.

3 | SENSOR FABRICATION

The cavity upper wall and front sidewall were fabricated as a single piece, using an L-folded 0.5-mm-thick copper plate. The same procedure was applied to obtain the bottom wall and back sidewall of the cavity. The two L-folded pieces were soldered to each other and interconnected by the SIW vias that form the noncontinuous side walls. The SIW vias were implemented using metallic pins of low-cost pinhead connectors. The 50 Ω microstrip feeding line was designed on RT/Duroid 5880 of 0.508 mm thickness, from Rogers Corporation, and prototyped using micromilling technology. The open-end feeding line was assembled on a brass support and inserted through a slot in the upper wall of the cavity. The feeding line position was experimentally optimized to minimize the return loss at the first resonance frequency of the cavity filled with distilled water, and then its support was soldered on the cavity. Figure 3 shows the two photographs of the sensor prototype.

FIGURE 3 Photographs of the sensor prototype: A, front view; B, back view **FIGURE 4** Photographs of the measurement setup: A, setup view; B, zoom in the sensor immersed in distilled water

FIGURE 5 Sensor return loss *versus* resonance frequency for distilled water sample

4 | EXPERIMENTAL RESULTS

The operation of the proposed sensor was verified by measuring the resonance frequency of the hybrid SIW cavity when it was filled with air, distilled water, and binary mixtures of distilled water and ethanol. The sensor was

TABLE 2 Measured resonance frequency and calculated dielectric constant of the binary mixtures of distilled water–ethanol

DW _{vp} (%)	E _{vp} (%)	f_r (GHz)	ϵ_r
100.00	0.00	0.647	78.982
95.40	4.60	0.651	78.014
90.80	9.20	0.676	72.351
86.20	13.80	0.680	71.502
81.60	18.40	0.689	69.646
77.00	23.00	0.698	67.862
72.40	27.60	0.707	66.145
67.80	32.20	0.723	63.250
63.20	36.80	0.734	61.368
58.60	41.40	0.752	58.466
54.00	46.00	0.762	56.941
49.40	50.60	0.793	52.576
44.80	55.20	0.818	49.412
40.20	59.80	0.847	46.086
35.60	64.40	0.870	43.681
31.00	69.00	0.906	40.279
26.40	73.60	0.921	38.978
21.80	78.20	0.934	37.900
17.20	82.80	1.026	31.408
12.60	87.40	1.102	27.225
8.00	92.00	1.247	21.262

FIGURE 6 Measured dielectric constant of the binary mixtures of distilled water–ethanol *versus* resonance frequency

immersed in a glass recipient containing the material sample under test. Figure 4 presents the measurement setup, composed of the sensor immersed in the liquid under test and the Vector Network Analyzer HP8722. All the experimental results were obtained at a room temperature of 23°C.

The measured resonance frequency for the hybrid SIW cavity filled with air was $f_o = 5.75$ GHz, 2.54% below its design value.

Figure 5 presents the simulated and experimental results for the frequency response of the sensor immersed in distilled water. The measured resonance frequency was 647 MHz, very close to the simulated resonance frequency of 653 MHz using the distilled water model available at HFSS materials library ($\epsilon_r=81$). The measured quality factor showed a reduction as compared to the simulated one.

Table 2 shows the values of ϵ_r calculated from the measured data using Equation 4, where DW_{vp} (%) and E_{vp} (%) are the volumetric fraction of distilled water and ethanol in the binary mixture, respectively.

Figure 6 shows the comparison between the measured dielectric constant of distilled water–ethanol mixtures of the proposed sensor and the results presented in Ref. [9].

Figure 7 presents the measured dielectric constant of the binary mixtures of distilled water–ethanol as a function of the volumetric fraction of ethanol.

The linear trend related to Figure 7 is given by Equation 5, where E_{vp} (%) is the volumetric fraction of ethanol, with $R^2 = 0.9848$.

FIGURE 7 Dielectric constant of binary mixtures of distilled water–ethanol *versus* the volumetric fraction of ethanol

FIGURE 8 Volumetric fraction of ethanol versus resonance frequency

$$\varepsilon_r = -0.5901 \cdot E_{vp} + 81.113 \quad (5)$$

Alternatively, the volumetric fraction of ethanol can be expressed as a function of the resonance frequency as shown in Figure 8, and can be approximated by Equation 6 with $R^2 = 0.995$.

$$E_{vp}(f_r) = 574.91 \cdot f_r^3 - 1961.9 \cdot f_r^2 + 2269.6 \cdot f_r - 801.69 \quad (6)$$

5 | CONCLUSIONS

A sensor using a hybrid SIW resonant cavity was proposed as a new option for obtaining liquids dielectric constant. The proposed sensor is compact and low-cost, requires only a small volume of the liquid under test, does not contaminate the sample, and does not present memory effects. The sensor was applied to measure the dielectric constant of distilled water and ethanol mixtures, showing good agreement with the results presented in the literature. The proposed sensor can be applied to characterize a variety of dielectric liquids as it does not use chemical components. The sensor can be designed to characterize liquids in the frequency range of interest, by a proper choice of the hybrid SIW cavity resonance frequency.

ORCID

Ricardo Caranicola Caleffo <http://orcid.org/0000-0001-7709-527X>

REFERENCES

- [1] Silavwe E, Somjit N, Robertson ID. A microfluidic-integrated SIW lab-on-substrate sensor for microliter liquid characterization. *IEEE Sensors J*. 2016;16(21):7628–7635.
- [2] Memon MU, Lim S. Microfluidic chemical sensor based on SIW cavity. *International Symposium on Antennas and Propagation*. Okinawa, Japan, 2016;910–911.
- [3] Jha AK, Akhtar MJSIW. cavity based RF sensor for dielectric characterization of liquids. *IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications*. Antibes Juan-les-Pins, France, 2014;1–4.
- [4] Haase N, Jacob AF. Substrate-integrated half-mode resonant near-field sensor for liquid characterization. *Proc European Microwave Conf., Nuremberg, Germany*, 2013;310–313.
- [5] Córdoba-Erazo MF, Weller TM. Liquids characterization using a dielectric resonator-based microwave probe. *Proc European Microwave Conf., Amsterdam, Netherlands*, 2012;655–658.
- [6] Benkhaoua L, Benhabiles MT, Mouissat S, et al. Miniaturized quasi-lumped resonator for dielectric characterization of liquid mixtures. *IEEE Sensors J*. 2016;16(6):1603–1610.
- [7] Wang Y, Afsar MN. Measurement of complex permittivity of liquid dielectrics. *Microwave Opt Technol Lett*. 2002;34(4):240–243.
- [8] Becari W, Rodrigues DBR, Peres HEM, Corra FS. Microwave sensor for ethanol fuel analysis based on single-walled carbon nanotubes. *Curr Nanosci*. 2017;13(3):254–261.
- [9] Bao J, Swicord ML, Davis CC. Microwave dielectric characterization of binary mixtures of water, methanol, and ethanol. *J Chem Phys*. 1996;104(12):4440–4450.
- [10] Chen X-P, Wu K. Substrate integrated waveguide filter. *IEEE Microwave Magaz*. 2014;15(5):108–116.
- [11] Cassivi Y, Perregini L, Arcioni P, et al. Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguides. *IEEE Microwave Wireless Compon Lett*. 2002;12(9):333–335.

How to cite this article: Caleffo RC, Corra FS. Liquids electrical characterization sensor using a hybrid SIW resonant cavity. *Microw Opt Technol Lett*. 2018;60:445–449. <https://doi.org/10.1002/mop.30983>

Received: 29 June 2017
DOI: 10.1002/mop.30990

A novel ultra-wideband antipodal Vivaldi antenna with trapezoidal dielectric substrate

Fayu Wan¹ | Jun Chen¹ | Binhong Li²

¹Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China

²Key Laboratory of Silicon Device Technology, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China

Correspondence

Fayu Wan, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China.
Email: fayu.wan@nuist.edu.cn

Funding information

PAPD; NSFC, Grant/Award Number: 61601233; NSF of Jiangsu, Grant/Award Number: BK20150918; Jiangsu Innovation and Enterprise Group Talents Plan 2015, Grant/Award Number: SRCB201526; Key Laboratory of

APÊNDICE B – CAVIDADE QUADRADA SINTONIZÁVEL

Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, Vol. 19, No. 1, March 2020 94
 DOI: <http://dx.doi.org/10.1590/2179-10742020v19i11881>

3.4/4.0 GHz Tunable Resonant Cavity in SIW Technology Using Metal Post and PIN Diode on a Low-Cost Biasing Network for 5G Applications

Ricardo Caranicola Caleffo¹ , Fatima Salete Correra¹

¹ Universidade de São Paulo (USP), Escola Politécnica, Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos
 Av. Prof. Luciano Gualberto, Trav. 3, n° 380, SP - São Paulo, Brazil
ricardocaleffo@usp.br, fcorrera@lme.usp.br

Abstract — This paper presents a dual-band resonant cavity in Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology to operate in the range from 3.3 GHz to 4.2 GHz, spectrum considered for the Fifth Generation (5G) network. The cavity was designed to operate at 3.4 GHz and 4.0 GHz. To achieve different states, a jumper and a PIN diode switch are considered as switching elements, connecting and disconnecting the bottom and the upper walls of the SIW resonant cavity through a metal post inserted inside its internal volume. A fitting equation is proposed to predict the maximum resonance frequency caused by the insertion of a single metal post inside the internal volume of the SIW resonant cavity and a new low-cost biasing network is designed on a thin dielectric substrate allocated on the upper wall of the SIW resonant cavity, using transmissions lines and a single capacitor, reducing the final cost and the insertion losses. Good agreement was observed among the fitting equation, computational electromagnetic simulations, and experimental results, validating the proposed methods.

Index Terms — Biasing Network, SIW technology, Tunable circuits, 5G frequencies.

I. INTRODUCTION

Industry 4.0 is a new concept being widely explored and considered in many companies and institutions of the world due to the impact on the manufacturing and automation technologies. This new term is also referred to as the fourth industrial revolution and considers the insertion of smart systems in the manufacturing and automation processes aiming to increase productivity and to reduce losses, thus improving capitalization. Smart manufacturing is completely changing the production cycle of industries specialized in different kinds of products and goods. In this new concept, machines are equipped with communication systems, sensors, and actuators; all these components are connected to each other, generating a large amount of collected data to be processed. The emerging concept of Industry 4.0 employs technologies such as the Internet of Things (IoT), Big Data, Artificial Intelligence, and computational simulations [1]-[4].

The IoT is a recent technological diffusion that aims to connect billions of smart objects on the internet. These objects are expected to have network connectivity through an Internet Protocol, allowing them to transmit and receive data via internet networks. Several challenges need to be faced

for the IoT, such as data reliability and communication performance due to a huge quantity of objects connected [5]-[6].

To improve the performance of the smart communication systems used in Industry 4.0, IoT and to accommodate the explosive growth of data traffic, the Fifth Generation (5G) network is being widely developed and explored, expected to be launched around 2020. The 5G technology is expected to offer data rate above 1 Gbps in a local area network and 500 Mbps in a wide area network, uploading and downloading data much faster than 3G and 4G technologies. The 5G technology also has the task to support massive Multiple Inputs and Multiple Output (MIMO) systems, broadcasting multiple links and increasing the transmission capacity, an essential factor of wireless communication systems. The operating frequencies of the 5G technology range from 3 GHz to 300 GHz [7]-[10]. The spectrum below 6 GHz ranging from 3.3 GHz to 4.2 GHz is receiving significant attention in various countries and regions from Asia, Europe and the United States of America. Taking into account the global momentum, the Third Generation Partnership Project (3GPP) has been developing technical specifications for the range from 3.3 GHz to 4.2 GHz [10].

A good option to design and to fabricate circuits and components to operate from 3 GHz is the Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology due to the low-cost fabrication process and easy integration with planar circuits. The SIW technology allows designing and fabricating planar structures considering a low-loss dielectric substrate whereby the sidewalls of the traditional Rectangular Waveguides (RWG) are replaced by periodical metalized vias, confining the electromagnetic wave within the dielectric substrate [11]-[16]. Due to the good characteristics of the SIW technology, various high-frequency structures are being designed, such as tunable filters [17]-[18] and liquids electrical characterization sensors [19], demonstrating the high applicability of this microwave technology.

In this context, a tunable resonant cavity in SIW technology using a single metal post and a PIN diode switch is proposed to operate at 3.4 GHz and 4.0 GHz, where the range from 3.3 GHz to 4.2 GHz is considered for the 5G network. Receivers and transmitters to be used in 5G networks require narrowband filters in the bands below 6 GHz and the designed dual-band resonant cavity can be applied. To obtain multiple states and, consequently, a variation of the resonance frequency, a jumper and a PIN diode switch are used as switching elements, connecting and disconnecting the bottom and the upper wall of the SIW resonant cavity through a single metal post inserted inside its internal volume. A fitting equation is proposed to predict the maximum resonance frequency caused by the insertion of a single metal post inside the internal volume of the resonant cavity and a new low-cost biasing network is also proposed, using transmissions lines and a single capacitor, leading to a low fabrication cost and low insertion losses in comparison with works presented in the literature.

In the remainder of this paper, Section 2 presents the design considerations, proposing a fitting equation and presenting the design of a tunable resonant cavity and including its biasing network. Section 3 presents the fabricated tunable resonant cavity and the experimental results. Section 4 presents the conclusions. Section 5 shows the acknowledgments and Section 6 shows the references.

II. DESIGN OF A TUNABLE RESONANT CAVITY IN SIW TECHNOLOGY

This section presents the design of a SIW resonant cavity operating in TE_{101} mode, perturbed by the insertion of a metal post through its internal volume, as shown in Fig. 1.

Fig.1. Geometric parameters of the tunable resonant cavity.

The metal post is permanently connected at the bottom wall of the resonant cavity, being connected and disconnected at the upper wall, resulting in two operating states, with two different resonance frequencies.

As shown in [18] and [20], when the metal post is disconnected from the cavity upper wall, the resonance frequency of this resonant cavity is close to the resonance frequency of the unperturbed cavity. The maximum resonance frequency is achieved when the metal post is connected at the upper wall of the cavity and located at the cavity center, where the electrical field of the TE_{101} mode has its maximum value. The resonance frequency of the cavity can be tuned between these two frequency limits locating the metal post out of the resonant cavity center. It is important to know the maximum resonance frequency of a perturbed resonant cavity because it imposes limits on the design of reconfigurable SIW filters. With this motivation, an analytical equation is proposed to estimate the maximum resonance frequency of a SIW resonant cavity when perturbed by a single metal via through its internal volume, connecting its upper and bottom metal layers.

A jumper and a PIN diode switch are used as switches to connect and to disconnect the upper and bottom walls of the cavity, as used in [18]. A new biasing network employing transmission lines and lumped components is used to bias the PIN diode, resulting in an easy-to-assemble and low-cost solution.

A. Single metal post in a SIW resonant cavity

The operation of a resonant cavity is affected by the presence of metallic shapes inside its internal volume that connect the upper and the bottom walls. Aiming to study this phenomenon, a SIW resonant cavity is represented by the rectangular waveguide resonant cavity shown in Fig. 2.

Fig.2. A thin metal post inserted in a resonant cavity in SIW technology.

where h_d is the dielectric substrate thickness, x_p and z_p is the metal post position and a_e is the effective width and l_e is the effective length of the SIW cavity [11]-[16], given by

$$a_e = a - 1.08 \left(\frac{d^2}{p} \right) + 0.1 \left(\frac{d^2}{a} \right) \quad (1)$$

$$l_e = l - 1.08 \left(\frac{d^2}{p} \right) + 0.1 \left(\frac{d^2}{l} \right). \quad (2)$$

The resonance frequency of the unperturbed resonant cavity (f_o) is given by

$$f_o = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\frac{1}{a_e^2} + \frac{1}{l_e^2}}. \quad (3)$$

A fitting equation (4) was proposed to predict the resonance frequency of a square resonant cavity perturbed by a single metal post inserted through its internal volume and located at the center of the cavity ($x_p = a_e/2$ and $z_p = l_e/2$), connecting bottom and upper walls, therefore causing its maximum fields perturbation and, consequently, the maximum frequency variation [18].

$$f_M = \frac{5c}{6\sqrt{\epsilon_r}a_e} \quad (4)$$

The f_M is the maximum resonance frequency achieved by a square resonant cavity operating at TE_{101} mode when perturbed by a single metal post located at its center. To obtain (4), three square SIW resonant cavities using feeding lines and taper lines were designed employing as dielectric substrates RO4003C™, RT/duroid 6006™ and RT/duroid 6010™, with a thickness of 0.635 mm, from Rogers Corporation. Cavities with sides ranging from 20 mm to 40 mm were simulated in the High Frequency Structure Simulator (HFSS), demonstrating resonance frequencies ranging from 2 GHz to 7 GHz. The metal post considered in all computational simulations has a diameter of 1 mm and was located at the center of the cavity.

The several perturbed resonance frequencies obtained by computational simulations were tabulated, whereupon a factor φ and hyperbole of first degree were considered to obtain an appropriating fitting, as given by

$$f_M(a_e) = \varphi \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} a_e}. \quad (5)$$

The resulting resonance frequencies are presented in Fig. 3.

Fig.3. Calculated and simulated maximum resonance frequency.

The results presented in Fig. 3 show good agreement between simulated frequencies and the ones predicted by (4), considering dielectric substrates with dielectric constants of 3.35, 6.15 and 10.2. The ratio between f_M and f_o for a square resonant cavity using (3) and (4) is

$$\frac{f_M}{f_o} = \frac{5}{3\sqrt{2}} \approx 1.18, \quad (6)$$

indicating that the maximum resonance frequency increases 18% in comparison with the unperturbed resonant cavity when a 1 mm diameter metal post is inserted at its center, connecting the upper and bottom walls. This frequency variation is due to the changes in the stored electric energy and magnetic energy caused by the metal post inserted in the cavity. According to [17], [20] and [22], it is mathematically described by

$$\frac{f_M - f_o}{f_o} = \frac{\Delta W_m - \Delta W_e}{W_m + W_e}, \quad (7)$$

where ΔW_m and ΔW_e are the changes in the stored magnetic energy and electric energy, consecutively, after a shape modification and $W_m + W_e$ is the total energy stored in the cavity. The metal post reduces the cavity internal volume, modifying the electric and magnetic field distributions, therefore causing an increase of the frequency variation. If the metal post is moved from the center of the resonant cavity toward the sidewalls, the resonance frequency decreases, thus reducing the frequency variation.

B. Design of the tunable resonant cavity

A square SIW resonant cavity was designed to resonate at 3.4 GHz and TE_{101} mode. Inserting a metal post with a 1 mm diameter at the center of this cavity, a resonance frequency of 4.0 GHz is predicted by (5). The designed tunable resonant cavity is fed by a $50\ \Omega$ microstrip line and the impedance matching between the feeding line and the resonant cavity is performed by a tapered line. One end of the metal post is connected to the bottom wall of the cavity, and its other end can be left open or can be connected to the upper wall of the cavity using a switch. The present work uses a PIN diode and a jumper as switching elements.

According to [20] and [22], a metal post connected only at the bottom or upper wall does not significantly change the field distributions inside the resonant cavity; the resonance frequency of the cavity must thus be close to 3.4 GHz in this condition. Therefore, considering (3), (4) and (5), the tunable resonant cavity was designed on a Rogers RO4003C™ and its physical dimensions are presented in Fig. 1 and Table I.

TABLE I. PHYSICAL DIMENSIONS OF THE DESIGNED TUNABLE RESONANT CAVITY

Physical dimension (mm)			
a	33.2	l_2	14.0
d	1.00	w_2	7.00
l	33.2	h_d	0.635
p	2.54	a_p	16.6
l_1	11.8	l_p	16.6
w_1	1.12		

C. Biasing Network

Generally, to use PIN diodes as switching elements, a three-layer PCB implementation is necessary to separate the switching device biasing network from the microwave planar filter. In this paper, the biasing network was designed on a thin RT/duroid 5870 with a thickness of $254\ \mu\text{m}$, where this dielectric substrate is assembled on the upper wall of the resonant cavity. Figure 4 shows a description of the proposed tunable resonant cavity, where the dotted line denotes the cross-section for a better understanding.

Fig. 4. Proposed tunable resonant cavity: (a) Full view, (b) Cross-section CC'.

Two paths are considered to connect the metal post to the upper wall of the cavity. The first path uses the metal pin RF in 1 and a PIN diode switch to allow the microwave signal to flow from the upper wall to the metal post. The second path is established using a jumper and the metal pin RF in 2. The jumper is considered to verify the performance of the biasing network used to bias the PIN diode. The connection using the jumper path is close to the ideal case when the metal post is directly soldered at the upper and bottom walls of the cavity, eliminating the imposed parasitic presence of the elements that compose the PIN switch.

Aiming to reduce the fabrication cost and the insertion losses, the PIN diode switch employs only one capacitor and transmission lines, replacing microwave-lumped components. The PIN diode switch uses the series configuration and was designed at 3.7 GHz, center frequency between 3.4 GHz and 4.0 GHz. The bias voltage is connected to the PIN diode through a bias filter composed of a quarter-wavelength microstrip line with high characteristic impedance $Z_H = 90\Omega$ and an open quarter-wavelength stub with $Z_L = 20\Omega$. The PIN diode switch is presented in Fig. 5 along with its circuit and computational model.

Fig.5. PIN diode switch.

In the series configuration, the switch is ON when the diode is forward-biased and OFF when it is reverse-biased. Bias voltages of 0.85V and -15V were used for forward and reverse bias, respectively. The jumper ON state is close to a short circuit, while its OFF state is considered an open circuit. Table II shows the operation states.

TABLE II. Operation states of the tunable resonant cavity.

State	PIN diode	Jumper	f (GHz)	Δf (GHz)
1	OFF	OFF	3.4	0.00
2	ON	OFF	4.0	0.60
3	OFF	ON	4.0	0.60

III. EXPERIMENTAL AND SIMULATED RESULTS

The tunable resonant cavity was fabricated and its performance was verified experimentally. The experimental results were compared to computational electromagnetic simulation results performed in the HFSS and theoretical results. A Vector Network Analyzer HP8722 was used to perform the electrical characterization.

Regarding the fabrication process, the SIW walls, metal post, RF in 1 and RF in 2 were implemented using metallic pins of low-cost pinhead connectors. Fig. 6 shows in detail the geometry of the hole in the resonant cavity which metal post goes. The metal post and RF in 1 are spaced by a distance of 1.27 mm, as well the metal post and RF in 2.

Fig. 6. Assembling detail of metal post, RF in 1 and RF in 2.

The metal post was soldered at the bottom wall and was left as open via at the upper wall, the RF in 1 and RF in 2 were soldered at the top wall, as shown by Fig. 4. To perform good soldering and keep the correct distance between metal post, RF in 1 and RF in 2, the plastic that involves the pinhead connectors was kept during the soldering processes and removed after it. The finished fabricated structure and the measurement setup used to experimentally obtain the S parameters are presented by Fig. 7.

Fig. 7. Photography of the fabricated tunable resonant cavity and its measurement setup.

Figure 8 shows the S_{11} parameters of the unperturbed resonant cavity and the electric field plotted on the ground plane at 3.40 GHz. In this case, the metal post was not inserted inside its internal volume.

Fig. 8. Simulation and experimental results of the unperturbed resonant cavity.

Figure 8 shows a measured resonance frequency of 3.37 GHz, resulting in an error of 0.88 % in comparison with the calculated value of 3.40 GHz and the simulated value of 3.40 GHz. As expected for the TE_{101} mode, the maximum electric field occurs at the center of the resonant cavity. For this case, there is no metal post allocated in the position of maximum field imposing $E_t = 0$. It is important to verify this field distribution to make comparisons with the field distributions related to the three operation states presented by Table II.

According to Table II, state 1 is achieved when the PIN diode is OFF and the jumper is OFF. The S Parameters related to state 1 and the electric field plotted on the ground plane are presented in Fig. 9.

Fig. 9. Simulation and experimental results of state 1.

Figure 9 shows a measured resonance frequency of 3.23 GHz, resulting in an error of 1.22 % in comparison with the simulated value of 3.27 GHz. The electric field plotted on the ground plane at 3.27 GHz shows that the open metal post does not change significantly change its distribution as expected and predicted by [20] and [22], close to the TE_{101} unperturbed mode.

According to Table II, state 2 is achieved when the PIN diode is ON and the jumper is OFF. The S Parameters related to state 2 and the electric field plotted on the ground plane are presented in Fig. 10.

Fig. 10. Simulation and experimental results of state 2.

Figure 10 shows a measured resonance frequency of 3.71 GHz, resulting in an error of 0.54 % in comparison with the simulated value of 3.73 GHz and a frequency increase of 0.48 GHz compared to state 1. The electric field plotted at 3.73 GHz shows that the boundary condition $E_t = 0$ is imposed when the metal post is connected at the bottom and upper walls, and the resonant cavity has its TE_{101} mode perturbed, changing the position of the maximum electrical field and causing a change in the stored electric energy and magnetic energy.

According to Table II, state 3 is achieved when the PIN diode is OFF and the jumper is ON. The S Parameters related to state 3 and the electric field plotted on the ground plane are presented in Fig. 11.

Fig. 11. Simulation and experimental results of state 3.

Figure 11 shows a measured resonance frequency of 3.86 GHz, resulting in an error of 2.77 % in comparison with the simulated value of 3.97 GHz, an error of 3.50% in comparison with the calculated value of 4.0 GHz, and a frequency increase of 0.63 GHz compared to state 1. The electric field plotted at 3.97 GHz also shows that the boundary condition $E_t = 0$ is achieved when the metal post is connected at the bottom and upper walls, and the resonant cavity has the TE_{101} mode perturbed. This situation is closer to the ideal case when the metal post is directly connected at the upper and bottom walls. Fig. 12 shows all the S_{11} measured parameters.

Fig. 12. S_{11} x frequency measured curves.

Figure 12 shows that the resonance frequency of the cavity can be tuned by 19.5% using the jumper to act as an ideal switch. A tuning range of 14.9% was obtained using the PIN switch, having been reduced by the no ideal behavior of the PIN diode at the reverse and forward bias conditions. These tuning ranges are compatible with the 18% range predicted by (5). All the states show good agreement for S_{11} and S_{21} , validating the proposed fitting equation and the biasing network employing transmissions lines and a single capacitor assembled on the upper wall of the resonant cavity in SIW technology. Some comparisons between this and previous works are summarized in Table III.

TABLE III. Comparison and performance summary.

Reference	Switch type	Insertion Loss and Frequency	Δf (GHz)
This work	PIN diode switch with transmission lines	1.47 dB at 3.27 GHz (state 1) 1.38 dB at 3.71 GHz (state 2)	0.44
[17]	Surface actuator (as described)	2.13 dB at 9.97 GHz (state off) 1.88 dB at 9.47 GHz (state on)	0.50
[18]	PIN diode switch with lumped components	3.8 dB at 1.55 GHz (state 1) 4.4 dB at 2.00 GHz (state 6)	0.45

IV. CONCLUSION

A tunable resonant cavity in SIW technology was proposed and fabricated to operate in the range from 3.3 GHz to 4.2, related to the spectrum considered for the 5G network. An unperturbed resonant cavity in SIW technology was designed to operate at 3.4 GHz, whereupon a metal post and switches were used to increase the resonance frequency. To achieve different states, a PIN diode, a jumper and a single metal post precisely allocated inside the internal volume of the resonant cavity were used, connecting and disconnecting the upper and the bottom wall. A fitting equation was proposed to predict the maximum resonance frequency of a square SIW resonant cavity perturbed by a single metal post inserted inside its internal volume. An error of 3.50% in comparison with the measured value was obtained for the resonance frequency using the proposed fitting equation. Aiming to reduce the fabrication cost and the insertion losses of the dual-band resonant cavity, a new low-cost biasing

network was designed on a thin dielectric substrate using transmission lines and a single capacitor. Experimental and electromagnetic simulation results showed an error of less than 1.3 % for states 1 and 2 and 2.8 % for state 3. The proposed dual-band resonant cavity can be applied as a narrowband filter to frequencies below 6 GHz in receivers and transmitters to be used in 5G networks. The proposed biasing network can be applied to other types of filters based on resonant cavities and waveguides in SIW technology, resulting in a compact and low-cost structure, besides reducing the insertion losses.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to acknowledge the Rogers Corporation for providing the substrate samples.

REFERENCES

- [1] A. Wortmann, A. B. Combemale, O. Barais, "A systematic mapping study on modelling for industry 4.0," in *Int. Conf. on Model Driven Eng. Languages and Syst.*, Austin, USA, Sept. 2017, pp. 281–291.
- [2] F. Bonaventura, A. Tedesco, R. S. L. Moriello, *et al.*, "Enabling wireless technologies for industry 4.0: State of the Art," in *Int. Workshop on Measurement and Networking*, Naples, Italy, Sept. 2017, pp. 1–5.
- [3] M. Wollschlaeger, T. Sauter, J. Jasperneite, "The Future of Industrial Communication: Automation Networks in the Era of the Internet of Things and Industry 4.0," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 11, no. 1, pp. 17–27, Mar. 2017.
- [4] C. Leyh, S. Martin, T. Schäffer, "Industry 4.0 and Lean Production – A Matching Relationship? An analysis of selected Industry 4.0 models," in *Federated Conf. on Comput. Sci. and Inform. Syst.*, Prague, Czech Republic, Sept. 2017, pp. 989–993.
- [5] W. Ejaz, M. Ibnkahla, "Multiband Spectrum Sensing and Resource Allocation for IoT in Cognitive 5G Networks," *IEEE Internet Things J.*, vol. 5, no. 1, pp. 150–163, Feb. 2018.
- [6] D. Schinianakis, "Alternative Security Options in the 5G and IoT Era," *IEEE Circuits Syst. Mag.*, vol. 17, no. 4, pp. 6–28, Fourthquarter 2018.
- [7] E. Ezhilarasan, M. Dinakaran, "A review on Mobile Technologies: 3G, 4G and 5G," in *Int. Conf. on Recent Trends and Challenges in Computational Models*, Tindivanam, India, Feb. 2017, pp. 369–373.
- [8] T. Sharma, K. Ritesh, N. Chauhan, *et al.*, "Analogous study of 4G and 5G," in *Int. Conf. on Computing for Sustainable Global Develop.*, New Delhi, India, Mar. 2016, pp. 2137–2140.
- [9] I. Belikaidis, A. Georgakopoulos, E. Kosmatos, *et al.*, "Management of 3.5-GHz Spectrum in 5G Dense Networks: A Hierarchical Radio Resource Management Scheme," *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 13, no. 2, pp. 57–64, Jun. 2018.
- [10] J. Lee, E. Tejedor, K. Ranta-aho, *et al.*, "Spectrum for 5G: Global Status, Challenges, and Enabling Technologies," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 5, pp. 12–18, Mar. 2018.
- [11] Y. Cassivi, L. Perregini, P. Arcioni, P. *et al.*, "Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide," *IEEE Microw. Compon. Lett.*, vol. 12, no. 9, pp. 333–335, Sept. 2002.
- [12] M. Bozzi, A. Georgiadis, K. Wu, "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas", *IET Microw., Antennas Propag.*, vol. 5, no. 8, pp. 909–920, Jun. 2011
- [13] X. Chen, K. Wu, "Substrate Integrated Waveguide Filter: Basic Design Rules and Fundamental Structure Features," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 15, no. 5, pp. 108–116, July-Aug. 2014.
- [14] X. Chen, K. Wu, "Substrate Integrated Waveguide Filters: Design Techniques and Structure Innovations," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 15, no. 6, pp. 121–133, Sept.-Oct. 2014.
- [15] X. Chen, K. Wu, "Substrate Integrated Waveguide Filters: Practical Aspects and Design Considerations," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 15, no. 7, pp. 75–83, Nov.-Dec. 2014.
- [16] R. C. Caleffo, "New Design Procedure to Determine the Taper Transition for Impedance Matching Between Microstrip Line and SIW Component," *J. of Microw. Optoelectronics and Electromagn. Appl.*, vol. 15, no. 3, pp. 247–260, July-Sep. 2016.
- [17] J. C. Bohorquez, B. Potelon, C. Person, *et al.*, "Reconfigurable Planar SIW Cavity Resonator and Filter," in *Int. Microw. Symp. Dig.*, San Francisco, USA, Jun. 2006, pp. 947–950.
- [18] M. Armendariz, V. Sekar, K. Entesari, "Tunable SIW Bandpass filters with PIN diodes," in *Eur. Microw. Conf.*, Paris, France, Sept. 2010, pp. 830–833.
- [19] R. C. Caleffo, F. S. Corraera, "Liquids electrical characterization sensor using a hybrid SIW resonant cavity," *Microw. and Opt. Technol. Lett.*, vol. 60, no. 2, pp. 445–449, Jan. 2018.
- [20] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed. New York, NY, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2011.
- [21] S. Ramo, J. R. Whinnery, T. V. Duzer, *Fields and waves in communication electronics*, 3rd ed. New York, NY, USA: John Wiley & Sons, Inc., 1993.
- [22] R. G. Carter, "Accuracy of microwave cavity perturbation measurements," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 49, no. 5, pp. 918–923, May 2001.

APÊNDICE C – FILTRO COM LARGURA DE BANDA SINTONIZÁVEL

Received: 7 April 2020

DOI: 10.1002/mop.32640

RESEARCH ARTICLE

WILEY

A novel and compact 3.5 GHz tunable bandpass filter in SIW technology with shunt-inductive discontinuities switched by pin diode switches

Ricardo Caranicola Caleffo |

Fatima Salete Correra

Department of Electronic Systems Engineering, School of Engineering/
Polytechnic School, University of São Paulo, São Paulo, Brazil

Correspondence

Ricardo Caranicola Caleffo, Department of Electronic Systems Engineering,
School of Engineering/Polytechnic School, University of São Paulo,
São Paulo 05508-970, Brazil.
Email: ricardocaleffo@usp.br

Abstract

This article presents a novel tunable bandpass filter designed in substrate integrated waveguide (SIW) technology to operate at 3.5 GHz, a frequency widely used in 5G and WiMAX systems. The bandpass filter uses shunt-inductive discontinuities provided by a novel offset post arrangement that resulted in a compact filter. The filter bandwidth is tunable through PIN diode switches connected to the metal posts, allowing three different operation states. The novel tunable filter was fabricated and demonstrated bandwidths of 6.23% and 0.714% centered at 3.5 GHz, with low insertion losses. The measured results are in good agreement with full-wave simulation results.

KEYWORDS

5G frequencies, bandpass filter, biasing network, PIN diode, SIW technology

1 | INTRODUCTION

The Fifth Generation (5G) network is being launched worldwide, aiming to improve the performance of communication

systems to be used in the Internet of Things (IoT), Industry 4.0, and mobile communication. The application of the 5G network will support massive Multiple Inputs and Multiple Outputs (MIMO) systems, improving the transmission capacity and broadcasting simultaneous links. Regarding its implementation, various countries, and regions from Asia, Europe, North America, and South America are giving significant attention to the spectrum below 6 GHz, more precisely the range from 3.3 to 4.2 GHz.^{1,2} The promising scenario presented by this new era requires the development of versatile microwave and optical circuits. The Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology can be employed to meet this demand, due to the low-cost fabrication, easy integration with several planar circuits,^{3,4} and high applicability, allowing the development of planar filters, couplers, power dividers, and liquid characterization sensors in frequencies below 6 GHz.⁵

Aiming to contribute to this scenario, this work proposes a compact bandpass filter centered at 3.5 GHz with a tunable bandwidth. The bandpass filter⁶ employs metal posts with the same diameter, in a novel offset post arrangement.^{7,8} To perform a tunable and versatile filter, PIN diodes were used to design microwave switches assembled on the upper wall of the SIW component.⁹ To improve the performance of the tunable filter, transmission lines are employed in the PIN diodes biasing networks to reduce the insertion losses.¹⁰ The bandwidth of the proposed filter is controlled by the switching of the designed PIN diode switches, allowing three different operation states, converting the seventh order bandpass filter into a fifth order bandpass filter and into a regular SIW component.

The proposed filter is considered a tunable bandpass filter with discrete tuning because its frequency property (bandwidth) is dynamically modified by a proper switching of the PIN diode switches assembled on the upper wall of the SIW component in a controlled and reversible manner without changing its structural dimensions, topology, or placement of metal posts. The PIN diode switches allow connecting or disconnecting the metal posts used as shunt-inductive discontinuities by the filter, changing the electromagnetic field distribution inside the waveguide, modifying in this way the frequency response. Reconfigurable (discrete or continuous) filters have their structural dimensions, topology, or placement of metal posts changed.

In the remainder, Section 2 describes the design procedure, Section 3 shows the fabricated structure and experimental results, and Section 4 presents the conclusions.

2 | TUNABLE BANDPASS FILTER DESIGN

This section presents the design of a tunable bandpass filter in SIW technology assuming that the waveguide operates in the TE₁₀ propagation mode and all higher-order modes are cut off. The SIW was designed based on the WR-229 standard rectangular waveguide with a cut off frequency of 2.577 GHz and recommended BW ranging from 3.30 to 4.90 GHz. The cut off frequency of a SIW in TE₁₀ propagation mode is given by

$$f_c = \frac{c}{2a_e\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1)$$

and the effective width^{3,4} (a_e) can be written by

$$a_e = a - 1.08 \left(\frac{d^2}{p} \right) + 0.1 \left(\frac{d^2}{a} \right), \quad (2)$$

where c is the speed of light in the free space, ϵ_r is the constant of the dielectric substrate, a is SIW width, d is the diameter of the metal vias that compose the SIW sidewalls, and p are their longitudinal spacing. Considering the dielectric substrate RT/duroid 6006, the WR-229 standard rectangular waveguide and applying Equations (1) and (2) for $d = 0.8$ mm and $p = 2.54$ mm, $a = 23.9$ mm was obtained.

Regarding the filter structure, a seventh order bandpass filter was initially designed at 3.50 GHz and 0.7% bandwidth using a Tchebyscheff filter characteristic with shunt-inductive discontinuities for traditional rectangular waveguides and was adapted for SIW technology.⁶ Figure 1A shows a sketch of the first designed filter and Figure 1B the novel and compact filter obtained.

The filter shown in Figure 1A employs inductive metal posts (MP) with diameters D_j centered on the width of the SIW component and distance $L_{j,j+1}$ between two consecutive posts. The filter was designed applying the procedure given in Reference 6, where $L_{j,j+1}$ is calculated using Equations (3-8), and D_j is graphically obtained from a design chart.

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2g_0g_1}\omega'_1}, \quad (3)$$

$$\frac{K_{jj+1}}{Z_0} = \frac{\pi\omega'_1}{2\omega'_1\sqrt{g_jg_{j+1}}}, \quad (4)$$

$$\frac{K_{n,n+1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2g_ng_{n+1}}\omega'_1}, \quad (5)$$

$$\frac{X_{jj+1}}{Z_0} = \frac{\frac{K_{jj+1}}{Z_0}}{1 - \left(\frac{K_{jj+1}}{Z_0} \right)^2}, \quad (6)$$

$$\theta_{jj+1} = \pi - \frac{1}{2} \left[\tan^{-1} \left(2 \frac{X_{j-1,j}}{Z_0} \right) + \tan^{-1} \left(2 \frac{X_{jj+1}}{Z_0} \right) \right], \quad (7)$$

$$L_{jj+1} = \frac{\theta_{jj+1}\lambda_{g0}}{2\pi}, \quad (8)$$

where $K_{j,j+1}/Z_0$ and $K_{n,n+1}/Z_0$ are the normalized impedance inverter parameters, g_n are the element values for the Tchebyscheff filter, $X_{j,j+1}/Z_0$ are the shunt reactance for purely lumped-inductance discontinuities, Z_0 is the waveguide impedance considering the power-voltage definition, ω_λ is the guided wavelength fractional bandwidth, θ_{jj+1} are the electrical distance between the centers of the metal posts, and $L_{j,j+1}$ are the distances between metal posts.

The center frequency of 3.5 GHz of the bandpass filter resulted in large post diameters (D_j) and distances ($L_{j,j+1}$) between two consecutive MP: $D_1 = D_8 = 2.30$ mm, $D_2 = D_7 = 4.70$ mm, $D_3 = D_6 = 5.30$ mm, and $D_4 = D_5 = 5.30$ mm; $L_{12} = L_{78} = 24.0$ mm, $L_{23} = L_{67} = 25.2$ mm, $L_{34} = L_{56} = 25.5$ mm, and $L_{45} = 25.5$ mm, resulting in a very long filter.

Aiming to miniaturize the bandpass filter structure and to simplify its fabrication process, a parametric study was performed using the optimetrics tool of the high frequency structure simulator (HFSS). The optimetrics enables to determine the best design variation among a model's possible variations. For this computational tool, an original model is created, and then the design parameters that vary are defined, which can be any design parameter assigned a numeric value in HFSS. There are five analyses available for this computational tool: Parametric, Optimization, Sensitivity, Tuning, and Statistical. The type of analysis considered was parametric analysis. In a parametric analysis, it is defined one or more variable-sweep definitions, each specifying a series of variable values within a range. Optimetrics solves the design at each variation, and then a frequency response (S parameters) comparison must be performed to determine which frequency response is more appropriate to the design.

The frequency response of interest in the parametric analysis to reduce the filter dimensions was a bandwidth of 0.7% at 3.5 GHz and S_{11} better than 15 dB, as was in the original seventh order bandpass filter. The parameters analyzed were the distances $L_{j,j+1}$ and the distances from the center of each metal post to the SIW sidewalls (φ_j). The number of MP or inductive posts was maintained in eight, as was in the first filter design. Metal posts with a diameter of 0.8 mm were adopted for uniformity with the posts that compose the SIW sidewalls. The filter structure presented in Figure 1-B was achieved considering the parametric study performed in the HFSS involving the dimensions $L_{j,j+1}$ and φ_j , aiming to reduce the dimensions and to maintain a frequency response close to the filter presented in Figure 1A.

The ratio between the diameter of the metal post (D_{MP}) to the SIW width (a) was reduced from 0.222 in the previous Tchebyscheff filter design to 0.0335. Notice in Figure 1B that metal posts 4 and 5 were moved close to the SIW sidewall; while MP1 and 8 remained centered concerning the

FIGURE 1 A, Bandpass filter in SIW technology and the equivalent circuit for the shunt-inductive discontinuity. B, The novel bandpass filter structure in SIW technology

SIW width, unlike filters presented in previous works.^{7,8} The distance between the centers of MP1 and 8 was reduced from 174.6 mm at the Tchebyscheff design to only 34.6 mm at the novel filter. It is important to cite that the design procedure of centered inductive post in rectangular waveguide presented in Reference 6 is no longer applicable in this novel structure provided by the computational procedure.

It is relevant to note that the MP1 and MP8, as well as MP2 and MP7, strongly affect the electromagnetic field distribution inside the SIW since they are located at $a_c/2$, where the electric field is maximum in TE_{10} propagation mode. These metal posts are responsible to determine the frequency response of the novel bandpass filter, leading to a filter with bandpass characteristics close to those of the seventh order Tchebyscheff filter designed. The metal posts MP3, MP4, MP5, and MP6 were moved close to the SIW sidewall, where the electric field is weak, having a low influence in

the frequency response, but contributing to a fine adjust of the filter characteristics.

In order to provide tunability to the miniaturized bandpass filter and obtain other operation states at 3.5 GHz, all the MPs placed inside the SIW have one of their edges soldered directly to the SIW bottom wall and the other edge connected to the SIW upper wall through PIN diode switches. When the PIN diodes are switched off, the MPs do not significantly affect the electromagnetic field distribution inside the waveguide.^{9,10} Switching on the PIN diodes, the MPs act as shunt-inductive discontinuities, modifying the frequency response of the structure. Various operation states may be achieved by switching on and off the PIN diode switches. Three of them are of interest for the novel tunable bandpass filter: State A is obtained letting all PIN diodes switched off and the structure operates as a regular SIW. The input/output matching networks used to connect the

FIGURE 2 Proposed tunable bandpass filter: A, bandpass filter, B, assembling configuration of the entire structure, and C, Schematic circuit of the PIN diode switch

SIW filter to the feeding lines were designed considering operating State A; State B is obtained when MP1 and MP8 are switched off and the remaining MPs are switched on. Notice that six MPs are connected to the upper and bottom walls of the SIW component, creating a filter composed of five waveguide sections, similar to fifth order filters; State C is obtained when all MPs are connected to the SIW upper wall through the PIN diode switches, resulting in a filter with seven waveguide sections, as in seventh order filters.

The PIN diode switches employ PIN diodes and biasing networks, and were designed to operate at 3.5 GHz. To assemble the switching elements and the bandpass filter in a single structure, a three-layer implementation was considered,

separating the biasing network from the microwave bandpass filter.^{9,10} Figure 2A,B shows the proposed assembling configuration and Figure 2C shows the schematic circuit of the designed microwave switches.

Aiming to reduce the insertion losses and the fabrication cost, the biasing networks employ a series configuration with only one DC block capacitor and transmission lines designed on a thin RT/duroid 5870 with a thickness of 254 μm , replacing lumped components. In the series configuration, the switch is ON when the PIN diode is forward-biased and OFF when it is reverse-biased. A forward bias voltage of 0.85 V and a reverse bias voltage of -15 V were connected to the PIN diode through a bias filter composed of

FIGURE 3 PIN diode switches modeled in the full-wave simulation [Color figure can be viewed at wileyonlinelibrary.com]

a quarter-wavelength microstrip line with a high impedance of $Z_H = 90 \, \Omega$ and an open quarter-wavelength stub with a low impedance of with $Z_L = 20 \, \Omega$.¹⁰

The chosen PIN diode is a surface mountable PIN diode used in applications from 10 MHz to more than 10 GHz. The PIN diode has a parasitic series inductance of 0.7 nH, a capacitance lower than of 0.20 pF for reverse bias voltage higher than 5 V, a series resistance lower than 1 Ω for a forward bias voltage higher than 0.80 V, and an input third-order intercept point (IIP3) of 25 dBm. The DC block capacitor is a multilayer ceramic capacitor for high frequency with a capacitance of 5.1 pF. The PIN diode and capacitor product codes are in Figure 2C.

To perform the electromagnetic simulation was necessary the modeling of the DC block capacitor and PIN diode in the HFSS. Simplified models were used to represent the DC block capacitor and PIN in the full-wave simulations.

To model the DC block capacitor was considered a three-dimension structure composed by a dielectric body ended by two metal contacts with the same physical dimensions of the real capacitor. All the physical dimensions of the real capacitor used in this modeling were obtained from its datasheet. The modeled capacitor was inserted on a 50 Ω transmission line and simulated to obtain a dielectric that would result in a capacitance of 5.1 pF at 3.5 GHz. The obtained DC block capacitor resulted in a very high dielectric constant due to the fact was used a single block to model its dielectric; the real capacitor uses multilayer ceramic.

To model the PIN diode was also considered a three-dimension structure composed by a resistive block ended by two metal contacts with the same physical dimensions of the real PIN diode. All the physical dimensions of the real PIN diode used in this modeling were obtained from its datasheet. The modeled PIN diode was also inserted on a

50 Ω transmission line and simulated to obtain a bulk conductivity for forward bias state and a bulk conductivity for reverse bias state according to its datasheet, resulting in two different materials. When the PIN diode is forward-biased by a forward bias voltage of 0.85 V is used the forward bias state material with very high bulk conductivity, and when the PIN diode is reverse-biased by a reverse bias voltage of -15 V is used the reverse bias state material with very low bulk conductivity in the computational simulation.

Figure 3 shows the PIN diode switches modeled in the full-wave simulation to obtain the computational frequency response of the tunable bandpass filter.

3 | FILTER FABRICATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

The tunable bandpass filter was fabricated aiming to obtain experimental frequency response and to compare its performance with full-wave simulation results.

A E5071C ENA Vector Network Analyzer was used to perform the electrical characterization and to obtain the *S* Parameters experimentally. Figure 4A shows a sketch of the fabricated filter with its physical dimensions and Figure 4B the measurement setup along with a photograph of the fabricated novel tunable bandpass filter.

The bandpass filter was designed on RT/duroid 6006 and fed by a 50 Ω microstrip line. The impedance matching between the feeding line and bandpass filter was performed by a coplanar waveguide (CPW) transition. The SIW side-walls were implemented using metal pins of low-cost pin-head connectors. The air cooper wires over the filter structure are responsible for leading the DC bias voltage to

FIGURE 4 Novel tunable bandpass filter: A, physical dimensions of the bandpass filter and, B, measurement setup and a photograph of the fabricated novel tunable bandpass filter [Color figure can be viewed at wileyonlinelibrary.com]

the biasing network and bias the PIN diode. The values of the physical dimensions are presented in Table 1.

An electrical characterization was performed before assembling the PIN diode switches on the top wall of the

bandpass filter, aiming to verify its influence on the SIW operation. For this measurement, metal posts 1 to 8 were inserted in the SIW structure and had one of their edges soldered to the SIW bottom wall. The other edge of the metal posts were left unconnected to the SIW upper wall. Figure 5 presents the transmission and return losses of the SIW, comparing experimental and simulation results.

As shown in Figure 5, an experimental cut off frequency of 2.57 GHz was observed and is in agreement with the cut off frequency of the WR-229 standard rectangular waveguide. The CPW transition provided good impedance matching from 2.97 to 3.80 GHz. The transmission zero observed at 4.77 GHz was caused by the CPW transition, but is above the frequency band of interest and does not affect the filter performance. After assembling the PIN diode switches on the top wall of the bandpass filter, the S Parameters of the three operation states were experimentally obtained. The S Parameters of the structure in all states are presented in Figure 6 as well as the group delay related to State B and State C.

TABLE 1 Physical dimensions of the bandpass filter

Physical dimensions (mm)			
w_1	1.85	L_0	4.30
l_1	7.00	$L_{12} = L_{78}$	4.00
w_2	3.00	$L_{23} = L_{67}$	5.20
l_2	7.50	$L_{34} = L_{56}$	5.00
w_3	2.50	L_{45}	6.20
a	23.9	$\varphi_1 = \varphi_8$	10.1
d	0.800	$\varphi_2 = \varphi_7$	12.9
l	53.34	$\varphi_3 = \varphi_6$	16.4
p	2.54	$\varphi_4 = \varphi_5$	19.9
h_d	1.27

FIGURE 5 Frequency response of the SIW with MP1 to 8 unconnected to the SIW upper wall

The first state considers all switches OFF and metal posts inserted inside the SIW as open vias. In the State A, the structure operates as a regular SIW and the bandpass filter is turned off. Figure 6A shows a frequency response similar to the SIW, where the insertion of the PIN diodes switches did not affect the cut off frequency. The bulk conductivity of the PIN diode at reverse bias state was adjusted in the HFSS after the experimental procedure for better fitting between simulated and experimental results of the filter at state A.

The difference between simulation and experimental results is due to the use of a simplified simulation model to represent the PIN diode in reverse bias state. When the PIN diode is reverse-biased there is a junction capacitance (C_j) present in its equivalent circuit, and this C_j was not considered in the modeled PIN diode in reverse bias state. For a PIN diode forward-biased, a forward bias current removes the junction capacitance and leaves the diode in a low-impedance state, leaving the modeled PIN diode in the HFSS close to the real diode. A better fitting between simulated and measured results is observed in Figure 6B,C. Figure 6B shows the filter performance in State B, where the filter employs only two PIN diodes in reverse bias state. Figure 6C presents the filter performance in State C, where all PIN diodes are forward-biased.

The frequency response of State B is presented in Figure 6B. For this second state, switches 1 and 8 are OFF and switches from 2 to 7 are ON. Concerning simulation results, Figure 6B shows $|S_{11}|$ of 30.0 dB and $|S_{21}|$ of 1.18 dB at 3.50 GHz, and a 10 dB BW of 3.57%. Regarding experimental results, $|S_{11}|$ of 28.6 dB and $|S_{21}|$ of 1.30 dB at 3.49 GHz, and a 10 dB BW (blue area in Figure 6B) of 6.23%.

The frequency response of State C is presented in Figure 6C. For this third state, all PIN diode switches are ON. As regards simulation results, Figure 6C shows $|S_{11}|$ of 20.1 dB and $|S_{21}|$ of 1.98 dB at 3.50 GHz, and a 10 dB BW of 0.743%. Regarding experimental results, $|S_{11}|$ of 16.6 dB

FIGURE 6 S Parameters of the filter at the three operation states and group delays: A, Frequency response of State A, B, frequency response of State B, C, frequency response of State C, D, group delay of State B, and E, group delay of State C

and $|S_{21}|$ of 1.88 dB at 3.51 GHz, and a 10 dB BW (blue area in Figure 6C) of 0.714%. The experimental results presented in Figure 6B and Figure 6C demonstrate that filter BW

TABLE 2 Comparison and performance summary

Reference	State/prototype	Technology/process	f_o (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	$ S_{21} $ (dB)	BW (%)	Length (mm)
[11]	Single state	SIW	3.40	11.4	1.70	25	106.00
This work	State B	SIW	3.50	28.6	1.30	6.23	70.44
	State C	SIW	3.50	16.6	1.88	0.714	
[12]	State 2	SIR	3.50	24.0	1.80	6.2	113.40
[13]	State 3	GaAs pHEMT	3.50	17.5	2.80	11.4	2.00
[14]	Single state	SIW	8.25	15.0	3.32	1.1	46.00
[15]	Prototype 1	SIW	13.70	15.0	2.50	5.8	70.00
	Prototype 2		11.70	19.0	3.00	2.5	60.00
	Prototype 3		11.65	16.0	3.30	2.5	60.00

can be tuned 5.516% by properly switching on MPs 1 and 8 through the PIN diodes switches.

Figure 6D shows the group delay related to State B and Figure 6E shows the group delay related to State C. These two figures show that the group delay of the proposed tunable bandpass filter is nearly proportional to its order, matching with the group delay rule. In the State A all switches are off, the SIW structure operates as a regular waveguide and the bandpass filter response is off, which means that it does not make sense using the concepts of bandpass filters in this operation state. A comparison between this and previous bandpass filters are summarized in Table 2.

According to the previous works presented in Table 2, the novel offset post arrangement obtained from a seventh order Tchebyscheff filter characteristic with shunt-inductive discontinuities allowed a very good selectivity and a tunable bandwidth. Generally, the tunable bandpass filters that use shunt-inductive discontinuities are designed to tuning the central frequency. Moreover, the achieved miniaturized structure made it possible to obtain smaller dimensions in comparison with other filters designed to operate from 3.50 to 13.70 GHz in SIW technology and those that use asymmetric stepped-impedance resonators (SIRs). The filter designed on a single-chip using commercial GaAs pHEMT process presents smaller dimensions; however, the insertion losses are higher in comparison with the proposed filter in this work. The proposed tunable bandpass filter is the first filter that uses various PIN diode switches employing only one DC block capacitor and transmission lines assembled on the SIW top wall, normally, the biasing networks assembled on the resonant cavity top wall employs lumped components.

4 | CONCLUSION

A novel tunable bandpass filter in SIW technology using shunt-inductive discontinuities switched by PIN diode switches assembled on the top wall of the SIW was designed

and fabricated to operate at 3.5 GHz, a frequency widely used in 5G and WiMAX. The proposed filter is very compact when compared with a Tchebyscheff filter implemented in SIW technology using the same dielectric substrate. Transmission lines and fewer lumped components were employed in the PIN diodes biasing network aiming to reduce the filter insertion loss and manufacturing cost. The novel tunable filter and its novel structure presented good selectivity, low insertion losses, and low manufacturing cost in comparison with other filters designed to operate at 3.5 GHz.

ACKNOWLEDGMENTS

The authors would like to acknowledge the Rogers Corporation for providing substrate samples.

ORCID

Ricardo Caranicola Caleffo <https://orcid.org/0000-0001-7709-527X>

REFERENCES

- [1] Lee J, Tejedor E, Ranta-aho K, et al. Spectrum for 5G: global status, challenges, and enabling technologies. *IEEE Commun Mag.* 2018;56(3):12-18.
- [2] Belikaidis I, Georgakopoulos A, Kosmatos E, et al. Management of 3.5-GHz spectrum in 5G dense networks: a hierarchical radio resource management scheme. *IEEE Veh Technol Mag.* 2018;13(2):57-64.
- [3] Bozzi M, Georgiadis A, Wu K. Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas. *IET Microw, Antennas Propag.* 2011;5(8):909-920.
- [4] Xu F, Wu K. Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide. *IEEE Trans Microw Theory Techn.* 2005; 53(1):66-73.
- [5] Caleffo RC, Corra FS. Liquids electrical characterization sensor using a hybrid SIW resonant cavity. *Microw Opt Technol Lett.* 2018;60(2):445-449.

- [6] Matthaei GL, Young L, Jones EMT. Microwave filters. *Impedance-matching networks and coupling structures*. New York, NY: McGraw-Hill; 1964.
- [7] Bozzi M, Perregrini L, We K. Modeling of conductor, dielectric, and radiation losses in substrate integrated waveguide by boundary integral-resonant mode and to method. *IEEE Trans Microw Theory Techn*. 2008;56(12):3153-3161.
- [8] Deslandes D, Wu K. Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters. *IEEE Trans Microw Theory Techn*. 2003;51(2):593-596.
- [9] Armendariz M, Sekar V, Entesari K. Tunable SIW bandpass filters with PIN diodes. European Microwave Conference; 2010; Paris, France; 830-833.
- [10] Caleffo RC, Corraera FS. 3.4/4.0 GHz tunable resonant cavity in SIW technology using metal post and PIN diode on a low-cost biasing network for 5G applications. *J Microw Opt Electrom Appl*. 2020;19(1):94-105.
- [11] Ruiz JDD, Martínez-Viviente FL, Alvarez-Melcon A, Hinojosa J. Substrate integrated waveguide (SIW) with Koch fractal electromagnetic bandgap structures (KFEBG) for bandpass filter design. *IEEE Microw Compon Lett*. 2015;25(3):160-162.
- [12] Chen WY, Su YH, Kuan H, Chang SJ. Simple method to design a tri-band bandpass filter using asymmetric SIRs for GSM, WiMAX, and WLAN applications. *Microw Opt Technol Lett*. 2011;53(7):1573-1576.
- [13] Liao WH, Chen CS, Lin YS. Single-chip integration of electronically switchable bandpass filter for 3.5 GHz WiMAX applications. 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium; 2010; Anaheim, USA; 1368-1371.
- [14] Khan AA, Mandal MK. Narrowband substrate integrated waveguide bandpass filter with high selectivity. *IEEE Microw Compon Lett*. 2018;28(5):416-418.
- [15] Hussein OI, Shamaileh KAA, Dib NI, et al. Substrate integrated waveguide bandpass filtering with Fourier-varying via-hole walling. *IEEE Access*. 2020;8(1):139706-139714.

How to cite this article: Caleffo RC, Corraera FS. A novel and compact 3.5 GHz tunable bandpass filter in SIW technology with shunt-inductive discontinuities switched by pin diode switches. *Microw Opt Technol Lett*. 2021;63:471–479. <https://doi.org/10.1002/mop.32640>