

MODELAGEM DE CAMPOS ELETROMAGNÉTICOS EM CAVIDADES RESSONANTES PERTURBADAS POR POSTES METÁLICOS

Danilo Di Fábio Bueno¹; Ricardo Caranicola Callefo²; Daniel Chagas do Nascimento³

¹ Aluno de Iniciação Científica do Instituto Mauá de Tecnologia (IMT);

² Professor do Instituto Mauá de Tecnologia (IMT);

³ Professor do Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA).

Resumo. *O presente trabalho trata do estudo de filtros sintonizáveis em tecnologia SIW para operação na faixa de micro-ondas. A partir do desenvolvimento de equações analíticas, as distribuições de campos são previstas e, posteriormente, comparadas com simulações computacionais. Adicionalmente, modifica-se de forma previsível a frequência de ressonância de uma cavidade em tecnologia SIW estudando sua resposta com diferentes perturbações, utilizando uma chave eletrônica para controlar a operação da estrutura passiva.*

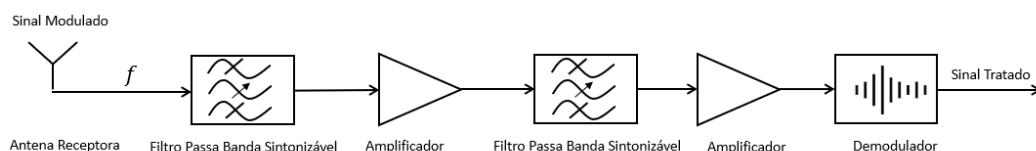
Introdução

As ondas eletromagnéticas começaram a ser estudadas no século XVII, mas só em 1888 que o físico alemão Heinrich Hertz comprovou sua existência. Desde então, diversos foram os estudos a fim de entender o comportamento desse fenômeno e suas possíveis aplicações. Um dos grandes anseios da sociedade científica-industrial era utilizar-se dessa descoberta para promover a comunicação sem fio à distância, resultando no desenvolvimento do rádio em 1920. Assim, devido à crescente necessidade de melhora na comunicação, integrando mais dispositivos e transmitindo maiores quantidades de dados, a área de comunicações evoluiu até as mais recentes infraestruturas de rede 5G.

O 5G visa melhorar a capacidade de transmissão, suportando sistemas MIMO (*Multiple Input Multiple Output*), garantindo menor latência e possibilitando o tráfego de um maior volume de dados. Nesse cenário, surgem inúmeras aplicações para essa tecnologia, como cirurgias remotas, transmissão de realidade virtual para esportes, cidades inteligentes e automação voltada à indústria 4.0.

As faixas de operação do 5G abrangem uma grande quantidade de espectros, estabelecidos com base na aplicação e na regulamentação de cada país. As frequências podem variar desde alguns décimos até algumas dezenas de Gigahertz. Por consequência, com propósito de atender os requisitos de operação em diversas faixas e larguras de banda, tornam-se necessários o estudo e desenvolvimento de circuitos de micro-ondas robustos, confiáveis, de baixas perdas e, especialmente, sintonizáveis. A esquematização básica de um sistema de recepção de sinais pode ser vista na Figura 1.

Figura 1 – Representação básica de um sistema de recepção de sinais transmitidos através do ar



Há várias tecnologias empregadas em circuitos de transmissão e recepção de sinais que operam em altas frequências, porém, nesse contexto, destaca-se a tecnologia *Substrate Integrated Waveguide* (SIW), somando os benefícios dos guias de ondas retangulares com a tecnologia planar. Guias em SIW são desenvolvidos em substratos dielétricos, apresentando

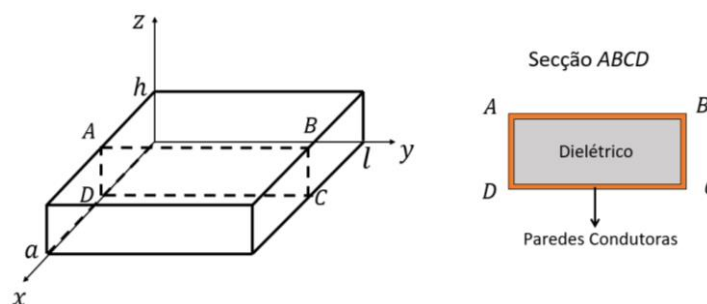
elevado índice de mérito, inferior aos de guias de ondas retangulares, mas superior às linhas de microfita. Contudo, possibilitam baixos custos de produção e facilidade de integração com outras tecnologias planares.

Assim sendo, o presente trabalho anseia contribuir com o atual cenário de desenvolvimento, buscando estudar e modelar filtros de micro-ondas confeccionados em substratos dielétrico de alta frequência. Por meio de simulações e modelos computacionais, ter-se-á um filtro sintonizável que poderá ser utilizado para a recepção de sinais em diversas faixas de frequência, a depender da aplicação.

Materiais e Métodos

Inicialmente, considera-se uma cavidade ressonante ideal, isto é, um material dielétrico cercado por paredes condutoras, ambos os materiais sem perdas. A Figura 2 ilustra a cavidade, mostrando suas dimensões juntamente com o sistema de coordenadas adotado.

Figura 2 - Cavidade pura no sistema de referência



A tecnologia SIW é confeccionada em substratos compostos por um material dielétrico de baixas perdas e duas camadas condutoras de cobre. A fim de aproximar-se do modelo da cavidade retangular em tecnologia de guia de ondas, utilizam-se pinos metálicos uniformemente espaçados, confinando os campos internamente no substrato. Respeitadas as condições apresentadas na Figura 3 (Caleffo, 2021), os pinos atuam do mesmo modo que as paredes metálicas descritas no modelo idealizado. A Figura 4 ilustra o substrato delimitado pelos postes condutores.

Figura 3 - Condições de operação para os postes metálicos

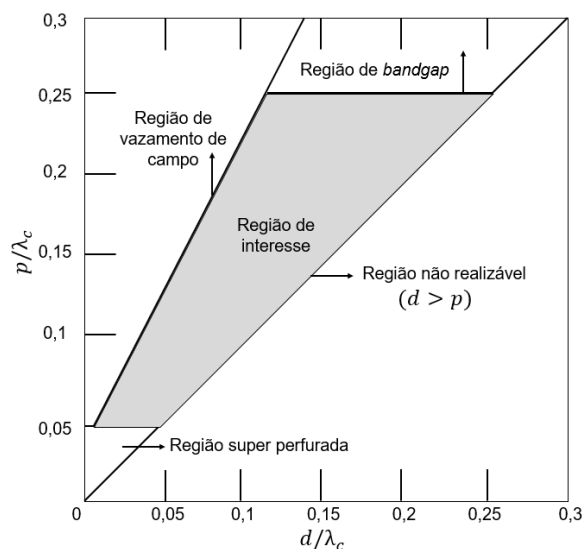
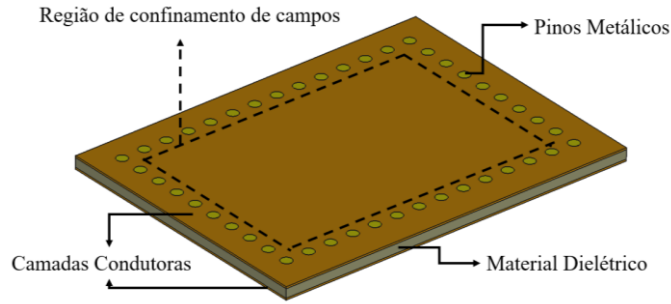


Figura 1 - Substrato delimitado por pinos metálicos



Diante do exposto, o equacionamento para a estrutura mostrada na Figura 4 torna-se o mesmo que para uma cavidade retangular. Porém, devido a presença dos pinos ao invés das paredes contínuas, as dimensões efetivas de operação no plano Oxy tornam-se ligeiramente menores que as físicas, o que, para o equacionamento, pode ser traduzido como uma nova largura efetiva a_e e um novo comprimento efetivo l_e (Caleffo, 2021). Essas dimensões efetivas dependem das dimensões físicas, do diâmetro dos pinos e do espaçamento entre eles, podendo ser calculadas por

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

$$l_e = l - 1,08 \cdot \frac{d^2}{p} + 0,1 \cdot \frac{d^2}{l}. \quad (2)$$

Em guias de ondas SIW, o único modo de propagação possível é o modo TE (transverso elétrico), caracterizado pela ausência de componente de campo elétrico na direção longitudinal, porém com presença de componente de campo magnético nessa direção.

Considerando-se os pinos como condutores ideais, a componente tangencial de campo elétrico nas bordas é nula, de modo que a única componente ocorre na direção do eixo z , podendo ser calculada por (3) (Poazar, 2011 e Oliveira, 2021)

$$E_z(x, y) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} E_{mn} \cdot \psi(x, y), \quad (3)$$

na qual E_{mn} representa a amplitude do campo elétrico transversal, m e n são números naturais representando os modos de operação e $\psi(x, y)$ é uma função de distribuição de campo. A função modal ao longo da superfície dada por

$$\psi(x, y) = \text{sen} \left(\frac{m\pi x}{a_e} \right) \cdot \text{sen} \left(\frac{n\pi y}{l_e} \right). \quad (4)$$

A amplitude do campo é calculada por (Oliveira, 2021)

$$E_{mn} = \frac{j\omega\mu_0 \iint_S J_f \psi^*(x, y) ds}{(k^2 - k_{mn}^2) \iiint_V |\psi^2(x, y)| dV'} \quad (5)$$

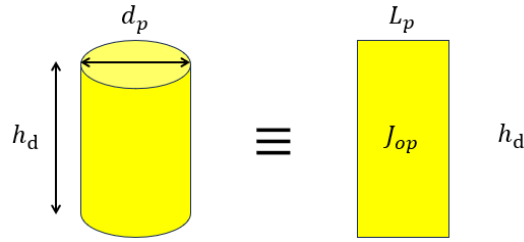
$$k^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon, \quad (6)$$

$$k_{mn}^2 = k_x^2 + k_y^2; k_x = \frac{m\pi}{a_e}, k_y = \frac{n\pi}{l_e}. \quad (7)$$

sendo k o número de onda, ω a frequência angular e k_{mn} o número de onda de corte.

O termo J_f refere-se à densidade de corrente imposta nos pinos. Nesse caso, a densidade é modelada por fitas de corrente centradas em (x_p, y_p) com densidades J_{op} alinhadas com o eixo z , largura L_p na direção de y e altura h_d conforme modelo de fitas apresentado na Figura (5) (Oliveira, 2021).

Figura 5 - Modelo de Fitas de Corrente



Considerando-se P fontes discretas, tem-se

$$J_f = \sum_{p=1}^P J_{f_p}(x, y) \cdot z = \sum_{p=1}^P J_p(y) \cdot \delta(x - x_i)z, \quad (8)$$

$$J_p(y) = \begin{cases} J_{op}, & \text{se } y_p - \frac{L_p}{2} < y \\ J_p(y) = 0, & \text{se não} \end{cases} \quad (9)$$

onde $\delta(x - x_i)$ é o delta de Dirac e J_p a densidade de corrente.

Logo, a partir da Equação (9) e definindo-se o operador $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$, obtém-se

$$E_{mn} = \frac{j\omega\mu_0 \sum_{p=1}^P J_{op} L_p \text{sen}\left(\frac{m\pi x_p}{a_e}\right) \text{sen}\left(\frac{n\pi y_p}{l_e}\right) \text{sinc}\left(\frac{n\pi L_p}{2l_e}\right)}{(\omega^2\mu_0\varepsilon - k_{mn}^2) \iiint_V \Psi^2(x, y) dV}. \quad (10)$$

A integral volumétrica da Equação (10) pode ser expandida por

$$I_V = \iiint_V \psi^2(x, y) dV = \frac{h_d a_e l_e}{4} [1 - \text{sinc}(2n\pi) - \text{sinc}(2m\pi) + \text{sinc}(2m\pi) \text{sen}(2n\pi)], \quad (11)$$

$$I_V = \begin{cases} 0, & \text{se } m = 0 \text{ ou } n = 0 \\ \frac{h_d a_e l_e}{4}, & \text{se } m \neq 0 \text{ e } n \neq 0 \end{cases} \quad (12)$$

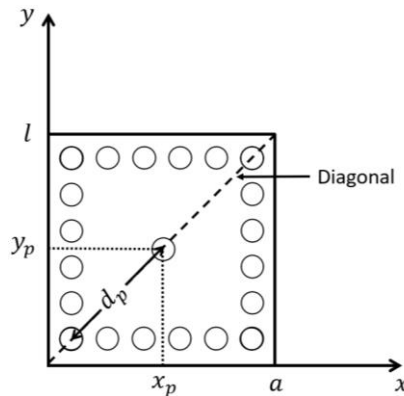
Por fim, considerando-se uma única fonte de corrente, o pino de excitação, o campo será dado por

$$E_z(x, y) = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4j\omega\mu_0 \cdot J_{01}L_1 \text{sen}(k_x x_p) \text{sen}(k_y y_p) \text{sinc}\left(\frac{k_y L_p}{2}\right)}{(k^2 - k_{mn}^2) a_e l_e} \psi(x, y). \quad (13)$$

O conjunto de equações abordado descreve o campo elétrico de uma cavidade SIW composta por um pino metálico de excitação, perturbação por forma.

A partir desse momento, pretende-se perturbar a estrutura adicionando um outro pino metálico em uma posição genérica (x_p, y_p) contida da região de confinamento dos campos eletromagnéticos. A Figura 6 ilustra o ensaio descrito.

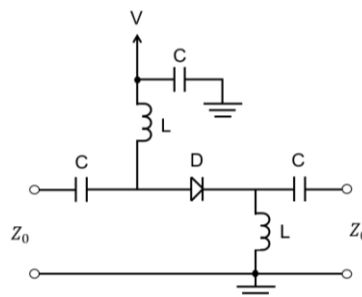
Figura 6 - Cavidade Perturbada por um Poste Metálico



Esse pino é responsável pela conexão das camadas inferior e superior do cobre, influenciando diretamente no funcionamento da estrutura, alterando sua frequência de ressonância. Assim sendo, modificando-se as coordenadas desse pino, pode-se alterar os campos eletromagnéticos da cavidade, constituindo uma espécie de filtro sintonizável.

Entretanto, do ponto de vista de projeto é impossível que um pino possa mover-se livremente em uma estrutura SIW, o que torna necessário a adição um circuito de chaveamento para o pino deslocado. Esse circuito permite controlar a conexão do ponto em questão com o plano de terra, o que permite a inserção de diversos pinos em várias posições cada qual com seu circuito, sendo a combinação dos estados desses circuitos, aberto ou fechado, responsável pela operação da cavidade, constituindo um filtro de produção viável. O circuito em questão pode ser visualizado na Figura 7.

Figura 7 - Circuito de Chaveamento



O elemento responsável pelo chaveamento é o diodo PIN, cujo funcionamento é similar a um diodo comum, porém com um baixíssimo tempo de resposta, permitindo a aplicação em altas frequências. Ao ser polarizado diretamente, o diodo permite o contato do ponto com o plano de terra, alterando os parâmetros da estrutura, já em polarização reversa, o diodo impede o contato entre as camadas de cobre, fazendo com que a estrutura tenha o comportamento

similar ao que teria sem qualquer pino deslocado. Os capacitores bloqueiam a passagem da corrente contínua para a estrutura, limitando-a apenas aos terminais do diodo. Já os indutores impedem a passagem das altas frequência para a fonte de polarização do diodo, evitando possíveis danos na mesma.

Para efeitos de simulação, consideram-se dois modelos equivalentes para o diodo, um diretamente polarizado (Figura 8) e outro reversamente polarizado (Figura 9).

Figura 8 - Circuito Equivalente para o diodo pin em polarização direta

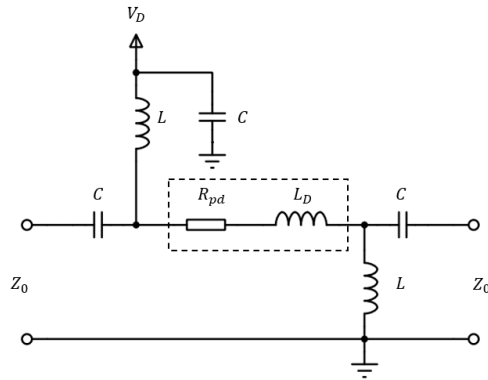
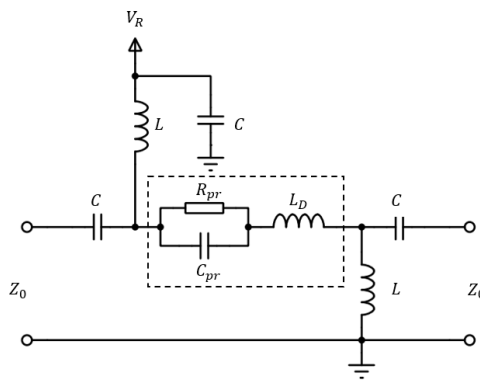


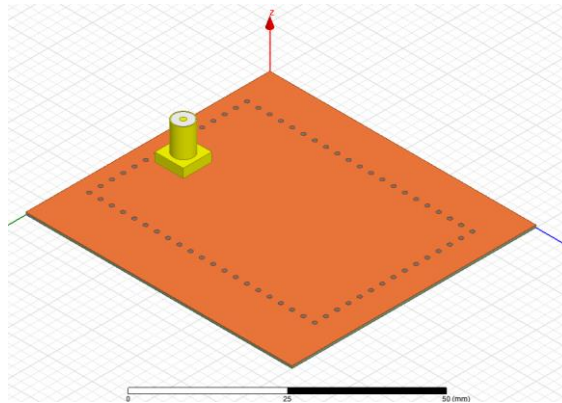
Figura 9 - Circuito Equivalente para o diodo pin em polarização reversa



Resultados e Discussão

A estrutura modelada pode ser vista na Figura 10 e consiste de um substrato comercial Rogers Duroid RT5880 cercado por postes metálicos (cobre) e um conector SMA de 50 Ω .

Figura 10 – Estrutura da cavidade ressonante



A Tabela 1 mostra as grandezas envolvidas.

Tabela 1 - Grandezas Pertinentes à Estrutura

Grandeza	Valor	Unidade
Comprimento da cavidade	55	mm
Largura da Cavidade	60	mm
Espessura do dielétrico	0,508	mm
Altura da camada de cobre	17	μm
Raio dos pinos metálicos	0,45	mm
Passo entre os pinos	2,54	mm
Número de pinos ao longo da direção x	15	adimensional
Número de pinos ao longo da direção y	21	adimensional

A fim de validar o modelo proposto, a distribuição de campo elétrico gerada pela simulação computacional (*Ansys High Frequency Structure Simulator*) é comparada com a prevista no equacionamento. Ambas são apresentadas já normalizadas nas figuras de Figura 11/ Figura 13.

Figura 11 - Comparação Normalizada da Distribuição de Campo Elétrico para o modo TE_{101}

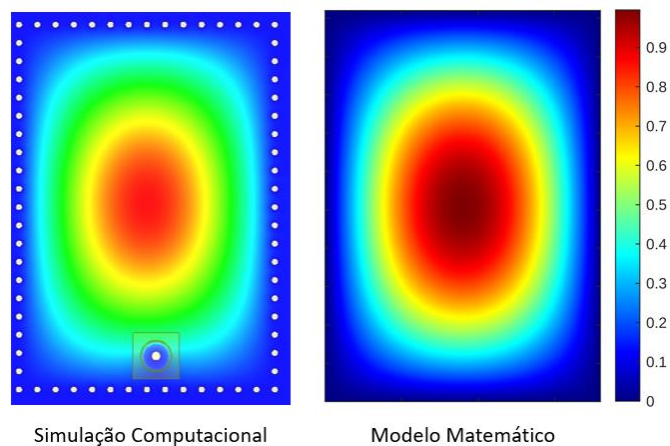


Figura 12 - Comparação Normalizada da Distribuição de Campo Elétrico para o modo TE₂₀₁

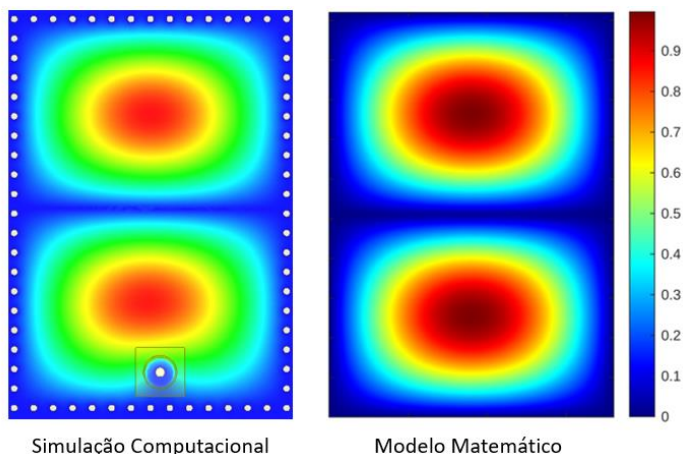
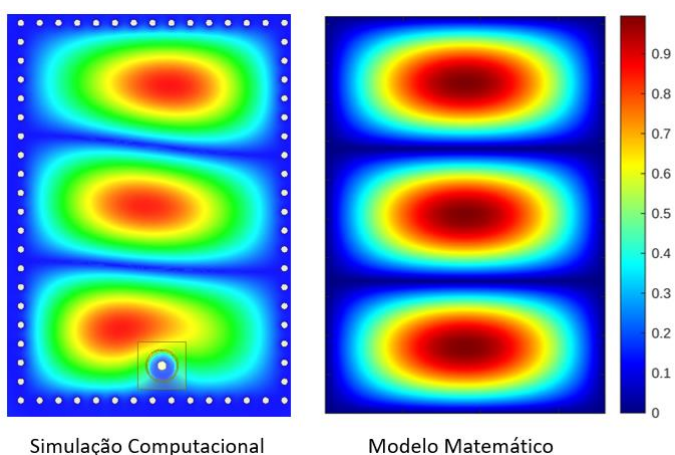
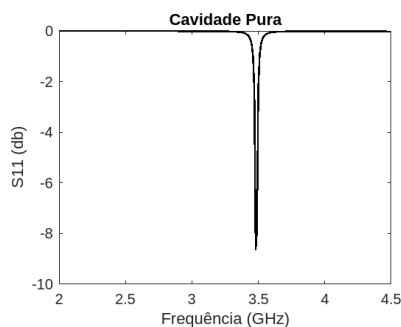


Figura 13 - Comparação Normalizada da Distribuição de Campo Elétrico para o modo TE₂₀₁



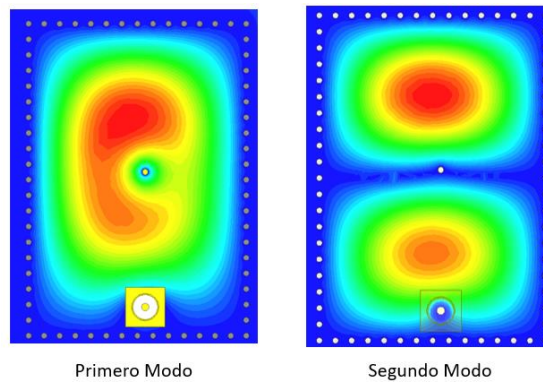
Como pode ser observado, as imagens confirmam as hipóteses que garantem o confinamento dos campos, concentrados na região interna e com valores praticamente nulos na região exterior aos pinos. Também é observável que à medida que a frequência de excitação da cavidade aumenta, o modelo distancia-se da simulação pois o comprimento de onda passa a ser comparável aos espaçamentos e as próprias dimensões dos pinos, desrespeitando as condições impostas na Figura 3, implicando nas distorções que começam a ser observadas na Figura 13. A Figura 14 mostra coeficiente S_{11} (relacionado a reflexão) em função da frequência para a cavidade pura sem perturbação, sua frequência de operação para o primeiro modo é de 3,5 GHz.

Figura 14 – Gráfico da Cavidade Sem Perturbação



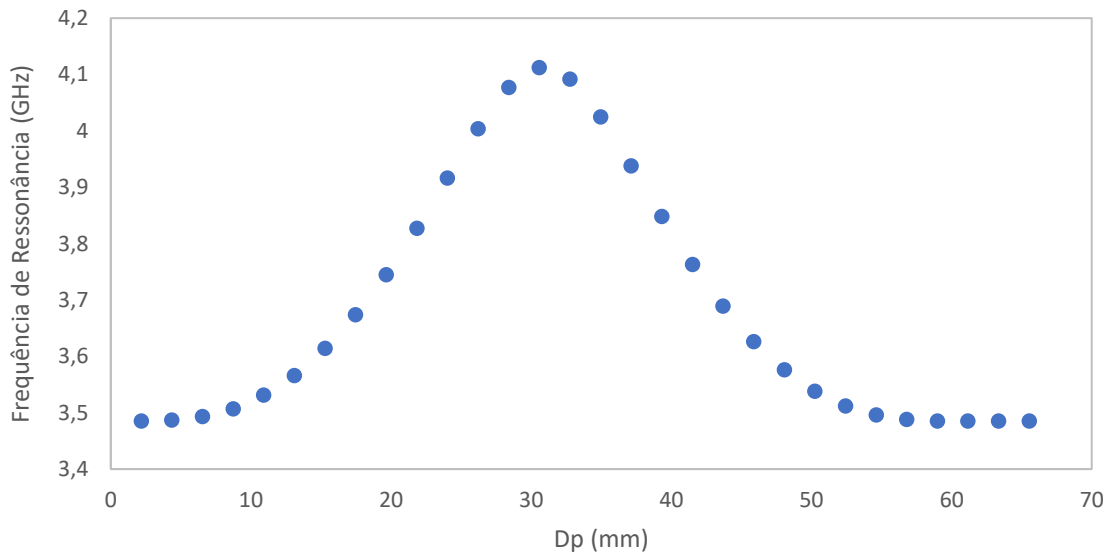
Já a Figura 15 evidencia o efeito da perturbação (poste metálico centralizado) nas distribuições de campo para o primeiro e o segundo modos de operação.

Figura 15 – Efeito perturbação Central na Distribuição de Campo Elétrico para os Dois Primeiros Modos de Operação



Os ensaios da cavidade perturbada com o poste metálico em diversas posições são apresentados na **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e visualizados graficamente na Figura 16.

Figura 16 - Gráfico da Frequência de Ressonância em Função da Posição do Poste Metálico



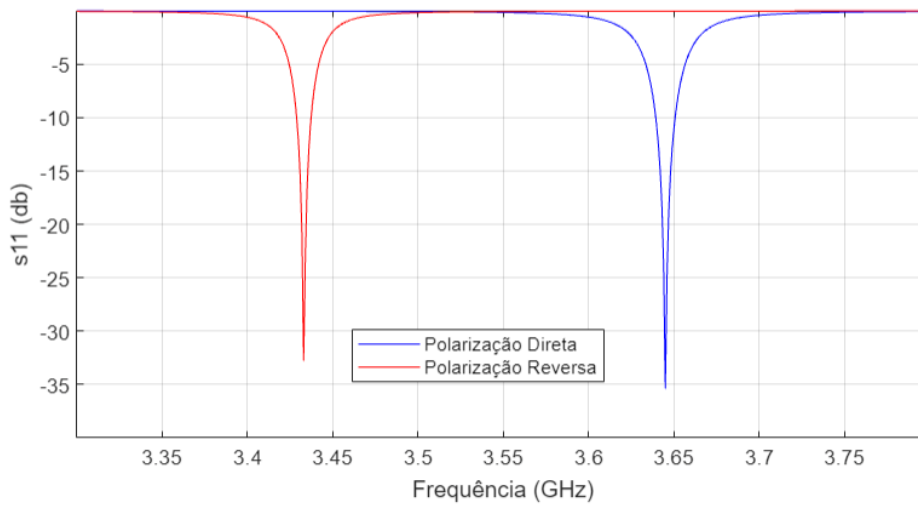
Assim, percebe-se que a frequência de ressonância com o pino nas extremidades é próxima da frequência de operação pura. À medida que o pino se aproxima do centro da estrutura, a frequência aumenta, atingindo o máximo na posição central.

Por fim, os resultados da adição do circuito de chaveamento são apresentados na Figura 17. Em ambos os gráficos, o pino está no centro da cavidade, porém um traço representa a situação de acionamento (diodo diretamente polarizado) enquanto o outro representa o diodo reversamente polarizado (comportamento próximo da cavidade sem perturbação). As informações elétricas dos componentes bem como os valores para os circuitos equivalentes do diodo podem ser encontradas Tabela 2.

Tabela 2 - Grandezas equivalentes para o diodo PIN

Grandeza	Valor	Unidade
Resistência em polarização direta	1,0	Ω
Resistência em polarização reversa	20,0	k Ω
Capacitância em polarização reversa	0,18	pF
Indutância do diodo	0,7	nH

Figura 17 - Resposta da Estrutura de Acordo com o Estado do Circuito de Chaveamento



Conclusão

Por fim, pode-se concluir que o modelamento e as hipóteses adotados para a estrutura SIW mostraram-se coerentes com o problema, resultando em uma distribuição de campo muito próxima do modelo matemático.

Os ensaios também revelaram que a posição do poste metálico influi diretamente no funcionamento da estrutura, podendo ser utilizada para a operação mais conveniente à situação desejada.

Os resultados para o circuito de chaveamento também se mostraram adequados, viabilizando o projeto de um filtro sintonizável para operação na faixa de micro-ondas.

Também vale ressaltar a possibilidade de continuação do presente estudo em cooperação com o Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA).

Referências Bibliográficas

- Caleffo, R. C. (2016). *Estudo e aplicação de guias de ondas integrados ao substrato em frequências de micro-ondas*. Mestrado, Universidade de São Paulo, Escola Politécnica, São Paulo.
- Caleffo, R. C. (2021). *Estruturas passivas sintonizáveis em tecnologia SIW no espectro de micro-ondas*. Universidade de São Paulo, São Paulo.
- Caleffo, R. C., & Correra, F. (2023). Determining a Perturbation Factor to Design Tunable Resonant Cavities in SIW Technology. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications (JMoe)*.
- Microsemi-Watertown. (1998). *The pin diode circuit designers' handbook*. Watertown.
- Oliveira, F. d. (2021). *Técnicas de calibração de phased arrays com antenas de microfita reconfiguráveis*. São José dos Campos.
- Pozar, D. M. (2011). *Microwave engineering* (4° ed.). New York: John Wiley & Sons.
- Sadiku, M. N. (2012). *Elementos de eletromagnetismo* (5° ed.). Porto Alegre: Bookman.