

Filtro de acoplamento cruzado utilizando íris vertical em cavidades SIW

Johnes R. Gonçalves, Yoiz E. Nuñez, Marbey M. Mosso e Glaucio L. Siqueira

Resumo— Este artigo apresenta uma nova estrutura de realizar um acoplamento negativo (ou, acoplamento de natureza elétrica) entre duas cavidades SIW (*Substrate Integrated Waveguide*), uma vez que o acoplamento magnético é tido como acoplamento positivo. Este acoplamento consiste em uma íris vertical utilizando vias metalizadas dispensando a necessidade de realizar fendas ou *slots* nas superfícies do SIW. Para testar o acoplamento, um passo a passo foi desenvolvido para a elaboração de um filtro quase-elíptico de acoplamento cruzado de quarta ordem na banda K com frequência central em 25,2 GHz e FBW de 5,0 % apresentando uma perda de inserção de 1,3 dB na banda passante e uma atenuação abaixo de -25,0 dB na banda de rejeição.

Palavras-Chave— SIW, acoplamento cruzado, acoplamento negativo, banda K, filtro quase-elíptico.

Abstract— This article presents a novel structure for performing a negative coupling (or electrical coupling) between two Substrate Integrated Waveguide (SIW) cavities, since the magnetic coupling is taken as a positive coupling. This coupling consists of a vertical iris using metalized pathways dispensing with the need to make slits or slots on the surfaces of the SIW. To test the coupling, a step-by-step was developed for the elaboration of a fourth-order quasi-elliptic cross-coupling filter in the K band with center frequency of 25.2 GHz and FBW of 5.0 % exhibiting an insertion loss of approximately 1.3 dB in the passband and an attenuation below of -25.0 dB in the rejection band.

Keywords— SIW, cross-coupled, negative coupled, K-band, filter quasi-elliptic.

I. INTRODUÇÃO

Nos últimos anos a tecnologia de guias de onda integrados ao substrato (SIW - *Substrate Integrated Waveguide*) tem ganhado cada vez mais destaque em diversas aplicações em sistemas de telecomunicações onde são desenvolvidos diversos dispositivos [1], como filtros, antenas, amplificadores, entre outros, operando principalmente nas faixas de microondas e ondas milimétricas [2].

Um dispositivo SIW é construído inserindo duas fileiras de vias metalizadas em um substrato planar atuando como as paredes laterais de um guia de onda convencional e conectando as camadas de metal superior e inferior, figura 1(a). Desta maneira, a onda eletromagnética é confinada no substrato permitindo que esses dispositivos apresentem características semelhantes a de guias de onda, como fator de qualidade, mesmo padrão de campo elétrico e magnético, característica de dispersão [3] entre outras. Como as paredes laterais do SIW

Johnes R. Gonçalves, Yoiz E. Nuñez, Marbey M. Mosso e Glaucio L. Siqueira. Centro de Estudos de Telecomunicações, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (CETUC PUC-Rio), Rua Marquês de São Vicente 225 - Ala Kennedy 7º andar, Gávea 22451-900 Rio de Janeiro RJ, Brasil, e-mail: johnes@cetuc.puc-rio.br. Este trabalho foi parcialmente financiado pela CAPES.

possuem *gaps* entre as vias metálicas os modos *TM* (*Transverse Magnetic*) não são permitidos, já que, não existe fluxo de corrente longitudinal. Desta maneira, apenas os modos *TE* (*Transverse Electric*) são permitidos [1], [4].

Como o SIW é construído sobre placas planares o processo de fabricação é baseado em PCB (*Printed Circuit Board*) reduzindo o custo do dispositivo se comparado a um guia de onda convencional, além de permitir que o SIW também integre outros componentes de outras tecnologias na mesma plataforma (substrato) de maneira simplificada [5].

Filtros denominados quase-elípticos ou semielípticos tem como principal característica apenas um par de polos de atenuação localizados em frequências finitas bem estabelecidas [6], [7]. Atuando, assim, entre os modelos Chebyshev e Elíptico. O par de polos de atenuação é obtido através do acoplamento cruzado entre dois pares de ressonadores arranjados de forma não adjacente, onde, enquanto um par é acoplado eletricamente o outro par é acoplado magneticamente [8]. Neste trabalho utilizou-se como ressonadores cavidades integradas ao SIW [9], ilustrado na figura 1(b). O trabalho é organizado da seguinte maneira. Na seção II é descrito como os ressonadores operam e a maneira como eles são arranjados para se obter os fatores de acoplamento magnético e elétrico e o fator de qualidade externo. Na seção III, as características para desenvolvimento do filtro são detalhadas e simuladas. Finalmente, na seção IV o trabalho é concluído.

II. PROJETO DO FILTRO

O primeiro passo para desenvolver o projeto do filtro é estabelecer qual o ressonador será utilizado, bem como suas características. Neste trabalho foi adotado um ressonador representado por uma cavidade integrada ao substrato (Figura 1(b)) operando na frequência fundamental do modo TE_{101} .

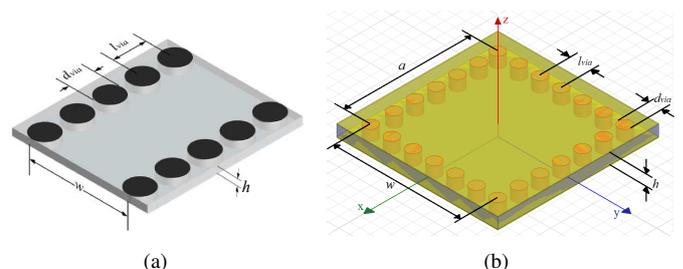


Fig. 1. Estrutura de física. (a) SIW. (b) Cavidade integrada ao SIW.

A frequência de ressonância do primeiro modo é determinada com base em [3], que estabelece uma largura w para o

SIW equivalente a largura w_{ef} de uma cavidade convencional com base na estrutura do SIW,

$$f_{TE_{101}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{w_{ef}}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{a_{ef}}\right)^2}, \quad (1)$$

$$w_{ef} = w - \frac{d_{via}^2}{0,95l_{via}}, \quad a_{ef} = a - \frac{d_{via}^2}{0,95l_{via}}, \quad (2)$$

onde c é a velocidade da luz no vácuo, d_{via} é o diâmetro da via, l_{via} é o espaçamento entre as vias e μ_r e ϵ_r são a permeabilidade e permissividade relativa do substrato, respectivamente.

Utilizando-se o software comercial HFSS (*High Frequency Structure Simulator*) na função *eigenmode* é possível realizar um ajuste fino nos parâmetros da cavidade para alcançar a frequência de ressonância desejada.

Uma das maneiras de realizar o acoplamento entre duas cavidades é através da inserção de uma íris entre as duas cavidades. Neste trabalho as íris são compostas de vias arranjadas de tal maneira para conseguir um acoplamento magnético ou elétrico seja predominante e controlável.

A. Acoplamento magnético

Para realizar o acoplamento magnético, como apresentado na figura 2, uma íris horizontal constituída por vias metalizadas é inserida entre as duas cavidades de forma que sua abertura é controlada pelo parâmetro s [10]. As cavidades também estão sendo alimentadas por duas linhas de microfita de largura w_s e comprimento l_s conectadas as cavidades por meio de *gaps* de largura e comprimento w_g e l_g , respectivamente.

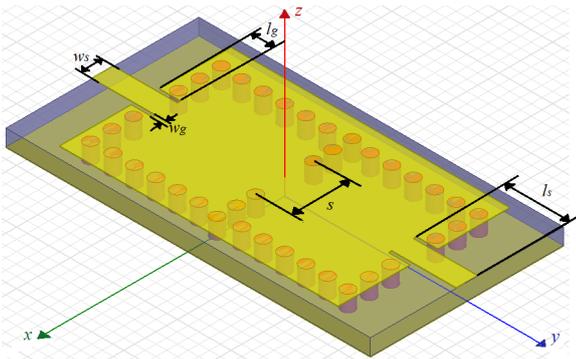


Fig. 2. Estrutura para simular acoplamento magnético.

O fator de acoplamento magnético é determinado através da seguinte equação [11]:

$$k = \pm \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2}, \quad (3)$$

em que f_{p1}^2 e f_{p2}^2 são os dois picos de frequência extraídos do gráfico do parâmetro S_{21} apresentado na figura 3. Nota-se, que enquanto a frequência superior permanece fixa, a frequência inferior diminui à medida que a abertura s aumenta.

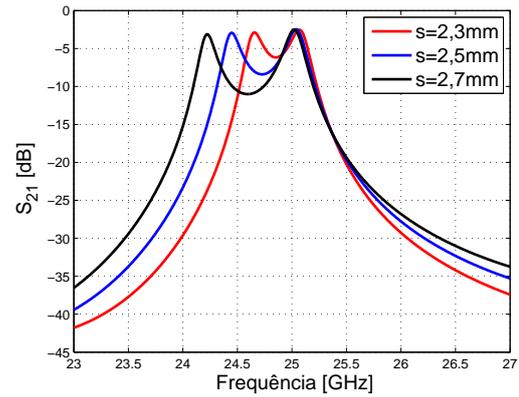


Fig. 3. Simulação do parâmetro S_{21} para diferentes valores de s . Parâmetros utilizados $w_s=1,0$ mm, $w_g=0,15$ mm, $l_s=3,0$ mm, $l_g=1,0$ mm.

Na figura 4 estão ilustrados a distribuição de campo magnético no interior do substrato para as duas frequências de ressonância, inferior e superior, respectivamente. Pode-se notar que o sentido do campo magnético é oposto na região de acoplamento para frequência inferior, enquanto tem o mesmo sentido na frequência superior.

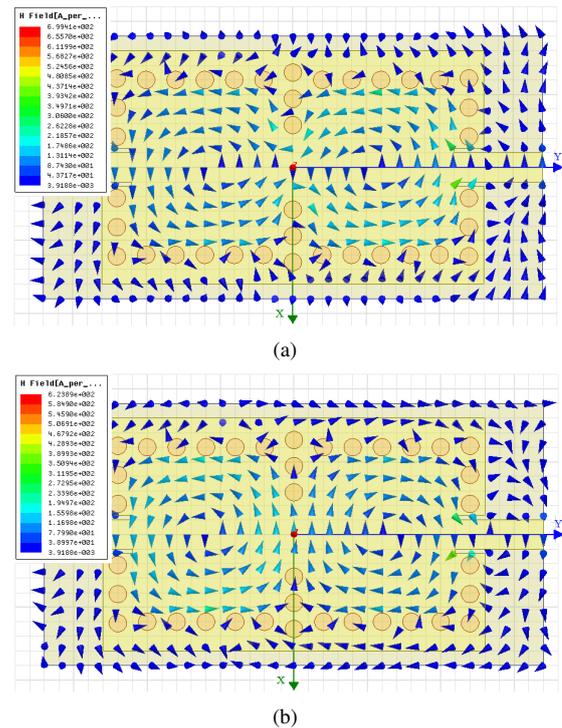


Fig. 4. Distribuição de campo magnético. (a) Frequência inferior. (b) Frequência superior.

O gráfico do coeficiente de acoplamento magnético entre as duas cavidades SIW está apresentado na figura 5.

B. Acoplamento elétrico

O acoplamento elétrico é realizado utilizando íris vertical, ilustrado na figura 6. Neste caso, duas fileiras de vias metalizadas e separadas por uma distância d acoplam as duas

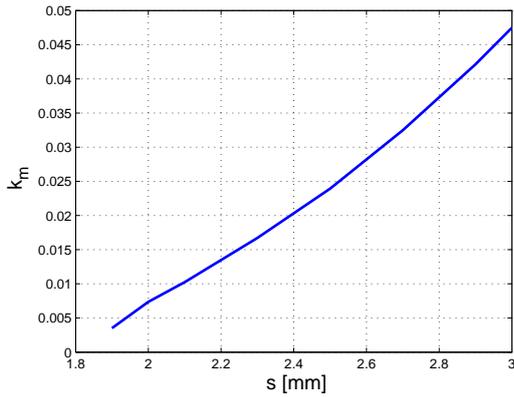


Fig. 5. Fator de acoplamento magnético.

cavidades SIW [9]. A vantagem dessa estrutura é que ela dispensa a necessidade de utilizar ranhuras (*slots*) nas camadas superior e/ou inferior do SIW, evitando perdas por vazamento e radiação. De forma semelhante ao acoplamento magnético, a estrutura é simulada para diversos valores de d e cada pico de frequência encontrado nas simulações do parâmetro S_{21} , figura 7, é aplicado na equação (3) para obter o coeficiente de acoplamento elétrico.

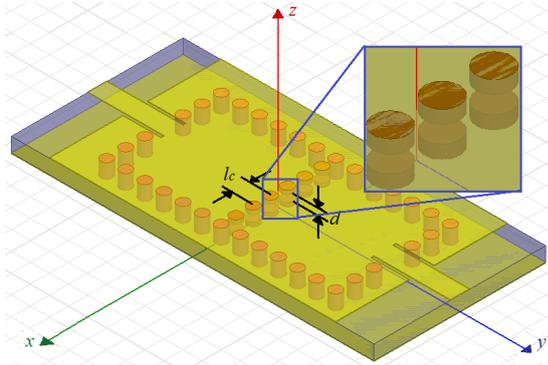


Fig. 6. Estrutura para simular o fator de acoplamento elétrico.

Neste caso, a frequência inferior permanece fixa, enquanto que a frequência superior aumenta a medida que d aumenta, consequentemente o coeficiente de acoplamento também aumenta como pode ser visualizado na figura 8. Analisando-se a distribuição do campo magnético na região de acoplamento, ver figura 9, percebe-se que na frequência de ressonância inferior o campo possui o mesmo sentido, enquanto que na frequência de ressonância superior o campo tem sentido oposto.

Para confirmar se essa estrutura de irises vertical apresenta um acoplamento de natureza elétrica, pode-se, também, analisar o campo elétrico no interior do substrato. Na figura 10 está ilustrado a intensidade do campo elétrico no interior das cavidades, nota-se que na frequência de ressonância inferior a maior concentração de campo elétrico é no interior da cavidade se comparado com a região de acoplamento. Em contrapartida, na frequência de ressonância superior o campo elétrico está fortemente concentrado na região de acoplamento, assim,

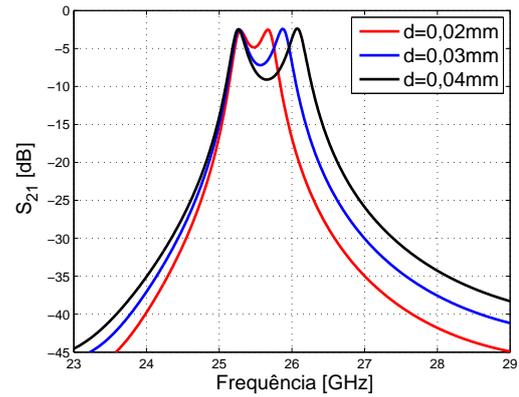
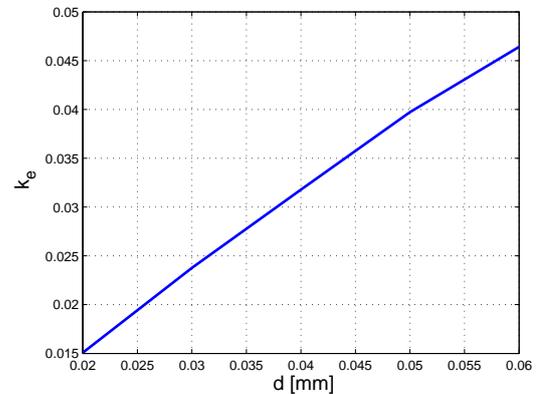

 Fig. 7. Simulação do parâmetro S_{21} para diferentes valores de d . Foram utilizados os mesmos parâmetros da simulação do acoplamento magnético e $l_c=0,9$ mm


Fig. 8. Fator de acoplamento elétrico.

como foi mencionado anteriormente, ao alterar a distância d a frequência de ressonância é alterada, e ainda, o campo elétrico na região também é alterado permitindo que haja um acoplamento elétrico entre as cavidades SIW.

C. Fator de qualidade externo

Para determinar o fator de qualidade externo Q_e da cavidade SIW, é utilizado a estrutura disposta na figura 11, onde uma microlinha de largura w_s é conectada a cavidade através de *gaps* de comprimento l_g e largura w_g para encontrar a curva do atraso de grupo $\tau_{S_{11}}$. Em seguida, o fator de qualidade externo é encontrado através da equação [11]:

$$Q_e = \frac{\omega_0 \cdot \tau_{S_{11}}(\omega_0)}{4}, \quad (4)$$

onde ω_0 é a frequência em que o atraso de grupo é máximo. Na figura 11, está ilustrado o fator de qualidade externo versus o comprimento do *gap* l_g .

III. DESENVOLVIMENTO DO FILTRO

Para verificar o desempenho do acoplamento elétrico, é desenvolvido um filtro de quarta ordem quase-elíptica, onde

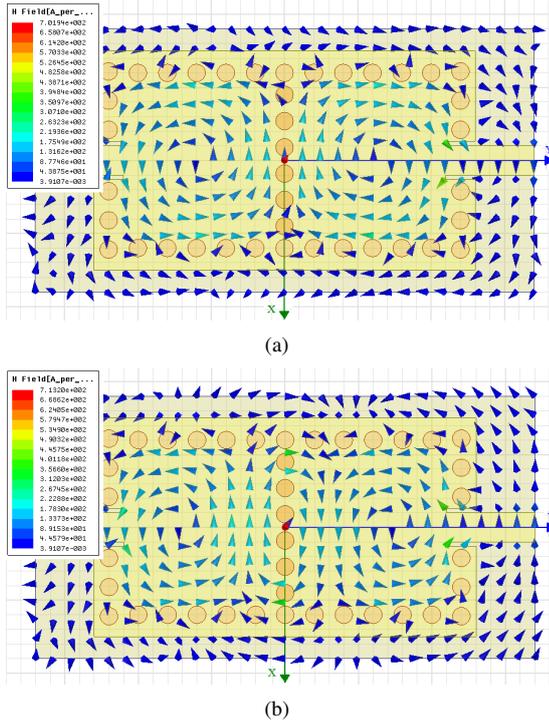


Fig. 9. Distribuição de campo magnético. (a) Frequência inferior. (b) Frequência superior.

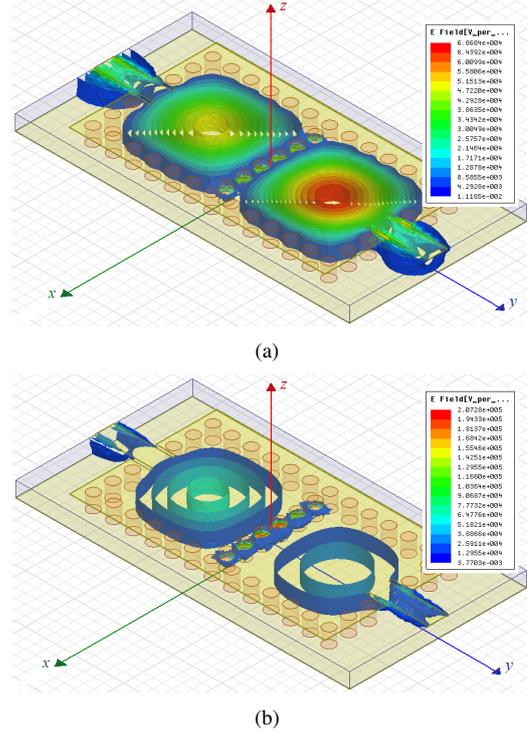


Fig. 10. Intensidade de campo elétrico. (a) Frequência inferior. (b) Frequência superior.

o par de polos de atenuação é realizado através de acoplamento cruzado. A estrutura do filtro é apresentada na figura 12, onde quatro ressonadores são arranjados de tal maneira que os ressonadores 2 e 3 estão acoplados eletricamente (linha vermelha tracejada $M_{2,3}$) os ressonadores 1 e 4 estão acoplados magneticamente (linha vermelha contínua $M_{1,4}$), realizando, assim, o acoplamento cruzado. Por motivo de praticidade os acoplamentos entre os ressonadores 1 e 2 e 3 e 4 (linhas preta $M_{1,2}$ e $M_{3,4}$) são de natureza magnética. O filtro é alimentado por duas microlinhas idênticas que devido a simetria da estrutura faz com que o fator de qualidade externo de entrada Q_{ei} seja igual ao fator de qualidade externo de saída Q_{eo} .

O filtro é desenvolvido para operar na frequência central $f_0 = 25,20$ GHz, largura de banda fracionária $FBW=5,0\%$ (*Fractionary Bandwidth*), perda de retorno na banda passante de -20 dB e banda de rejeição abaixo de -30 dB. Para sintetizar as características do filtro são estabelecidos três passos até determinar a matriz de acoplamento.

O primeiro passo é estabelecido por meio da otimização da função de transferência do filtro apresentada em [7]. Neste trabalho a posição do par de polos de atenuação é dada em $\Omega_a = \pm 1,9$.

O segundo passo é calcular os componentes do protótipo passa baixa do filtro, que podem ser encontrados a partir de tabelas pré-estabelecidas ou das equações originais em [11].

O terceiro passo é utilizar os valores dos componentes do protótipo passa baixa para calcular a matriz de acoplamentos através das seguintes equações [11]:

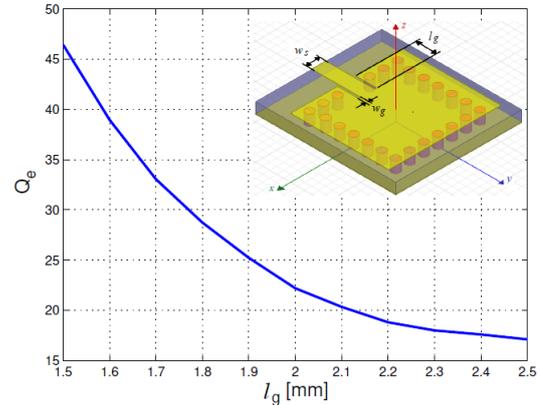


Fig. 11. Fator de qualidade externo. Parâmetros utilizados $w_s = 1,0$ mm e $w_g = 0,15$ mm.

$$Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_1}{FBW},$$

$$M_{s,s+1} = M_{n-s,n-s+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_s g_{s+1}}}, \quad \text{para } s = 1 \text{ até } m-1$$

$$M_{m,m+1} = \frac{FBW \cdot J_m}{g_m},$$

$$M_{m-1,m+2} = \frac{FBW \cdot J_{m-1}}{g_{m-1}},$$

(5)

em que $m = n/2$ e n é a ordem do filtro, J_m e J_{m-1} são inversores de admitância e g 's são capacitores do protótipo passa-baixa. Na tabela I estão listados os valores para cada

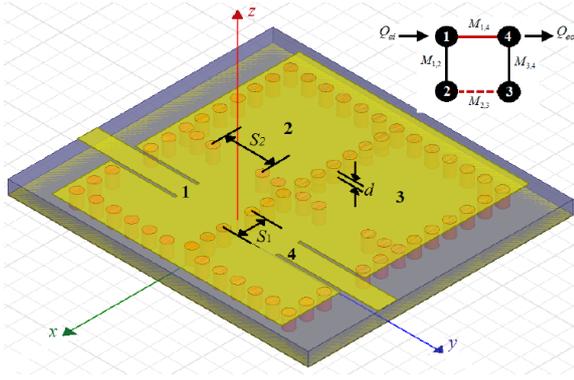


Fig. 12. Estrutura do filtro de quarta ordem quase-elíptico em termos dos parâmetros físicos e dos fatores de acoplamento.

acoplamento e o fator de qualidade externo.

TABELA I

VALORES CALCULADOS PARA O FATOR DE QUALIDADE E OS COEFICIENTES DE ACOPLAMENTO, PARA FBW=5,0 % E $\Omega_a = \pm 1,9$.

| $Q_{ei} = Q_{eo}$ | $M_{1,2} = M_{3,4}$ | $M_{2,3}$ | $M_{1,4}$ |
|-------------------|---------------------|-----------|-----------|
| 23,9230 | 0,0346 | -0,0310 | 0,0077 |

Os parâmetros físicos do filtro são inicialmente ajustados de acordo com as curvas dos coeficientes de acoplamento e fator de qualidade externo apresentadas nas figuras 5, 8 e 11, respectivamente. A estrutura é, então, simulada e otimizada no software HFSS, onde o resultado é apresentado na figura 13 junto com os valores finais de cada parâmetro que foram utilizados. Todas as simulações foram realizadas utilizando substrato Rogers RT/Duroid 5880 com permissividade elétrica $\epsilon_r=2,2$, espessura $h=0,787$ mm e tangente de perdas $\tan \delta=0,0009$. A resposta ideal extraída do protótipo passa baixa é simulada no software comercial ANSYS Designer e também está ilustrada na figura 13.

O resultado simulado no HFSS apresentou uma banda de passagem de 24,70 até 25,80 GHz centralizado em 25,20 GHz com perda de inserção de aproximadamente 1,2 dB devido, principalmente, a perdas no condutor e no dielétrico. A banda de rejeição inferior ficou abaixo de -30 dB, enquanto que a banda de rejeição superior ficou a baixo de -27 dB. A perda de retorno na banda passante ficou a baixo de -23 dB.

IV. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentado uma solução para realização de acoplamento negativo utilizando a tecnologia SIW. Desta maneira, duas cavidades integradas ao substrato foram acopladas por meio de uma íris vertical composta por duas fileiras de vias metalizadas evitando a utilização de slots que acarretariam em perdas por radiação. Uma rotina detalhada foi estabelecida para o desenvolvimento de um filtro de acoplamento cruzado para testar o funcionamento do acoplamento negativo. A simulação do filtro projetado para operar na banda K obteve uma boa concordância com o modelo ideal, com frequência central de 25,2 GHz e FBW de 4,37%, ou seja, um erro percentual de 12,6% se comparado ao modelo ideal.

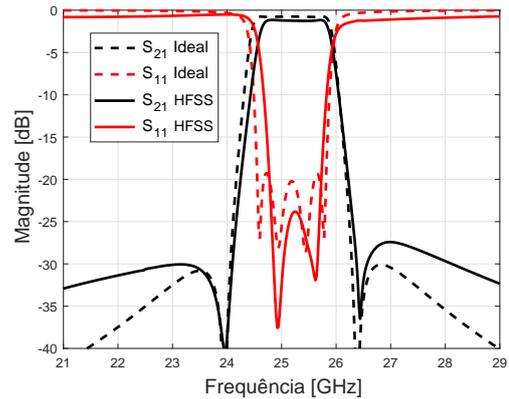


Fig. 13. Resposta ideal do modelo quase-elíptico e resultado simulado no HFSS. Todos os parâmetros utilizados estão em milímetros: $w_s=1,09$, $w_g=0,15$, $l_s=4,33$, $l_{via}=1,0$, $d_{via}=0,6$, $S_1=1,74$, $S_2=2,84$, $d=0,033$.

Apesar deste trabalho não apresentar o protótipo construído, outros trabalhos adicionais estão em progresso explorando esse acoplamento em novos dispositivos e maneiras de otimizar a construção do modelo.

AGRADECIMENTOS

Os autores do trabalho agradecem ao Centro de Estudos em Telecomunicações, a Sociedade Brasileira de Metamateriais (SBMeta) e ao suporte financeiro fornecido pelo CNPq.

REFERÊNCIAS

- [1] Bozzi, Maurizio, Anthimos Georgiadis, and Kaijie Wu. "Review of substrate integrated waveguide circuits and antennas." IET Microwaves, Antennas & Propagation 5.8 (2011): 909-920.
- [2] Chen, Xiao-Ping, and Ke Wu. "Substrate integrated waveguide filter: Basic design rules and fundamental structure features." IEEE Microwave magazine 15.5 (2014): 108-116.
- [3] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, and G. Conciauro, "Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide." IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 12, no. 2, pp. 333-335, Feb. 2002.
- [4] Xu, Feng, and Ke Wu. "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide." IEEE Transactions on microwave theory and techniques 53.1 (2005): 66-73.
- [5] Wu, K. "Towards system-on-substrate approach for future millimeterwave and photonic wireless applications". Proc. Asia-Pacific Microwave Conf., 2006.
- [6] R. Levy, "Filters with single transmission zeros at real and imaginary frequencies," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-24, pp. 172-181, Apr. 1976.
- [7] Hong, Jia-Sheng, and Michael J. Lancaster. "Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies." IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 48.7 (2000): 1098-1107.
- [8] Hong, Jia-Sheng, and Michael J. Lancaster. "Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters." IEEE Transactions on Microwave theory and Techniques 44.11 (1996): 2099-2109.
- [9] Johnes R. Goncalves. "Análise e síntese de filtros de acoplamento cruzado utilizando cavidades integradas em substratos para banda K". Dissertação de Mestrado Pós-graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Técnico Científico da PUC-Rio (2018).
- [10] Skaik, Talal F. "Synthesis of coupled resonator circuits with multiple outputs using coupling matrix optimization." Thesis, School of Electronic, Electrical and Computer Engineering, The University of Birmingham (2011).
- [11] Hong, Jia-Sheng, and Michael J. Lancaster. Microstrip filters for RF/microwave applications. Vol. 64. New York: Wiley, 2001.