

Novo Casador de Impedâncias de Duas Bandas Utilizando *Stubs* e Estruturas Periódicas

Anna Gabrielle Sahú e Marcos Sergio Gonçalves

Resumo— Este artigo apresenta um novo casador de impedâncias de banda dupla. A metodologia proposta baseia-se na tradicional técnica de casamento de impedância com *stubs*, utilizando um *stub* em cada faixa de frequência. Com a finalidade de manter o isolamento entre ambos nas correspondentes faixas de frequências, estruturas periódicas são incorporadas ao longo de suas extensões gerando bandas eletromagnéticas proibidas. Desta forma, os *stubs* atuam no casamento de impedâncias de forma independente.

Palavras-Chave— Banda dupla, casamento de impedância, *stub*, região de banda proibida.

Abstract— This article shows a novel dual-band impedance matching. The proposed methodology is based on the traditional impedance matching with *stubs* using one *stub* at each frequency band. To ensure the isolation between them, periodic electromagnetic band gap structures are incorporate throughout their extensions. In this way, the *stubs* act in the impedance matching independently.

Keywords— Dual-band, impedance matching, *stub*, electromagnetic band gap.

I. INTRODUÇÃO

Casadores de impedância são elementos fundamentais em sistemas de telecomunicações, pois garantem a máxima transferência de potência entre dois circuitos com diferentes impedâncias. Em circuitos de micro-ondas que operam em uma única banda de frequências e de faixa estreita, uma das formas mais conhecidas para o casamento de impedâncias é o uso da técnica de *stub* [1, 2]. *Stubs* são desenvolvidos a partir de linhas de transmissão ou guias de ondas e, em geral, são facilmente conectados aos dispositivos. Podem ser utilizados com cargas complexas e apresentam bom desempenho no casamento de impedâncias.

Com o advento dos sistemas de telecomunicações que operam em duas bandas de frequências, novas técnicas para o casamento de impedâncias de duas bandas estão sendo desenvolvidas. Geralmente, a ideia básica dessas técnicas é o uso de transformadores de impedâncias que foi introduzido por Chow and Wan [3]. Nesse trabalho pioneiro, desenvolveu-se um transformador que opera na frequência fundamental e na frequência da primeira harmônica para o uso em sistemas com cargas reais e iguais. Manzon demonstrou que um transformador de duas seções pode ser utilizado para o casamento de impedâncias resistivas em duas frequências arbitrárias [4]. Sophocles propôs transformadores de duas seções com resposta Chebyshev [5]. Wu demonstrou teoricamente a possibilidade do uso de transformadores de duas seções para o casamento de impedâncias com cargas

complexas e arbitrárias [6]. Colantonio *et alii* desenvolveram uma técnica que transformam impedâncias complexas em reais através do uso de *stubs* em curto e o casamento de impedâncias é realizado através de um transformador de duas seções [7]. Outras técnicas tais como transformadores do tipo T, π e utilizando linha de transmissão coplanares também foram desenvolvidas [8-11].

Este artigo apresenta uma nova metodologia para o casamento de impedâncias de duas bandas utilizando apenas *stubs*. Como consequência, esta técnica permite manter as mesmas características do tradicional casamento de impedâncias com um único *stub*. Os *stubs* desenvolvidos para esta finalidade incorporam estruturas periódicas que geram bandas eletromagnéticas proibidas. As bandas proibidas são definidas de forma a permitir que cada *stub* atue em sua correspondente banda de frequências e a isolá-los da estrutura responsável pelo guiamento de onda eletromagnética na banda de frequências em que não atuam. Para avaliar o desempenho do casador de impedância proposto, duas aplicações nas faixas de frequência de 2,4 GHz e 5 GHz e 2,3 GHz e 3,5 GHz são apresentadas.

II. ARQUITETURA DO CASADOR DE IMPEDÂNCIAS

A Figura 1 ilustra o *stub* proposto para o casador de impedâncias feito a partir de microfitas. Como pode ser observado por esta figura, há a incorporação de uma estrutura periódica de uma dimensão ao longo do *stub*. Esta estrutura periódica é formada por microfitas de diferentes impedâncias características. A figura também exibe o modelo elétrico equivalente de uma célula unitária. Na figura, d é o comprimento da célula, l_{stub} é o comprimento do *stub* e Z_{01} e Z_{02} são as impedâncias características da microfita 1 e microfita 2, respectivamente, que formam a estrutura periódica. A impedância característica da estrutura periódica pode ser aproximada pela média geométrica de Z_{01} e Z_{02} [2, 12].

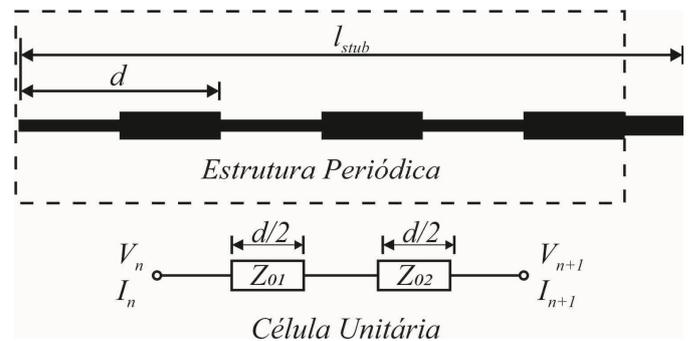


Fig. 1. *Stub* proposto para o casador de impedâncias de duas bandas.

A Figura 2 ilustra a composição do casador de impedâncias proposto. Supondo que as frequências de operação sejam f_1 e f_2 e que a carga possui impedância Z_1 na frequência f_1 e Z_2 na frequência f_2 . Nesta consideração, o *stub* 1 será projetado para o casamento da carga Z_1 com a microfita. Porém na frequência f_2 , o *stub* 1 deve ficar isolado dessa microfita, permitindo que o *stub* 2 realize o casamento de Z_2 . Desta forma, a estrutura periódica associada ao *stub* 1 deve criar uma região de banda proibida na frequência f_2 . No caso do *stub* 2, para isolá-lo da microfita em f_1 , a estrutura periódica deve ser projetada para criar uma região de banda proibida nessa frequência. A modelagem das estruturas periódicas será apresentada a seguir.

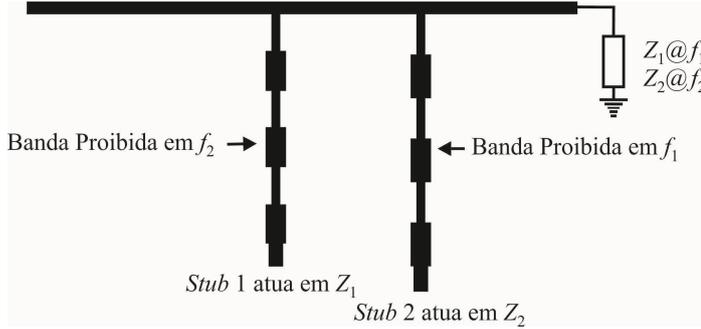


Fig. 2. Arquitetura do casador de impedâncias de duas bandas.

III. ESTRUTURAS PERIÓDICAS

A célula unitária das estruturas periódicas é formada por duas microfitas com diferentes impedâncias características, conforme o modelo elétrico equivalente apresentado na Figura 1. As reflexões da onda eletromagnética que ocorrem entre estas microfitas podem promover a formação das regiões de banda proibidas. Com a finalidade de criar uma modelagem para determiná-las, as matrizes $ABCD$ para linhas de transmissão sem perdas serão utilizadas. As matrizes $ABCD$ são dadas por:

$$[ABCD]_i = \begin{bmatrix} \cos(\beta_i d/2) & jZ_{0i} \sin(\beta_i d/2) \\ \frac{j \sin(\beta_i d/2)}{Z_{0i}} & \cos(\beta_i d/2) \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Onde $i=1$ para a primeira microfita e $i=2$ para a segunda microfita e β_i é a constante de fase efetiva de cada microfita e pode ser determinada conforme descrito em [1, 2]. A matriz transmissão para uma célula unitária é dada por $[M_T] = [ABCD]_1 \cdot [ABCD]_2$. Portanto, a relação entre as variáveis de entrada (V_n e I_n) e as variáveis de saída (V_{n+1} e I_{n+1}) é dada por:

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = [M_T] \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

A matriz transmissão M_T é dada por:

$$M_T(1,1) = \cos\left(\beta_1 \frac{d}{2}\right) \cos\left(\beta_2 \frac{d}{2}\right) - \frac{Z_{01}}{Z_{02}} \sin\left(\beta_1 \frac{d}{2}\right) \sin\left(\beta_2 \frac{d}{2}\right)$$

$$M_T(1,2) = jZ_{01} \cos\left(\beta_2 \frac{d}{2}\right) \sin\left(\beta_1 \frac{d}{2}\right) + jZ_{02} \cos\left(\beta_1 \frac{d}{2}\right) \sin\left(\beta_2 \frac{d}{2}\right),$$

$$M_T(2,1) = j \frac{1}{Z_{01}} \cos\left(\beta_2 \frac{d}{2}\right) \sin\left(\beta_1 \frac{d}{2}\right) + j \frac{1}{Z_{02}} \cos\left(\beta_1 \frac{d}{2}\right) \sin\left(\beta_2 \frac{d}{2}\right) e$$

$$M_T(2,2) = \cos\left(\beta_1 \frac{d}{2}\right) \cos\left(\beta_2 \frac{d}{2}\right) - \frac{Z_{02}}{Z_{01}} \sin\left(\beta_1 \frac{d}{2}\right) \sin\left(\beta_2 \frac{d}{2}\right).$$

Levando-se em consideração as condições de contorno periódicas, é possível escrever que $V_{n+1} = V_n e^{-\beta_{ef} d}$ e $I_{n+1} = I_n e^{-\beta_{ef} d}$, onde β_{ef} é a constante de fase efetiva da célula unitária. Ainda, pode-se escrever que:

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{\beta_{ef} d} & 0 \\ 0 & e^{\beta_{ef} d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Substituindo (3) em (2), tem-se:

$$\left\{ [M_T] - \begin{bmatrix} e^{\beta_{ef} d} & 0 \\ 0 & e^{\beta_{ef} d} \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = 0. \quad (4)$$

A equação (4) é um sistema linear de equações homogêneo. A solução não nula para V_{n+1} e I_{n+1} existe apenas se o determinante da matriz do primeiro termo de (4) for nulo, ou seja:

$$\begin{vmatrix} M_T(1,1) - e^{\beta_{ef} d} & M_T(1,2) \\ M_T(2,1) & M_T(2,2) - e^{\beta_{ef} d} \end{vmatrix} = 0. \quad (5)$$

O resultado de (5) para β_{ef} é dado por:

$$\cos(\beta_{ef} d) = \frac{\cos(\beta_1 d/2) \cos(\beta_2 d/2) - \frac{Z_{01} \sin(\beta_1 d/2) \sin(\beta_2 d/2)}{2Z_{02}}}{\frac{Z_{02} \sin(\beta_1 d/2) \sin(\beta_2 d/2)}{2Z_{01}}}. \quad (6)$$

Para uma dada frequência, determina-se β_1 e β_2 e, através de (6), determina-se β_{ef} . Para exemplificar, serão consideradas duas estruturas periódicas em que $Z_{01} = 71 \Omega$ e $Z_{02} = 35 \Omega$. A impedância característica da estrutura periódica é aproximada por $\sqrt{Z_{01} Z_{02}} = 50 \Omega$. A Figura 3, obtida de (6), mostra a curva β_{ef} em função da frequência. Neste caso, escolheu-se $d = 35$ mm para que ocorra a formação de uma banda proibida na frequência de 2,4 GHz. A faixa de frequência obtida varia de 1,8 GHz a 2,9 GHz. Para o segundo exemplo, manteve-se os valores de Z_{01} e Z_{02} e alterou-se o valor de d para 16,75 mm para a formação de uma banda proibida na frequência de 5

GHz. A Figura 4 mostra a curva de dispersão em função da frequência. Pode-se observar que houve a formação de uma banda proibida de 3,8 GHz até 6,0 GHz.

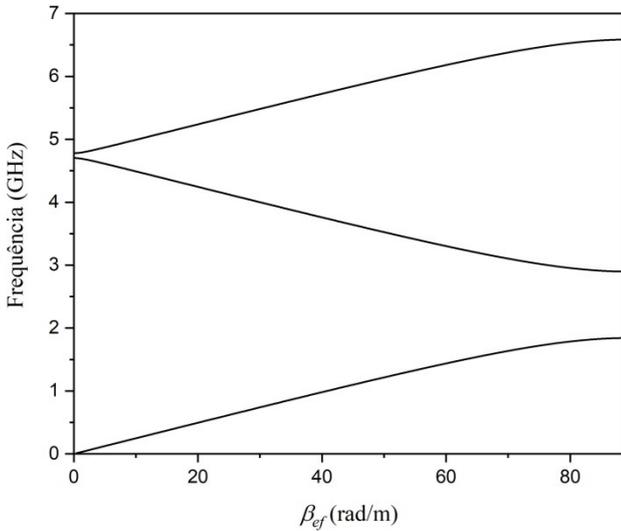


Fig. 3. Curva de dispersão β_{ef} em função da frequência para $Z_{01} = 71 \Omega$, $Z_{02} = 35 \Omega$ e $d = 35$ mm.

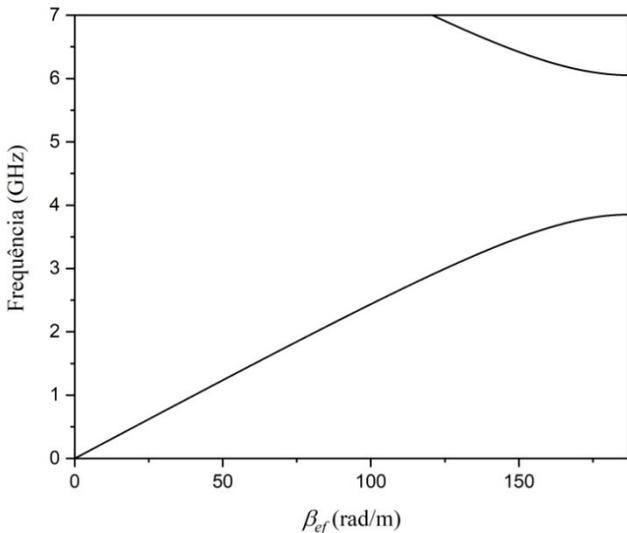


Fig. 4. Curva de dispersão β_{ef} em função da frequência para $Z_{01} = 71 \Omega$, $Z_{02} = 35 \Omega$ e $d = 16,75$ mm.

Com a finalidade de realizar a validação de (6), a Figura 5 mostra os resultados para os parâmetros $|S_{11}|$ e $|S_{21}|$ obtidos pelo programa computacional HFSS da Ansoft. Para esta simulação, empregou-se uma estrutura periódica de 4 células. O material utilizado foi o FR4 com permissividade elétrica relativa de 4,3 e tangente de perdas de 0,018. A altura do substrato foi de 1,58 mm. A largura das trilhas foi de 5,31 mm para a trilha com impedância característica de 35Ω e 1,6 mm para a trilha com impedância característica de 71Ω . Comparando os resultados de transmissão e reflexão da Figura 5 com as curvas apresentadas na Figura 3, pode-se observar uma boa concordância para a faixa de frequências de 1,8 GHz até 2,9 GHz que forma a região de banda proibida.

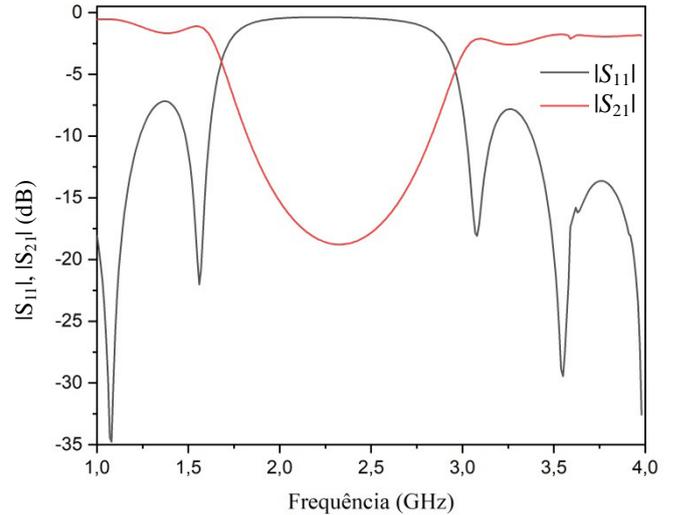


Fig. 5. Parâmetros $|S_{11}|$ e $|S_{21}|$ para $Z_{01} = 71 \Omega$, $Z_{02} = 35 \Omega$ e $d = 35$ mm.

Um *stub* desenvolvido a partir de uma estrutura periódica que apresenta os resultados ilustrados na Figura 5 deve estar isolado do sistema guiamento da onda na faixa de frequência da banda proibida e realizar o casamento de impedâncias em outra faixa de frequências. Para verificar este isolamento, o próximo resultado numérico considerou a estrutura periódica conectada em paralelo com uma microfita com impedância característica de 50Ω e casada com a carga. A Figura 6 mostra o resultado obtido. Para frequências fora da banda proibida, a estrutura periódica provoca o descasamento de impedâncias, como pode ser visto pelos parâmetros $|S_{11}|$ e $|S_{21}|$. Contudo, para as frequências contidas na banda proibida, não ocorre o descasamento de impedâncias confirmando que a estrutura periódica não provoca interferências no guiamento da onda eletromagnética.

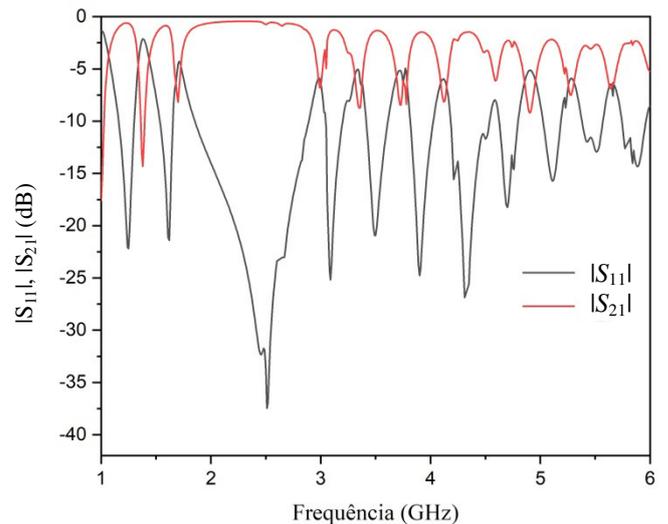


Fig. 6. Isolamento da estrutura periódica proporcionado pela região de banda proibida.

IV. RESULTADOS

Neste artigo, serão demonstrados dois exemplos de casadores de impedância de duas bandas. As duas estruturas periódicas apresentadas na última seção produzem bandas

proibidas nas regiões de 2,4 GHz e 5 GHz, respectivamente. Assim, para o primeiro exemplo, essas duas estruturas serão utilizadas para o desenvolvimento do casador de impedâncias. Para o segundo exemplo, cada frequência de operação escolhida pertence a uma banda de frequência da telefonia móvel de quinta geração. Para isto, novas estruturas periódicas serão apresentadas.

A Figura 7 ilustra o adaptador de impedâncias desenvolvido para as faixas de frequências de 2,4 GHz e 5 GHz. Para este exemplo, uma microfita de 50Ω é utilizada como a estrutura de guiamento da onda eletromagnética. O substrato utilizado é o FR4, conforme descrito na seção anterior, e a largura dessa microfita de 50Ω é de 3,1 mm. Para produzir cargas complexas e distintas nas duas frequências, a microfita de 50Ω é ligada a uma carga de 50Ω através de uma microfita de 70Ω e comprimento de 10 mm. Neste caso, a impedância de carga resultante para a microfita de 50Ω foi de $71 + j24 \Omega$ para a frequência de 2,4 GHz e de $91 - j17 \Omega$ para 5 GHz, aproximadamente.

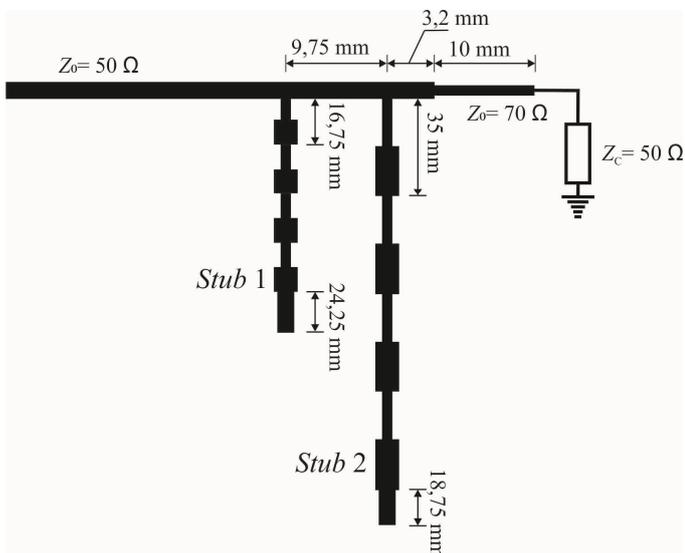


Fig. 7. Casador de impedâncias para as faixas de frequências de 2,4 GHz e 5 GHz.

Na Figura 7, o Stub 1 é o responsável pelo casamento de impedâncias na frequência de 2,4 GHz e a estrutura periódica deverá gerar uma região de banda proibida em 5 GHz. O Stub 2 realiza o casamento de impedâncias em 5 GHz e a banda proibida deve estar sintonizada na faixa de frequência de 2,4 GHz. Cada estrutura periódica foi construída com quatro células. Logo, os comprimentos dos stubs devem levar em consideração os comprimentos das estruturas periódicas. Para o Stub 1, o comprimento da estrutura periódica é de 67 mm e o seu comprimento mínimo de 91,25 mm. Para obter este comprimento, uma microfita contínua de 50Ω de comprimento de 24,25 mm foi acrescentada no final da estrutura periódica. O comprimento mínimo do Stub 2 foi de 158,75 mm para incluir a estrutura periódica de 140 mm de comprimento, sendo necessário o acréscimo de uma microfita contínua de 50Ω de comprimento de 18,75 mm. A distância do Stub 2 da carga foi de 3,2 mm e a distância entre os stubs de 9,75 mm. Ressalta-se, ainda, que os cálculos dos comprimentos e posição dos stubs foram realizados com o auxílio da carta de Smith [1, 2], com pequenos ajustes manuais.

A Figura 8 apresenta os resultados obtidos por simulação e medidas experimentais. As medidas foram realizadas através de analisador de redes vetorial Anritsu, modelo MS4644B. Na figura, as duas faixas de frequências estão destacadas. Através dos dados experimentais, observa-se que a perda de retorno fica em torno de 20 dB na frequência de 2,36 GHz e em 40 dB na frequência de 4,9 GHz. Ambas as faixas estão destacadas na figura. Ainda, estas frequências podem ser ajustadas de forma independente. Os demais pontos de baixa reflexão são resultantes da composição mútua dos stubs, não sendo possível controlá-los. A Figura 9 ilustra a fotografia da montagem.

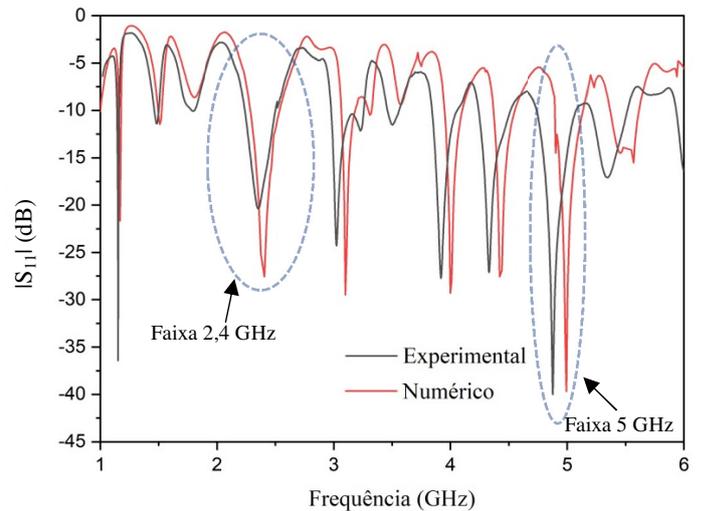


Fig. 8. Resultado experimental e simulado para o casador de impedâncias de duas bandas nas faixas de frequências de 2,4 GHz e 5 GHz.

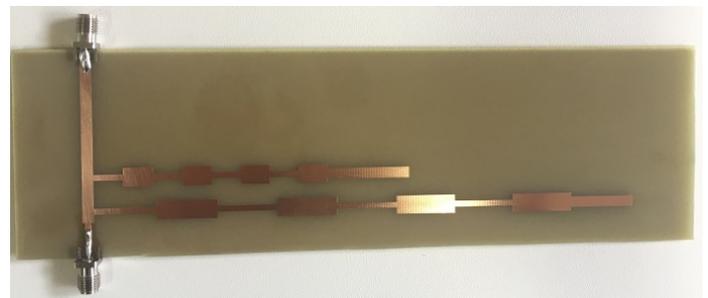


Fig. 9. Fotografia do casador de impedâncias de banda dupla.

O segundo exemplo demonstra os resultados numéricos para um casador de impedâncias para as faixas de frequências de 2,3 GHz e 3,5 GHz, possíveis faixas da quinta geração de telefonia móvel no Brasil. Para esta aplicação, considerou-se a placa RT/duroid[®] 5880 com permissividade elétrica relativa de 2,2, tangente de perda de 0,0009 e altura do substrato de 0,508 mm. As estruturas periódicas foram projetadas mantendo-se os valores de $Z_{01} = 71 \Omega$ e $Z_{02} = 35 \Omega$. A periodicidade da estrutura periódica para criar a banda proibida em 2,3 GHz foi $d = 48$ mm e, em 3,5 GHz, a periodicidade foi $d = 31$ mm. A largura de trilha para Z_{01} foi 0,9 mm e para Z_{02} foi de 2,6 mm. A Figura 10 apresenta as curvas de dispersão β_{ef} em função da frequência para as duas faixas de frequências obtidas através de (6). Por estas curvas, pode-se observar a formação das bandas proibidas nas faixas de frequências de 2,3 GHz e 3,5 GHz.

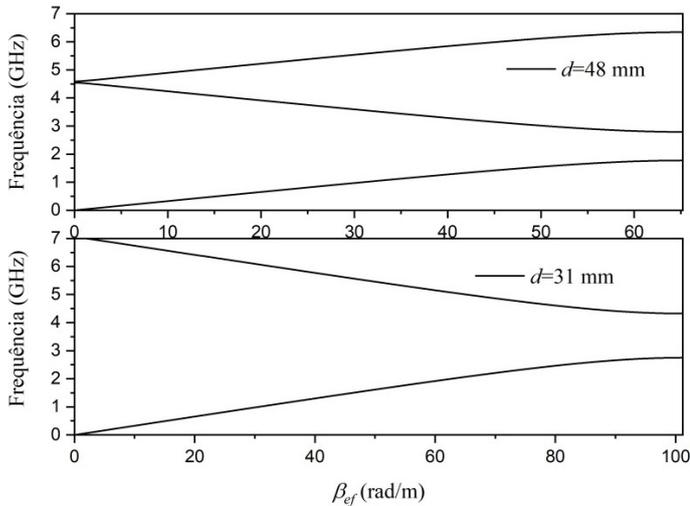


Fig. 10. Curva de dispersão β_{ef} em função da frequência para $d=48$ mm e $d=31$ mm.

Os resultados numéricos foram obtidos com o uso do HFSS. Para as simulações, utilizou-se uma porta de saída com impedância de $76 + j35 \Omega$. Cada estrutura periódica possui quatro células. O stub responsável pelo casamento de impedância na frequência de 2,3 GHz foi posicionado a uma distância de 8,5 mm da porta de saída e seu comprimento foi de 164 mm. O segundo stub que atua no casamento de impedância na faixa de 3,5 GHz foi posicionado a uma distância de 19 mm da porta de saída, com comprimento de 228 mm. A Figura 11 apresenta os resultados obtidos. A perda de retorno está na ordem de 30 dB na frequência de 2,3 GHz e 37 dB em 3,5 GHz.

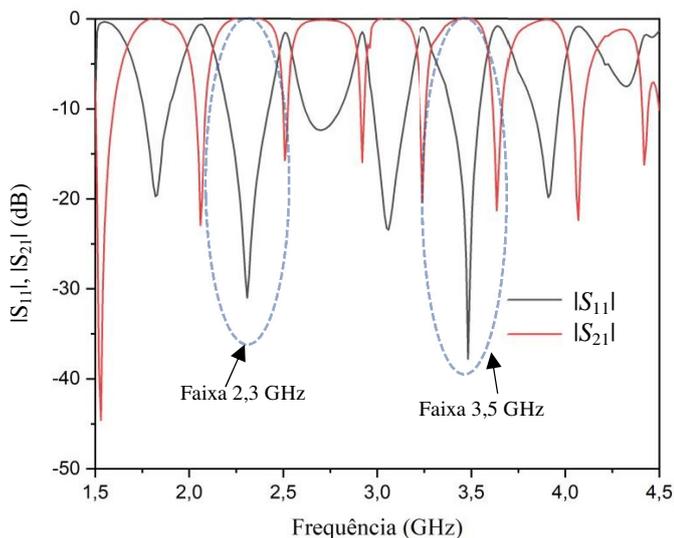


Fig. 11. Resultado numérico para o casador de impedâncias de duas bandas nas faixas de frequências de 2,3 GHz e 3,5 GHz.

V. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou uma nova proposta de casador de impedâncias de duas bandas utilizando stubs que incorporam estruturas periódicas ao longo de sua extensão. Devido à isolamento proporcionada pelas regiões de banda proibida, os stubs atuam de forma independente nas correspondentes frequências. Os exemplos analisados mostraram que o casador

de impedância proposto possui bom desempenho nas faixas de frequências de operação, com perdas de retorno maiores que 20 dB. Entretanto, uma desvantagem do método são os longos comprimentos do stubs, necessários para a formação das estruturas periódicas. Para contornar esse problema, a atual fase do projeto considera a técnica de stubs dobrados que permite uma redução nas dimensões ocupadas pelo casador de impedâncias.

REFERÊNCIAS

- [1] D. M. Pozar, "Microwave engineering", second edition, *John Wiley and Sons*, 1998.
- [2] R. E. Collin, "Foundation for microwave engineering, second edition, *Wiley-Interscience*, 2001.
- [3] Y. L. Chow and K. L. Wan, "A transformer of one-third wavelength in two sections-for a frequency and its first harmonic," *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.*, vol. 12, no. 1, pp. 22–23, Jan. 2002.
- [4] C. Monzon, "A small dual-frequency transformer in two sections," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 4, pp. 1157–1161, Apr. 2003.
- [5] J. Sophocles and A. Orfanidis, "Two-section dual-band Chebyshev impedance transformer," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 13, no. 9, pp. 382–384, Sep. 2003.
- [6] Y. Wu, Y. Liu, and S. Li, "A dual-frequency transformer for complex impedances with two unequal sections," *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.*, vol. 19, no. 2, pp. 77–79, Feb. 2009.
- [7] P. Colantonio, F. Giannini, and L. Scucchia, "A new approach to design matching networks with distributed elements," in *Proc. 15th Int. Microw. Radar Wireless Commun. Conf.*, May 2004, vol. 3, pp. 811–814.
- [8] M. A. Nikravan, and Z. Atlasbaf, "T-section dual-band impedance transformer for frequency-dependent complex impedance loads". *Electronics Letters*, vol. 47, no. 9, pp. 551–553, 2011.
- [9] O. Manoochehri, A. Asoodeh, and K. Forooghi. "Pi-Model Dual-Band Impedance Transformer for Unequal Complex Impedance Loads *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.*, vol. 25, no. 4, pp. 238–240, 2015
- [10] X. Wang, Z. Ma, and M. Ohira, "Dual-band design theory for dual transmission-line transformer", *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.*, vol. 27, no. 9, pp. 782–784, 2017.
- [11] A. Baskakova and K. Hoffmann, "Design of microstrip dual-mode impedance transformers", *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.*, vol. 29, no. 2, pp. 86–88, 2019.
- [12] D. Nestic and A. Nestic, "Bandstop microstrip pbg filter with sinusoidal variation of the characteristic impedance and without etching in the ground plane", *Microwave Opt Technol Lett*, vol. 9, no. 6, pp. 418, 420, 2001.