

Dual-Band Impedance Matching using Folded Stubs Composed of Periodic Structures

Anna. G. Sahu, Vinicius. B. Ribeiro, Victor. H. C. Gerólamo e Marcos. S. Gonçalves

Abstract—Impedance matching devices are essential elements in telecommunication systems. They avoid the reflection of the electromagnetic waves and promote the maximum power transference among circuits with different electric impedances. In dual-band telecommunication systems, new impedance matching techniques have been developed. In this article, the use of folded stubs composed of periodic structure is investigated. This methodology uses two stubs, one for each frequency bands. The isolation between them is achieved by the prohibited electromagnetic bands and the use of folds in the conductive strip, which form the periodic structures, allows reducing the dimensions of the device.

Index Terms— Dual-band, impedance matching, folded stub, electromagnetic band gap.

I. INTRODUÇÃO

Casadores de impedância são dispositivos utilizados em sistemas eletrônicos e de telecomunicações para garantir a máxima transferência de potência entre circuitos com diferentes impedâncias elétricas. Em circuitos de micro-ondas que operam em uma única banda de frequências e de faixa estreita, as formas mais conhecidas para o casamento de impedâncias são o transformador de quarto de onda e a técnica de *stub* [1]-[2]. Os transformadores de impedâncias possuem projeto mais simplificado e são utilizados somente em sistemas que possuem cargas com impedâncias reais, enquanto que, para cargas com impedâncias complexas, a técnica de *stub* é mais empregada. *Stubs* são desenvolvidos a partir de linhas de transmissão ou guias de ondas e apresentam bom desempenho no casamento de impedâncias.

Para os sistemas de comunicações que operam em duas faixas de frequências, novas técnicas de casamento de impedâncias baseadas em transformadores de impedâncias foram desenvolvidas. O primeiro esquema envolvendo transformadores de impedâncias foi proposto por [3]. Neste trabalho, foi desenvolvido um transformador de impedâncias que opera nas frequências fundamental e terceira harmônica para impedâncias de carga reais e iguais. Na sequência, desenvolveu-se um transformador de duas seções capaz de realizar o casamento de impedâncias resistivas em duas frequências arbitrárias [4]-[5]. Em [6]-[7], a técnica de

casamento de impedâncias foi aperfeiçoada para o casamento de impedâncias com cargas complexas e arbitrárias. Outras técnicas utilizando transformadores do tipo T, π , etc. também foram desenvolvidas [8-12].

A técnica apresentada neste artigo propõe um novo tipo de *stub*, formado a partir de estruturas periódicas, para aplicações em casamento de impedâncias em sistemas que operam em banda dupla de frequências. As estruturas periódicas são responsáveis por gerar bandas eletromagnéticas proibidas fazendo com que os *stubs* operem de forma totalmente independente em suas respectivas faixas. Desta forma, o sistema realiza o casamento de impedâncias nas duas bandas de frequências simultaneamente utilizando apenas dois *stubs*, um para cada faixa de frequência. A metodologia desenvolvida permite o casamento de impedâncias em sistemas que possuem impedâncias de cargas reais ou complexas, com valores iguais ou diferentes nas frequências de operação. Como os *stubs* operam totalmente independentes, o casador de impedâncias pode ser facilmente projetado para atuar em situações que necessitam de grande separação entre as bandas de frequências. Ainda, ao contrário dos transformadores de impedâncias de banda dupla, a técnica desenvolvida possui um projeto simples. As posições e comprimentos dos *stubs* podem ser determinados de forma semelhante ao tradicional método de casamento de impedâncias com um *stub*. Para completar o projeto dos *stubs*, este artigo apresenta uma formulação matemática para obter as curvas de dispersão das estruturas periódicas.

Neste trabalho, também será investigado o uso de dobras nas trilhas que compõem os *stubs* propostos. Devido ao uso de estruturas periódicas na composição dos *stubs* retos, em bandas de baixas frequências como as bandas S e C, o tamanho final do casador de impedâncias torna-se grande em relação aos demais componentes de um circuito de micro-ondas, podendo inviabilizar o seu uso, conforme os resultados preliminares mostrados em [13]. Os *stubs* dobrados possuem o mesmo princípio de funcionamento que os retos e, com a introdução das dobras ao longo de sua extensão, há uma grande redução nos espaços ocupados pelo casador de impedâncias. Contudo, as dobras podem provocar reflexões na onda eletromagnética, reduzindo o desempenho dos *stubs*. Desta forma, há a necessidade de investigar a eficiência do dispositivo em função do número de dobras e alguns exemplos são utilizados para este objetivo. O primeiro exemplo mostra a aplicação de *stubs* retos nas frequências de 10,0 GHz e 15,0 GHz. O segundo e terceiro utilizam as faixas de frequências de 2,4 GHz e 5,0 GHz e o quarto considera as faixas de 2,3 GHz e 3,5 GHz, pertencentes à quinta geração de comunicações móveis [14].

A. G. Sahu, Vinicius. B. Ribeiro, V. H. C. Gerólamo e M. S. Gonçalves são da Faculdade de Tecnologia, Universidade Estadual de Campinas, Limeira-SP, Brasil. E-mails: annagsahu@gmail.com, v178184@dac.unicamp.br, v177968@dac.unicamp.br e marcos@ft.unicamp.br.

II. COMPOSTOS DE ESTRUTURAS PERIÓDICAS

A Figura 1 ilustra o *stub* proposto. As estruturas periódicas são responsáveis por gerar bandas eletromagnéticas proibidas (EBG – *Electromagnetic Band Gap*), isolando os *stubs* da estrutura responsável pelo guiamento de onda eletromagnética na banda de frequências em que não atuam. Desta forma, os *stubs* operam de forma independente um do outro. Como pode ser observada na figura, a estrutura periódica é do tipo impedância escalonada, em que d é o comprimento da célula, l_{stub} é o comprimento do *stub*, Z_{01} e Z_{02} são as impedâncias características da Microfita 1 e Microfita 2, respectivamente, que formam a estrutura periódica. V_n e I_n são as amplitudes dos fasores de tensão e corrente na entrada da célula unitária e V_{n+1} e I_{n+1} as amplitudes na saída da célula unitária. A figura também mostra a célula unitária da estrutura periódica.

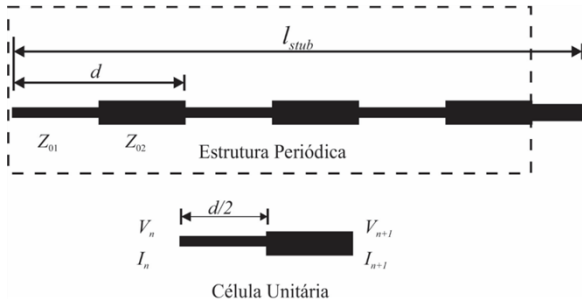


Fig. 1. *Stub* formado por estruturas periódicas.

A Figura 2 ilustra a composição do casador de impedâncias proposto. Neste caso, considerou-se uma dobra em cada *stub*. 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 , o *Stub 1* será projetado para o casamento da carga Z_1 com a microfita. 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.

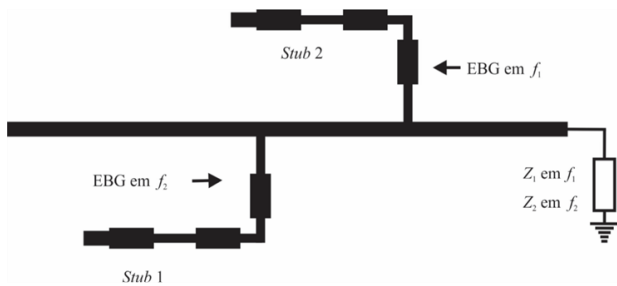


Fig. 2. Casador proposto.

III. FORMALISMO MATEMÁTICO PARA DETERMINAR AS REGIÕES DE BANDAS PROIBIDAS

Para a correta aplicação das estruturas periódicas nos *stubs*, é necessário o uso de um formalismo matemático que permita determinar as faixas de frequências das bandas

eletromagnéticas proibidas. Esta modelagem é obtida a partir das matrizes $ABCD$ [1]-[2] para linhas de transmissão sem perdas, 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, que pode ser determinada conforme descrito em [1]. A matriz transmissão para uma célula unitária é dada por $[M_T] = [ABCD]_1 \cdot [ABCD]_2$. 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:

$$\begin{aligned} M_T(1,1) &= \cos\left(\beta_1 \frac{d}{2}\right) \cos\left(\beta_2 \frac{d}{2}\right) - \\ &\quad - \frac{Z_{01}}{Z_{02}} \sin\left(\beta_1 \frac{d}{2}\right) \sin\left(\beta_2 \frac{d}{2}\right) \\ M_T(1,2) &= jZ_{01} \cos\left(\beta_2 \frac{d}{2}\right) \sin\left(\beta_1 \frac{d}{2}\right) \\ &\quad + jZ_{02} \cos\left(\beta_1 \frac{d}{2}\right) \sin\left(\beta_2 \frac{d}{2}\right), \\ M_T(2,1) &= j \frac{1}{Z_{01}} \cos\left(\beta_2 \frac{d}{2}\right) \sin\left(\beta_1 \frac{d}{2}\right) \\ &\quad + j \frac{1}{Z_{02}} \cos\left(\beta_1 \frac{d}{2}\right) \sin\left(\beta_2 \frac{d}{2}\right) \quad e \\ M_T(2,2) &= \cos\left(\beta_1 \frac{d}{2}\right) \cos\left(\beta_2 \frac{d}{2}\right) - \\ &\quad - \frac{Z_{02}}{Z_{01}} \sin\left(\beta_1 \frac{d}{2}\right) \sin\left(\beta_2 \frac{d}{2}\right). \end{aligned}$$

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

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

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

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

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:

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

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

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

Como as constantes de fase β_1 e β_2 são funções dependentes da frequência, a constante de fase da estrutura periódica β_{ef} também será dependente da frequência. Logo, é possível determinar as regiões de bandas proibidas através das curvas de β_{ef} da frequência. Nos exemplos utilizados neste trabalho, as impedâncias características das microfita adotadas são $Z_{01} = 71 \Omega$ e $Z_{02} = 35 \Omega$ de tal forma que a média geométrica entre essas impedâncias resulte na impedância característica Z_0 da microfita principal, ou seja, $\sqrt{Z_{01}Z_{02}} = Z_0 = 50 \Omega$ [15]. Com o auxílio de (6), determinou-se o comprimento de $d = 35$ mm para que ocorra a formação de uma banda proibida na frequência de 2,4 GHz, como pode ser observado na Figura 3. A faixa de frequência obtida varia de 1,8 GHz a 2,9 GHz. Alterando-se o valor de d para 16,75 mm houve a formação de uma banda proibida de 3,8 GHz até 6,0 GHz, atendendo a faixa de frequências de 5,0 GHz. 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, conforme pode ser visto na Figura 4.

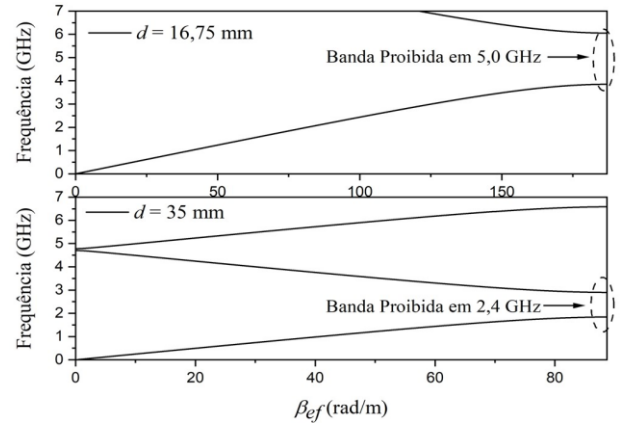


Fig. 3. Curva de dispersão $\omega - \beta_{ef}$ para $d = 35$ mm e $d = 16,75$ mm.

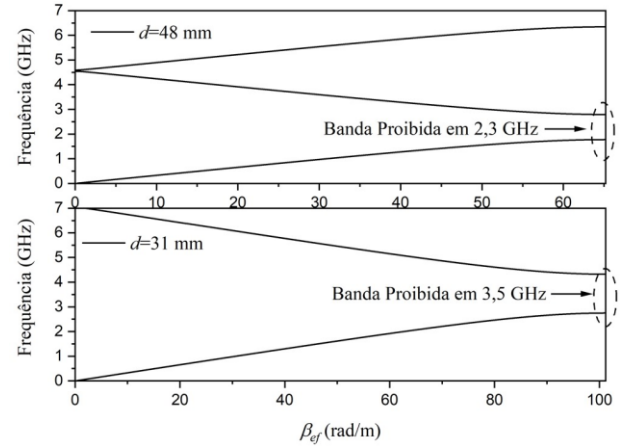


Fig. 4. Curva de dispersão $\omega - \beta_{ef}$ para $d = 48$ mm e $d = 31$ mm.

As análises matemáticas apresentadas consideram que o número de células unitárias das estruturas periódicas infinito, impedindo por completo a propagação das ondas eletromagnéticas que possuem frequências pertencentes às regiões de bandas proibidas. Porém, para as aplicações, deve-se considerar um número finito de células. Desta forma, foram realizadas análises numéricas da transmissão da onda eletromagnética nas regiões de bandas proibidas utilizando o programa Ansoft HFSS. Considerou-se as estruturas periódicas com d igual a 35 mm e 16,75 mm, ambas com 4 e 5 células unitárias. Para d igual a 35 mm e na frequência de 2,4 GHz, o parâmetro S_{21} foi -17 dB para 4 células unitárias e -25 dB para 5 células unitárias. Para 16,75 mm e frequência de 5,0 GHz, o parâmetro S_{21} foi -18 dB para 4 células unitárias e -24 dB para 5 células unitárias.

IV. RESULTADOS

O primeiro exemplo deste artigo aborda o uso do casador de impedâncias proposto nas bandas X e Ku do espectro de micro-ondas. Para este caso, utilizou-se uma microfita de 50Ω conectada a uma carga com impedância característica de $100 + j50 \Omega$ na frequência de 10,0 GHz na banda X e 15,0 GHz na banda Ku . A Figura 5 mostra o casador de impedância de duas bandas utilizando *stubs* retos. A microfita é construída em um substrato RT/duroid® 5880 com constante dielétrica de 3,55, tangente de perda de 0,0027 e 0,508 mm de espessura. As

larguras das microfítas são de 1,1 mm para $Z_0 = 50 \Omega$, 0,6 mm para $Z_{01} = 71 \Omega$, e 1,9 mm para $Z_{02} = 35 \Omega$. Os comprimentos das células, obtidos com o auxílio de (6), foram $d = 8$ mm para a frequência de 10,0 GHz e $d = 5,1$ mm para 15,0 GHz.

O *Stub 1* é responsável pelo casamento de impedâncias em 10,0 GHz. A estrutura periódica associada a este *stub* deve gerar uma EBG em 15,0 GHz para isolá-lo do circuito. No caso do *Stub 2*, que atua na frequência de 15,0 GHz, a estrutura periódica deve gerar uma EBG em 10,0 GHz. Neste artigo, considerou-se que cada estrutura periódica é composta de cinco células para garantir o máximo isolamento entre os *stubs*. Porém, o desempenho do casador de impedâncias não se altera quando se utiliza quatro células, conforme [13]. Ressalta-se, também, que outros conjuntos de valores para as impedâncias Z_{01} , Z_{02} podem aumentar o isolamento das regiões de bandas proibidas. Como consequência, o número de células e as dimensões de cada *stub* podem ser reduzidos.

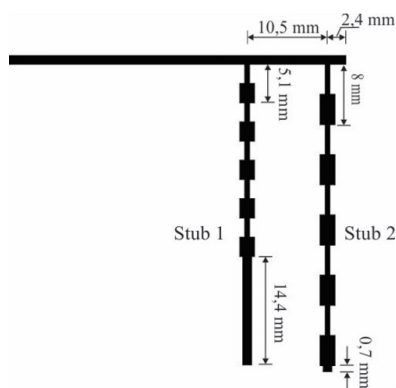


Fig. 5. Casador de impedância de duas bandas nas frequências de 10,0 GHz e 15,0 GHz.

O comprimento do *Stub 1*, determinado conforme [1] e após realizar algumas otimizações, é 39,9 mm e o comprimento da estrutura periódica é 25,5 mm. Logo, é necessária uma microfita de 50Ω com comprimento de 14,4 mm para completar o comprimento do *stub*. O comprimento do *Stub 2* é 40,7 mm e de sua estrutura periódica é 40,0 mm. A distância entre o *Stub 1* e a carga é de 12,9 mm e a distância entre o *Stub 2* e a carga é de 2,4 mm. A Figura 6 ilustra os resultados numéricos obtidos pelo programa Ansoft HFSS. A Tabela I sumariza estes resultados. Nesta figura, observa-se que a perda de retorno é 35 dB para 10,0 GHz e a perda de inserção de 0,05 dB. Para 15,0 GHz, a perda de retorno é 28 dB e a perda de inserção é 0,5 dB, aproximadamente. Estes resultados demonstram que o casador possui bom desempenho com perdas de retorno maiores que 20 dB e com dimensões compatíveis para aplicações práticas. Os demais pontos de baixa reflexão são resultantes da composição mútua dos *stubs*, não sendo possível controlá-los.

O próximo exemplo mostra um casador de impedâncias desenvolvido para as faixas de frequências de 2,4 GHz e 5,0 GHz. Para estas faixas de frequências, o comprimento das células unitárias torna-se grande, conforme mostrado nas Figuras 3 e 4. Com o objetivo de reduzir os espaços ocupados pelos *stubs*, neste caso, foram introduzidas dobras apenas nas trilhas de 71Ω e o desempenho do casador foi analisado através de simulações computacionais e medidas práticas. A Figura 7

ilustra o adaptador de impedâncias desenvolvido para as faixas de frequências de 2,4 GHz e 5,0 GHz. A microfita de 50Ω possui largura de 3,1 mm e é montada em um substrato FR4 de altura de 1,58 mm, com permissividade elétrica relativa de 4,3 e tangente de perdas de 0,023. A microfita de 35Ω possui largura de 5,31 mm e a de 71Ω possui 2,72 mm. A carga utilizada neste exemplo é formada por uma microfita de 70Ω , com comprimento de 10 mm, seguida de uma carga de 50Ω . Desta forma, as cargas serão complexas e distintas nas duas frequências. A impedância de carga resultante para a microfita de 50Ω foi de $71 + j24 \Omega$ para a frequência de 2,4 GHz e de $80 - j30 \Omega$ para 5,0 GHz, aproximadamente.

TABELA I
DADOS PARA DISPOSITIVO DE 10,0 GHz E 15,0 GHz RETO

	10,0 GHz	15,0 GHz
Comprimento do <i>stub</i> (mm)	39,9	40,7
Distância da carga (mm)	12,9	2,4
Dobras	-	-
Impedância da carga (Ω)	$100 + j50$	$100 + j50$
Periodicidade (mm)	5,1	8
Perda de retorno (dB)	35	28
Perda de inserção (dB)	0,05	0,5

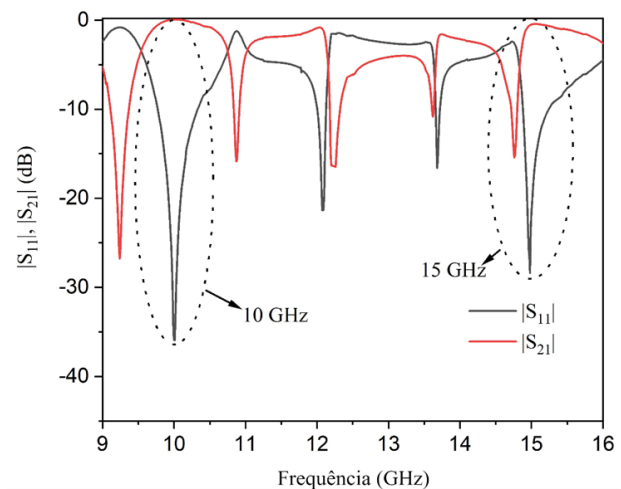


Fig. 6. Resultados do casador de impedância de duas bandas em 10,0 GHz e 15,0 GHz.

O *Stub 1* realiza o casamento de impedâncias em 2,4 GHz e o *Stub 2* em 5,0 GHz. Para o *Stub 1*, seu comprimento total é de 83,75 mm, sendo 85,15 mm da estrutura periódica e 1,4 mm de uma microfita de 50Ω para completar seu comprimento. No caso do *Stub 2*, o seu comprimento total é de 183,7 mm, incluindo a estrutura periódica que possui 175 mm de comprimento. A distância entre o *Stub 2* e a microfita de 70Ω é de 3,5 mm e a distância entre os dois *stubs* é de 10,7 mm.

A Figura 8 apresenta os resultados obtidos por simulação e medidas experimentais e a Tabela II apresenta os dados de forma resumida. As medidas foram realizadas através do 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 30 dB na frequência de 2,39 GHz e em 21 dB na frequência de 5,0 GHz. Desta forma, pode-se verificar que as perdas de retorno nas duas frequências se mantiveram acima de

20 dB. A redução dos espaços ocupados pode ser constatada através das dimensões transversais e longitudinais dos stubs. O comprimento do *Stub 2* no sentido transversal à microfita de 50Ω é de 43,75 mm e o longitudinal de 75,31 mm. Se fosse utilizado *stubs* sem dobras, este comprimento transversal seria de 183,7 mm. Para o *Stub 1*, o comprimento transversal ocupado foi de 40,3425 mm e o longitudinal de 33,3675 mm. Sem fossem utilizados *stubs* retos, o comprimento transversal seria de 85,15 mm. Por fim, o desvio entre os resultados medidos e simulados aumenta com a frequência. Este problema pode ocorrer devido aos efeitos parasitas originados nos processos de fabricação e soldagem.

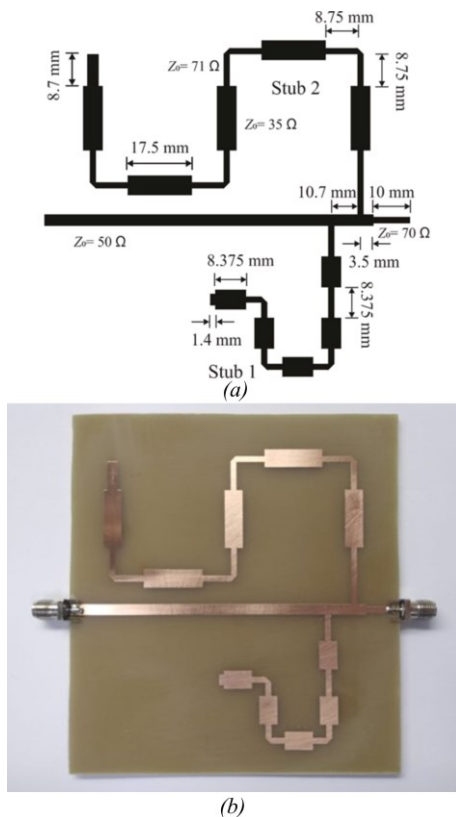


Fig. 7. (a) Casador de impedâncias de banda dupla formado por *stubs* dobrados (b) fotografia da montagem do dispositivo.

TABELA II

DADOS PARA DISPOSITIVO DE 2,4 GHz E 5,0 GHz COM SETE DOBRAS

	2,4 GHz	5,0 GHz
Comprimento do <i>stub</i> (mm)	85,15	183,7
Distância da carga (mm)	12,9	3,5
Dobras	3	4
Impedância da carga (Ω)	$71 + j24$	$80 - j30$
Periodicidade (mm)	16,75	35
Perda de retorno (dB)	30	21

O exemplo anterior mostrou uma boa concordância entre os resultados medidos e simulados. Além disso, as perdas de retornos ficaram acima de 20 dB, o que demonstra que o casador de impedância apresentou bom desempenho mesmo com a introdução de dobras nas microfita. Como consequência, torna-se interessante a introdução de mais dobras nas trilhas que formam os *stubs*. A Figura 9 mostra o casador

de impedância desenvolvido com oito dobras nas trilhas de 71Ω que formam o *Stub 2*, responsável pelo casamento de impedâncias na frequência de 5,0 GHz. No total, o projeto possui três dobras no *stub* para 2,4 GHz e oito dobras no de 5,0 GHz. O substrato utilizado e os valores das impedâncias da carga são os mesmos do exemplo anterior. Também, foram realizadas algumas otimizações nos comprimentos e posições dos *stubs* para maximizar o desempenho do casador de impedâncias.

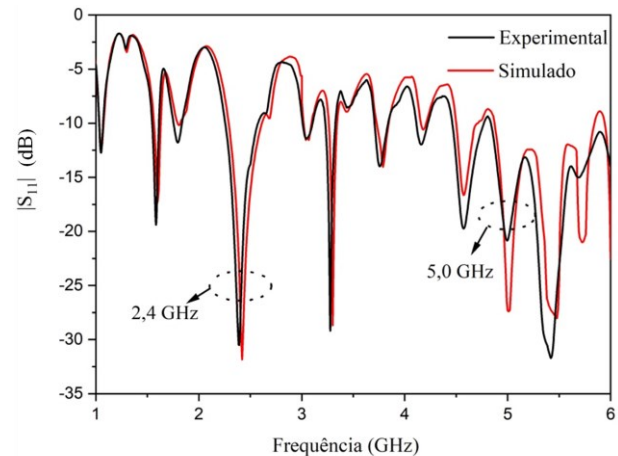


Fig. 8. Resultados obtidos para a estrutura ilustrada na Fig.7.

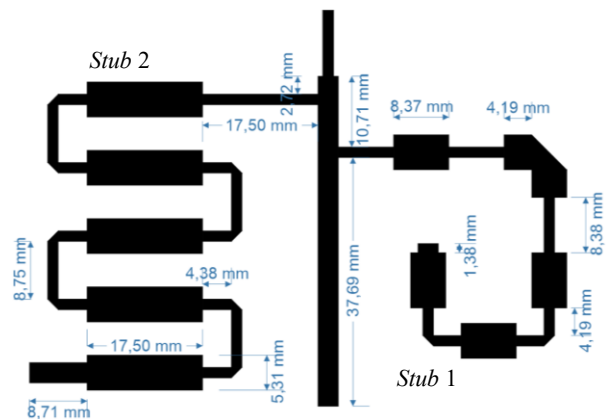


Fig. 9. Casador de impedâncias composto de onze dobras projetado para as frequências de 2,4 GHz e 5,0 GHz.

A Figura 10 ilustra os resultados obtidos por simulações eletromagnéticas do casador de impedâncias desenvolvido com onze dobras nos *stubs* e a Tabela III apresenta os dados utilizados. Pela figura e tabela, pode-se verificar que as perdas de retorno foram de 17,5 dB para 2,4 GHz e 22 dB para 5,0 GHz e as perdas de inserção foram de 1,2 dB para 2,4 GHz e 2,5 dB para 5,0 GHz. Como pode ser observado, houve uma pequena redução no desempenho do acoplador com o aumento das dobras, porém dentro de valores aceitáveis. Esta redução do desempenho é resultante das reflexões da onda eletromagnética provocadas pelas curvas das dobras. Contudo, o comprimento transversal à microfita de 50Ω ocupada pelo *Stub 2* é de 39,38 mm e o longitudinal de 40,31 mm. Para o *Stub 1*, o comprimento transversal foi de 31,95 mm e o longitudinal de 30,42 mm. Observa-se que, devido as altas perdas do FR4

nessas frequências, houve um aumento das perdas de inserção em relação às perdas apresentadas no primeiro projeto.

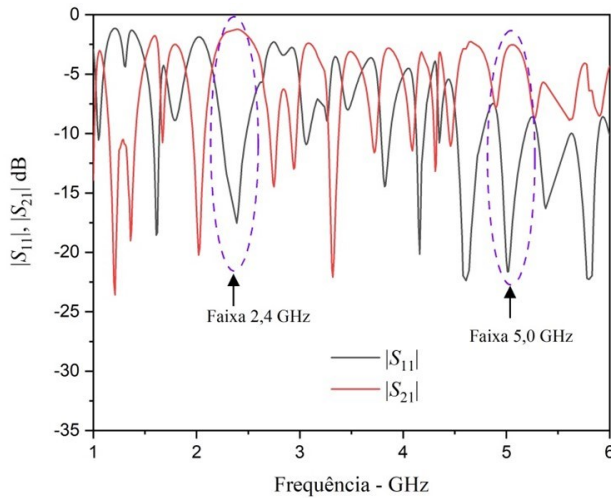


Fig. 10. Resultados obtidos para a estrutura composta por onze dobras nos stubs.

TABELA III

DADOS PARA DISPOSITIVO DE 2,4 GHz E 5,0 GHz COM ONZE DOBRAS

	2,4 GHz	5,0 GHz
Comprimento do stub (mm)	85,15	183,7
Distância da carga (mm)	12,9	3,5
Dobras	3	8
Impedância da carga (Ω)	$71 + j24$	$80 - j30$
Periodicidade (mm)	16,75	35
Perda de retorno (dB)	17,5	22
Perda de inserção (dB)	1,2	2,5

Para o último projeto, consideraram-se as faixas de frequências utilizadas na quinta geração de comunicações móveis. Neste exemplo, foram inseridas dez dobras ao longo do *Stub 1* que atua em 3,5 GHz e cinco no *Stub 2* que opera em 2,3 GHz. Com a finalidade de obter baixas perdas de inserção, as propriedades elétricas do substrato utilizado são as mesmas do primeiro projeto. A Figura 11 ilustra o projeto do adaptador de impedâncias. Para as simulações computacionais, a impedância da porta de saída foi de $80 - j30 \Omega$ em ambas as frequências de operação. O comprimento transversal do *Stub 1* é 56 mm e o longitudinal de 41,3 mm. Se este stub fosse reto, o seu comprimento total seria de 266,84 mm, conforme mostrado em [12]. Para o *Stub 2*, o comprimento transversal seria de 18,75 mm e o longitudinal de 59,7 mm. Sem as dobras, o comprimento deste stub seria de 164,04 mm. A Figura 12 mostra os resultados obtidos e a Tabela IV apresenta os dados sumarizados. A perda de retorno observada foi de 23,3 dB e a perda de inserção de 0,1 para a frequência de 2,3 GHz. Na frequência de 3,5 GHz, a perda de retorno foi de 46,3 dB e a perda de inserção de 0,5 dB. Por estes resultados, observa-se uma grande redução no espaço ocupado pelo casador de impedâncias mantendo um bom desempenho. As perdas de retorno ficaram acima 20 dB e perdas de inserções abaixo de 1 dB.

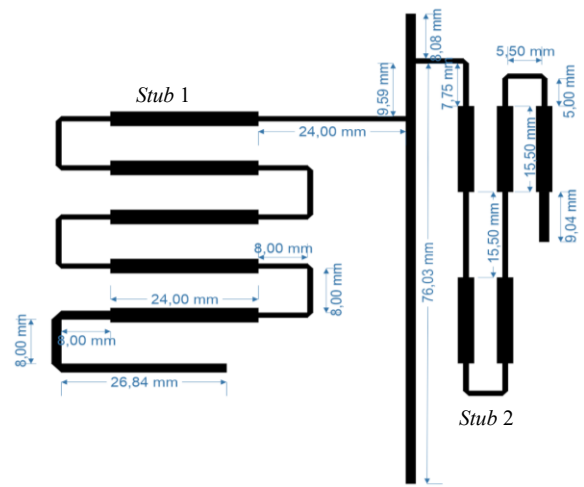


Fig. 11. Casador de impedâncias composto de quinze dobras projetado para as frequências de 2,3 GHz e 3,5 GHz com quinze dobras.

TABELA IV

DADOS PARA DISPOSITIVO DE 2,3 GHz E 3,5 GHz COM QUINZE DOBRAS

	2,3 GHz	3,5 GHz
Comprimento do stub (mm)	164,04	266,84
Distância da carga (mm)	8,08	17,67
Dobras	5	10
Impedância da carga (Ω)	$80 - j30$	$80 - j30$
Periodicidade (mm)	31	48
Perda de retorno (dB)	23,33	46,3
Perda de inserção (dB)	0,1	0,5

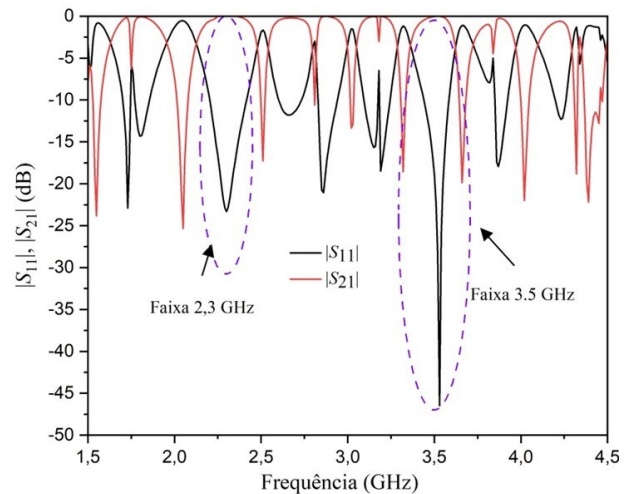


Fig. 12. Resultados obtidos para a estrutura ilustrada na Fig. 11.

V. CONCLUSÃO

Este artigo demonstrou o uso do casador de impedâncias de duas bandas de frequências utilizando stubs dobrados e compostos por estruturas periódicas. Devido à isolamento proporcionada pelas regiões de banda proibida, os stubs atuam de forma independente em suas respectivas frequências de operação, proporcionando o casamento de impedâncias nas duas faixas de frequências. Porém, com o uso de stubs retos, as

dimensões do casador seriam grandes, inviabilizando o seu uso em bandas de frequências mais baixas do espectro de micro-ondas, necessitando inserir dobras em sua estrutura.

Para avaliar o comportamento do casador de impedâncias de duas bandas proposto utilizando *stubs* dobrados, foi projetado e construído um casador para as faixas de 2,4 GHz e 5,0 GHz. Através das medidas experimentais e simulação computacional, verificou-se que o casador de impedâncias possui bom desempenho nas duas faixas de frequências, com perdas de retorno maiores que 20 dB. Os dois próximos exemplos desenvolvidos priorizaram a redução do espaço ocupado pelo *stubs*. Nestes casos, com os resultados obtidos e a introdução de várias dobras nas trilhas das microfitas que compõem os *stubs*, houve uma grande redução nos espaços ocupados pela casador de impedâncias, tornando-o adequado para o uso nas regiões de mais baixas frequências do espectro de micro-ondas, como as bandas S e C.

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] Y. S. Lin, and C. H. Wei, "A novel miniature dual-band impedance matching network for frequency-dependent complex impedances", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 68, no. 10, pp. 4314–4326, 2020.
- [13] A. G. Sahu e M. S. Gonçalves, "Novo casador de impedâncias de duas bandas utilizando *stubs* e estruturas periódicas". *XXXVIII Simpósio Brasileiro De Telecomunicações E Processamento De Sinais - Sbrt 2020*, 2020.
- [14] C. A. Gutierrez, O. Caicedo e D. U. Campos-Delgado, "5G and Beyond: Past, present and future of the mobile communications", *IEEE Lat. Am. Trans.*, vol. 19, no. 10, pp. 1702, 1722, 2021.
- [15] 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.



Vinicius. B. Ribeiro. Nascido na cidade de Novo Horizonte, São Paulo, Brasil em 1997. Atualmente cursando a graduação em Engenharia de Telecomunicações na Universidade Estadual de Campinas, UNICAMP. Desde Janeiro de 2021 trabalha na empresa IBEC. Focado em preparar e configurar os equipamentos que são recebidos pelo laboratório para agilizar o trabalho dos técnicos que irão realizar os ensaios nestes equipamentos.



Victor. H. C. Gerólamo. Nascido na cidade de São Paulo, São Paulo, Brasil em 1996. Atualmente cursando a graduação em Engenharia de Telecomunicações na Universidade Estadual de Campinas, UNICAMP. Tem interesse de pesquisa na área de rádio comunicação.



Marcos Sergio Gonçalves. Recebeu o grau de Engenheiro Elétrico na modalidade de Telecomunicações pelo Instituto Nacional de Telecomunicações, Santa Rita do Sapucaí, em 1998, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica na área de Telecomunicações pela Universidade Estadual de Campinas em 2002 e 2007, respectivamente. Atualmente é professor do curso de Engenharia de Telecomunicações da Faculdade de Tecnologia da Universidade Estadual de Campinas.



Anna Gabrielle Sahu. Nascida em Campinas, São Paulo, Brasil, em 1994. Recebeu grau de Tecnóloga em Sistemas de Telecomunicações pela Faculdade de Tecnologia da Universidade Estadual de Campinas, em 2016. Atualmente é mestranda em tecnologia na mesma universidade, orientada pelo Professor Dr. Marcos Sergio Gonçalves.