

Filtro rejeita-faixa compacto com reduzida região de transição para aplicação na faixa de 2,4 GHz

Alfrêdo Gomes Neto, Amaro Flor Neto, Mylenna Correia de Andrade, Jefferson Costa e Silva, Joabson Nogueira de Carvalho

Resumo—Neste artigo é apresentado o desenvolvimento de um filtro rejeita faixa compacto com reduzida banda de transição para aplicação na faixa de 2,4 GHz. O filtro proposto baseia-se na geometria matrioska, possibilitando uma considerável miniaturização. A geometria matrioska é descrita e são propostas equações iniciais de projeto, com as quais é possível estimar as frequências de ressonâncias. São comparados filtros em C, com um ressonador com dois anéis matrioskas, com dois ressonadores em série e, concluindo, um filtro que fica praticamente contido na linha de alimentação. São apresentados resultados numéricos e experimentais, observando-se uma boa concordância entre os mesmos.

Palavras-Chave—Matrioska, filtros, filtros rejeita-faixa, filtros planares.

Abstract— In this paper we present the development of a compact band-rejection filter with a very small transition region for application in the 2.4 GHz frequency band. The proposed filter is based on matryoshka's geometry, which allows considerable miniaturization. The matryoshka geometry is described and initial design equations are proposed, with which it is possible to estimate the resonant frequencies. Filters with C geometry, one resonator with two matryoshka rings, two resonators in series and, concluding, a filter that is practically contained in the feeding line, are compared. Numerical and experimental results are presented, observing a good agreement between them.

Keywords—Matryoshka, filters, band-rejection filters, planar filters.

I. INTRODUÇÃO

Atualmente, os sistemas de comunicação sem fio passaram a fazer parte das atividades humanas como algo quase que natural. Os *smartphones*, com sua infinidade de aplicativos, integram os hábitos cotidianos de mais de 2 bilhões de usuários em todo o mundo [1]. Entretanto, as aplicações dos sistemas de comunicação sem fio vão além dos *smartphones* e, por exemplo, o uso de veículos não tripulados, drones, e a evolução da tecnologia IoT, Internet das Coisas, *Internet of Things*, impõem constantemente novos desafios tecnológicos. Neste contexto, as limitações do espectro de frequência tornam necessária a otimização da utilização das faixas de frequências disponíveis, destacando-se entre essas, as faixas de WiFi, de 2,400–2,483 GHz, e de 5,150–5,850 GHz. Considerando o intenso uso dessas faixas de frequência, em algumas aplicações esses sinais podem se apresentar como uma interferência, Fig. 1, e soluções tecnológicas que permitam minimizar os sinais indesejados assumem um papel de fundamental importância, requerendo o desenvolvimento de filtros cada vez mais compactos, leves e de

baixo custo [2]. Considerando esses requisitos, em aplicações na faixa de frequência de RF/micro-ondas, sempre que possível a tecnologia dos filtros planares é adotada.

Nos filtros planares a geometria é um dos fatores de maior flexibilidade para obtenção de determinadas respostas em frequência. Com a disponibilidade de recursos computacionais, uma maior variedade de geometrias passou a ser considerada no projeto desses filtros e, entre essas geometrias, os ressonadores recebem uma especial atenção [3]–[5]. Os filtros baseados em ressonadores que utilizam linhas de microfita e similares (linhas coplanares, linhas acopladas, etc.) são amplamente empregados nos sistemas de comunicações sem fio. Embora esses filtros apresentem desvantagens tais como perdas de inserção elevadas e um fator de qualidade menor quando comparados, por exemplo, aos filtros em guia de ondas ou ressonadores dielétricos, eles são adotados pela facilidade de fabricação, diversidade de aplicações e possibilidade de integração diretamente com circuitos ativos.

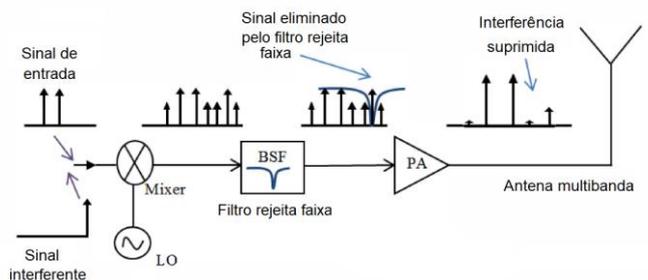


Fig. 1 Exemplo de esquema onde é necessário suprimir um sinal interferente, adaptado de [2].

Em [6] e [7] foi apresentada a implementação de filtros em microfita utilizando a geometria matrioska, observando-se, entre outras, características tais como considerável redução da frequência de ressonância, assim como uma rápida transição da banda passante para a banda de rejeição, *roll-off*. Diferentemente dos ressonadores com anéis concêntricos, na geometria matrioska os anéis internos permanecem interligados, formando um único anel, Fig. 2, obtendo-se, dessa forma, um maior comprimento efetivo e, por conseguinte, interessantes características de miniaturização.

Neste trabalho é apresentado o desenvolvimento de um filtro rejeita-faixa compacto, com reduzida banda de transição e operação na faixa de 2,4 GHz. O filtro é baseado na geometria matrioska e considerando um ressonador com dois anéis, são propostas as equações iniciais de projeto, com as quais é possível estimar as frequências de ressonância. São projetados e

caracterizados numericamente e experimentalmente 4 filtros (um com ressonador em C, um ressonador com geometria matrioska com dois anéis, dois ressonadores em série e um ressonador matrioska que fica praticamente contido na fita de alimentação), comparando-se as suas características, vantagens e desvantagens. Verifica-se uma boa concordância entre os resultados numéricos e experimentais, assim como a aplicabilidade das equações iniciais de projeto. Portanto, observando-se a miniaturização e seletividade alcançadas, o filtro proposto é potencialmente adequado à diversas aplicações nos modernos sistemas de comunicação sem fio.



a) Geometria matrioska b) Geometria matrioska expandida

Fig. 2 Geometria matrioska com 3 anéis [7].

II. GEOMETRIA MATRIOSKA

Neste trabalho o filtro é implementado em uma estrutura tipo microfita, com um substrato de espessura h e constante dielétrica ϵ_r . Para facilitar a análise dos resultados, a geometria é baseada em quadrados com alimentação simétrica.

Considere-se inicialmente a geometria com um anel quadrado, aberto, alimentada no por duas fitas simétricas, Fig. 3. Essa estrutura também conhecida como ressonador em forma de C [5], corresponde a um filtro rejeita faixa e sua frequência de ressonância pode ser aproximadamente calculada por

$$f_{res}(GHz) = \frac{0,3}{L_{ef}\sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (1)$$

Sendo L_{ef} o comprimento efetivo do anel, dado por

$$L_{ef} = 4L1méd - g \quad (2)$$

$$L1méd = \frac{(L1ext + L1int)}{2} \quad (3)$$

e ϵ_{ref} é a constante dielétrica efetiva para o caso quase-estático, considerando a largura da fita do anel, que pode ser calculada utilizando aplicativos como o AppCAD [8], ou aplicando diretamente (4)–(7), apresentadas em [3].

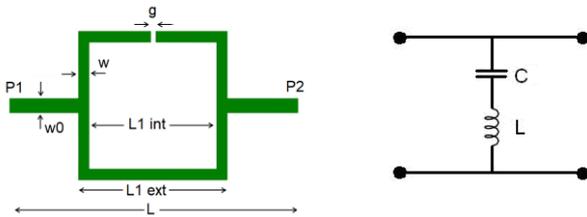


Fig. 3 Ressonador em forma de C e circuito equivalente.

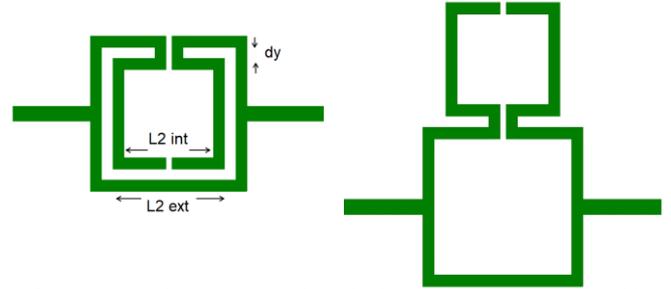
$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u}\right)^{-ab} \quad (4)$$

$$u = \frac{W}{h} \quad (5)$$

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{u^4 + \left(\frac{u}{52}\right)^2}{u^4 + 0,432} \right) + \frac{1}{18,7} \ln \left(1 + \left(\frac{u}{18,1}\right)^3 \right) \quad (6)$$

$$b = 0,564 \left(\frac{\epsilon_r - 0,9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0,053} \quad (7)$$

Como neste trabalho o objetivo é apresentar filtros para aplicações na faixa de 2,4 GHz, serão considerados apenas dois anéis matrioska, Fig. 4.



a) Geometria matrioska com 2 anéis b) Geometria matrioska expandida

Fig. 4 Ressonador matrioska com 2 anéis.

A resposta em frequência típica de um ressonador com dois anéis matrioska é apresentada na Fig. 5, para qual são definidos os seguintes parâmetros:

- Frequências de corte em -3 dB, $fc1$ e $fc2$;
- Frequências de ressonância, $fr1$ e $fr2$;
- Largura da banda de rejeição definida em -3 dB, BRW ;
- Atenuação livre, AL ;
- Região de transição de -3 dB a -30 dB .

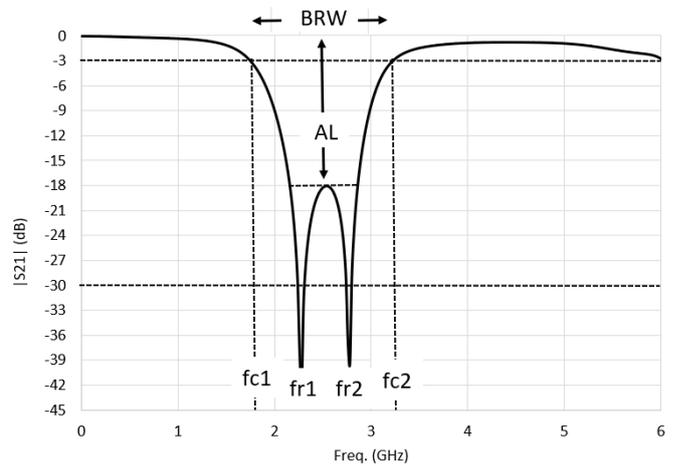


Fig. 5 Resposta em frequência típica de um ressonador com dois anéis matrioska.

Observe que a resposta em frequência obtida para um filtro com dois anéis matrioska é semelhante à obtida para filtros com anéis C assimétricos [9].

Para se conseguir uma determinada resposta em frequência, considerando uma mesma área ocupada pelo anel mais externo, é possível variar parâmetros tais como as dimensões dos anéis internos, o espaçamento entre os anéis, o número de anéis, entre

outros. Entretanto, à medida que o número de anéis aumenta, passam a ocorrer acoplamentos entre os mesmos e o circuito equivalente não é tão simples como o ilustrado na Fig. 3. Da mesma forma, as expressões para a frequência de ressonância passam a apresentar uma menor precisão, requerendo uma maior experiência do projetista e otimização através de processos iterativos. Entretanto, equações iniciais de projeto podem auxiliar no projeto do filtro e, baseado nas equações apresentadas em [6] e [7], são propostas as seguintes equações:

$$f_{ri}(\text{GHz}) = \frac{0,3}{2L_{ief}\sqrt{\epsilon_{ref}}}, \quad i = 1,2 \quad (8)$$

$$L_{1ef} = 3 \times L_{1int} + 3 \times L_{2int} + dy \quad (9)$$

$$L_{2ef} = 3 \times L_{1int} + L_{2int} \quad (10)$$

Destaque-se mais uma vez que (1), (2), (8)–(10) são equações aproximadas, uma etapa inicial de projeto, para uma posterior otimização numérica.

III. RESULTADOS NUMÉRICOS E EXPERIMENTAIS

Os resultados numéricos foram obtidos utilizando o programa computacional ANSYS Designer 8.0 [10]. Para todas as simulações são adotadas as seguintes especificações:

- Substrato R03003, de espessura 1,52 mm, constante dielétrica $\epsilon_r = 3,0$ e tangente de perdas 0,001;
- As portas de 1 e 2 apresentam uma impedância característica de 50Ω , o que corresponde a $w_0 = 3,8 \text{ mm}$;
- Largura da fita dos anéis $w = 1,0 \text{ mm}$;
- Fenda $g = 1,0 \text{ mm}$;
- Distância entre as portas 1 e 2, $L = 60 \text{ mm}$, independente das dimensões ou do número de anéis.

Os filtros simulados foram fabricados e caracterizados experimentalmente. As medições foram realizadas no Laboratório de Micro-ondas do GTEMA/IFPB, utilizando um analisador de redes Agilent E5071C, Fig. 6.

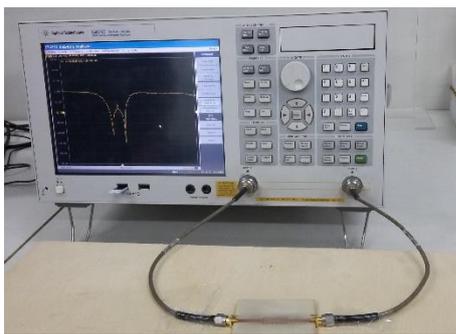


Fig. 6 Configuração dos equipamentos utilizados na caracterização experimental.

Inicialmente, seja considerado um ressonador em C, com alimentação simétrica, $L_{1ext} = 22,0 \text{ mm}$, projetado para uma frequência de ressonância em 2,45 GHz, o que corresponde a uma área ocupada de $0,180\lambda_0 \times 0,180\lambda_0$, sendo λ_0 o comprimento de onda no espaço livre na frequência de projeto. A resposta em frequência, $|S| \text{ (dB)} \times \text{freqüência (GHz)}$, é apresentada na Fig. 7, observando-se uma concordância muito boa entre os resultados numéricos e experimentais. As

características desse filtro são resumidas na Tabela I. Destaque-se ainda a boa concordância do resultado obtido para a frequência de ressonância calculada com (1), 2,412 GHz, quando comparado ao resultado experimental, 2,461 GHz, o que indica a sua aplicabilidade como uma primeira etapa de projeto.

Com o objetivo de reduzir as dimensões do filtro, foi projetado um filtro baseado na geometria matrioska, com dois anéis ($L_{1ext} = 11,6 \text{ mm}$, $L_{2ext} = 7,6 \text{ mm}$, $dy = 1,0 \text{ mm}$), o que corresponde a uma área ocupada de $0,095\lambda_0 \times 0,095\lambda_0$. A resposta em frequência obtida é apresentada na Fig. 8 e as características resumidas na Tabela I. Comparando com o ressonador em C, além da redução de aproximadamente 72% da área ocupada pelo filtro, observa-se que o filtro é mais seletivo, apresentando uma banda passante 32% menor e uma região de transição pelo menos 50% menor. Entretanto, a atenuação livre foi reduzida de 42,15 dB para 16,87 dB, o que para algumas aplicações pode não ser um resultado interessante. Em relação aos resultados iniciais de projeto, equação (8), 2,148 GHz e 2,910 GHz, quando comparados aos resultados medidos verifica-se uma diferença de 7,46% e 0,73%, para f_{r1} e f_{r2} , respectivamente. Entretanto, como resultados iniciais de projeto, essas aproximações são práticas e podem ser utilizadas como etapa inicial de uma otimização numérica.

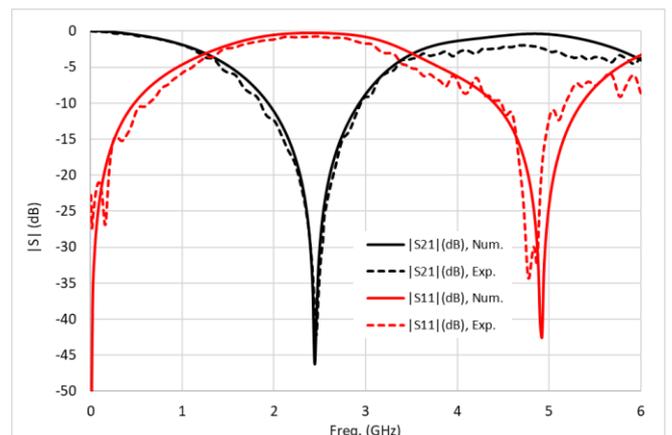


Fig. 7 $|S| \text{ (dB)} \times \text{Freq. (GHz)}$ para ressonador em C, $L_{1ext}=22 \text{ mm}$, filtro 1.

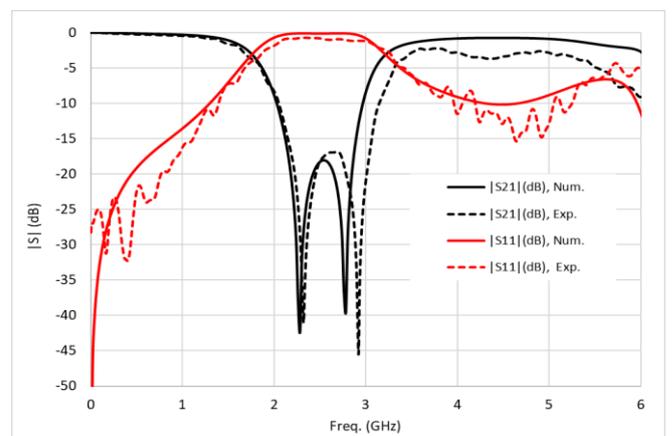


Fig. 8 $|S| \text{ (dB)} \times \text{Freq. (GHz)}$, para ressonador baseado na geometria matrioska, $L_{1ext}=11,6 \text{ mm}$, $L_{2ext}=7,6 \text{ mm}$, $dy=1,0 \text{ mm}$, filtro 2.

Para contornar a redução da atenuação livre, uma solução é a utilização de mais de um estágio do filtro em série [9], [11]. Foi então implementado um filtro com as mesmas dimensões do filtro 2, com duas seções em série, sendo o espaçamento entre as seções $d = 10,0$ mm. O valor de d foi inicialmente estimado como sendo $d = L_{1ext}$ e posteriormente otimizado numericamente até a obtenção da menor distância e a maior atenuação livre. A resposta em frequência obtida é apresentada na Fig. 9, observando-se uma concordância muito boa entre os resultados numéricos e experimentais. Embora quando comparada ao filtro 2 a área ocupada tenha aumentado para $0,272\lambda_0 \times 0,096\lambda_0$, ainda é 20% menor que a área ocupada pelo filtro 1, com praticamente a mesma largura de banda do filtro 2 e com uma atenuação livre de 36 dB. As características principais do filtro 2 são apresentadas na Tabela I.

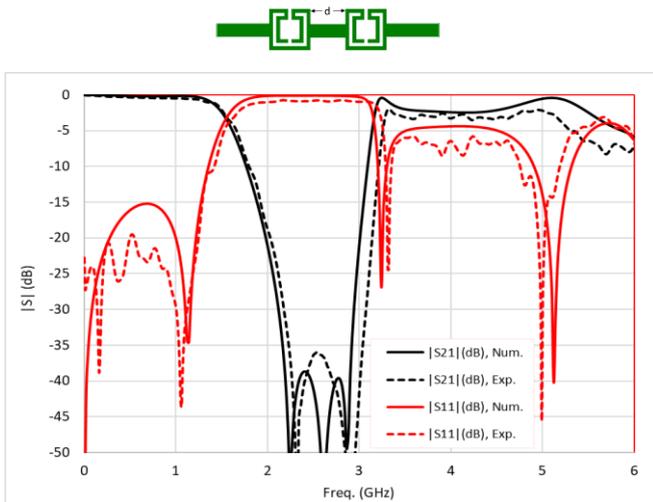


Fig. 9 $|S|$ (dB) \times Freq. (GHz) para dois ressonadores em série, $L_{1ext}=11,6$ mm, $L_{2ext}=7,6$ mm, $dy=1,0$ mm, $d=10,0$ mm, filtro 3.

TABELA I. CARACTERÍSTICAS DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO RESSONADOR COM 1 E 2 ANÉIS – RESULTADOS EXPERIMENTAIS.

	1 anel, filtro 1	2 anéis, filtro 2	2 anéis em cascata, filtro 3	2 anéis, filtro 4
$fc1$ (GHz)	1,171	1,681	1,551	1,625
$fc2$ (GHz)	3,821	3,480	3,281	3,261
$fr1$ (GHz)	2,461	2,321	2,321	2,221
$fr2$ (GHz)	-	2,931	2,911	2,781
Região de Transição1	1,230	0,610	0,630	0,566
Região de Transição2	1,301	0,535	0,160	0,455
BRW (GHz)	2,650	1,799	1,730	1,636
AL (dB)	42,15	16,87	36,00	17,00
Área ocupada	$0,0324\lambda_0^2$	$0,0090\lambda_0^2$	$0,0261\lambda_0^2$	$0,0083\lambda_0^2$

Os filtros baseados na geometria matrioska podem ser implementados no formato retangular, o que é particularmente interessante quando se deseja implementar um filtro rejeita-faixa ocupando praticamente o espaço da linha de transmissão que alimenta o circuito. Neste contexto, foi fabricado um filtro com

o anel externo com $17,6$ mm \times $7,0$ mm, e o anel interno com $13,6$ mm \times $3,0$ mm. A resposta em frequência obtida é apresentada na Fig. 10 e as suas características resumidas na Tabela I. Observa-se que praticamente ocupando apenas a área da linha de alimentação, obteve-se um filtro com aproximadamente as mesmas características do filtro 2. Essa configuração é particularmente interessante quando se deseja um filtro tipo *notch*, podendo ser aumentada a atenuação livre com a utilização de ressonadores em série, como no filtro 3. Comparando os resultados iniciais de projeto, equação (8), 2,490 GHz e 2,691 GHz, quando comparados aos resultados medidos verifica-se uma diferença de 10,8% e 3,36%, para $fr1$ e $fr2$, respectivamente.

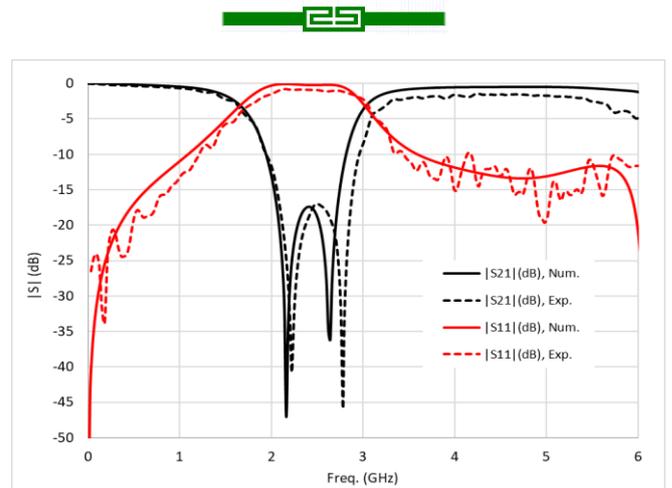


Fig. 10 $|S|$ (dB) \times Freq. (GHz) para ressonador baseado na geometria matrioska, anel externo 1 com $17,6$ mm \times $7,0$ mm, e anel externo 2 com $13,6$ mm \times $3,0$ mm, $dy = 1,0$ mm, filtro 4.

Na Fig. 11 são apresentados os 4 filtros fabricados.

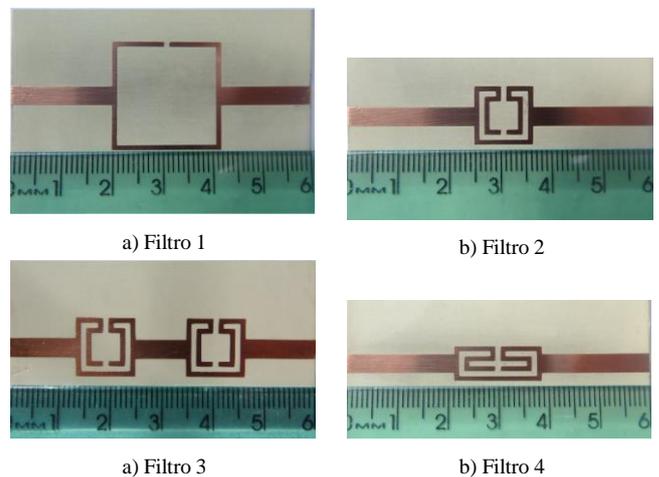


Fig. 11 Filtros fabricados.

IV. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentado o desenvolvimento de um filtro compacto com uma região de transição reduzida por aplicação na faixa de 2,4 GHz. Foram comparadas as características de 4 filtros, sendo os filtros analisados baseados na geometria matrioska (filtros 2, 3 e 4). Quando comparado ao filtro tipo C (filtro 1), foi obtida uma redução da área ocupada de 72%, com uma região de transição pelo menos 54% menor. Contudo, verificou-se que a atenuação livre ficou reduzida, o

que pode ser contornado com a utilização de ressonadores em série, com verificado no filtro (3).

As equações iniciais de projeto, com as quais foram estimados os valores iniciais das frequências de ressonância apresentaram bons resultados, com uma diferença em relação aos valores medidos de no máximo 11%, indicando a sua aplicabilidade. Os resultados numéricos e experimentais obtidos apresentaram uma concordância muito boa. A simplicidade da geometria e dos procedimentos de projeto, assim como as características obtidas, tornam o filtro proposto potencialmente atrativo para aplicações nos sistemas de telecomunicações sem fio.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao suporte parcial recebido do IFPB, através do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e da Chamada Interconecta 01/2018-IFPB.

REFERÊNCIAS

- [1] <https://www.statista.com/statistics/330695/number-of-smartphone-users-worldwide/>, acesso em 29/03,2018.
- [2] Oludotun Olukoya, Djuradj Budimir, “Inkjet-printed bandstop filters for interference suppression in multi-standard wireless systems,” in *Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference 2016*, New Delhi, India, Dec. 5–9, 2016, pp. 1–4.
- [3] J. S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF Microwave Applications*, John Wiley, New York, 2001.
- [4] K. G. Avinash, and I. Srinivasa Rao, “Design of bandpass filter using star loop dual mode resonator,” in *2015 International Conference on Communications and Signal Processing (ICCSPP)*, Melmaruvathur, India, Apr. 2–5, 2015, pp. 238–241.
- [5] Jitha B, *Development of Compact Microwave Filters Using Microstrip Loop Resonators*, PhD. Thesis, Cochin University of Science and Technology, Cochin, India, 2010.
- [6] Josefa Gilliane de Oliveira Mariano, *Implementação de Filtros Planares Baseados na Geometria Matrioska*, Dissertação de Mestrado, IFPB, João Pessoa, PB, Brasil, 2017.
- [7] A. Gomes Neto, J. N. de Carvalho, J. G. de O. Mariano, T. R. de Sousa, “Análise da aplicação da geometria matrioska aos filtros em microfita,” in *MOMAG2016*, Porto Alegre, RS, Brasil, 25–29 de julho, 2016, pp. 1–5.
- [8] <http://www.hp.woodshot.com>
- [9] A. Boutejdar, A. Batmanov, A. Omar, and E. Burte, “A new method to improve the rejectband of a 5.6 GHz bandstop filter using $\lambda/2$ open-loop ring microstrip resonators,” in *APMC 2008, Asia-Pacific Microwave Conference*, Hong Kong, Dec. 16–20, 2008, pp. 1–4.
- [10] <http://www.ansys.com>
- [11] R. N. Bates, “Design of microstrip spur-line band-stop filters,” *Microwaves, Optics and Acoustics*, vol. 1, no. 6, pp 209–216, Nov. 1977.