

Caracterização de protótipos de filtros seletivos em frequência na faixa do LTE

Roberta N. G. de Carvalho, Mariana A. R. Schaeffer, Vanessa P. R. Magri Souza, Tadeu N. Ferreira, Leni J. de Matos.

Resumo—Este trabalho visa o projeto e o desenvolvimento de dois filtros passa-faixa seletivos em frequência, realizados por meio de linhas de microfita acopladas, nas configurações *parallel edge coupled line* e *hairpin*, para a faixa de frequência de 2620 - 2690 MHz, usada em sistemas LTE. Os dispositivos foram desenvolvidos de acordo com as técnicas de prototipagem no substrato FR-4, apresentando uma largura de banda igual a 223 MHz e 95 MHz, respectivamente. Os resultados simulados e medidos apresentaram boa concordância, indicando grande potencial para a aplicação proposta.

Palavras-Chave — *Microfita, Filtro passivo, Circuitos impressos, LTE.*

Abstract—This paper aims at the design and the development of two frequency selective bandpass filters that consist of coupled microstrip lines, in the parallel edge coupled line and hairpin configurations, for the frequency band between 2620 and 2690 MHz, used for LTE systems. The devices were developed according to the prototyping techniques on the FR-4 substrate, presenting a bandwidth equal to 223 MHz and 95 MHz, respectively. An excellent agreement between the expected and measured results is reached, indicating great potential for the proposed application. This paper presents the development and manufacturing of an amplifier circuit, operating in the 0 to 4 GHz range. Simulations were performed to verify its operation. After the results were obtained, the circuit was printed on an FR-4 circuit board, using microstrip transmission lines.

Keywords — *Microstrip, Passive filter, Printed circuits, LTE.*

I. INTRODUÇÃO

Com o aumento exponencial da demanda por serviços móveis e conexões sem fio no cenário atual do LTE (*Long Term Evolution*), torna-se essencial o estudo de dispositivos que contribuam para uma melhor utilização dos recursos disponíveis, como os filtros [1]. Seu uso tem desempenhado um importante papel nos circuitos eletrônicos aplicados aos sistemas de telecomunicações [2], principalmente do tipo passa-banda, importante na seleção de faixas de frequência, visto que o espectro eletromagnético é limitado [3].

O surgimento de novos materiais, de novos processos de fabricação, assim como a necessidade de miniaturização dos circuitos, foram os fatores preeminentes que estimularam o desenvolvimento de filtros passivos realizados em circuito impresso por meio de estruturas planares, conhecidas como linhas acopladas de microfita ou *microstrips coupled lines* [4].

Filtros baseados em ressoadores, que utilizam linhas de microfita, são comumente utilizados para a recepção e transmissão em micro-ondas. Neste âmbito, podemos

destacar como principais representantes, os filtros *parallel edge coupled line* (PECL), *combine*, *interdigital* e *hairpin*. Quando comparados aos filtros em guia de ondas ou ressoadores dielétricos, podemos verificar uma maior perda de inserção e um menor fator de qualidade, contudo, o emprego dos mesmos é justificado por seu baixo custo, tamanho reduzido, perfil planar e facilidade de integração com os dispositivos ativos e antenas [5].

Este projeto baseia-se na continuação do estudo de filtros de LTE realizado em [6], no qual, foi proposto o desenvolvimento de um filtro passa-banda em linhas de microfita utilizando a técnica de *stepped-impedance* e projetado para que operasse na faixa compreendida entre as frequências de 2620 MHz e 2690 MHz, correspondendo a uma das faixas de frequências de *downlink* do LTE em operação no Brasil. Os resultados apresentados em [6] mostram que apesar da frequência central estar próxima da desejada, a largura de banda obtida de aproximadamente 600 MHz, é maior do que a especificação do padrão. As dimensões físicas do protótipo proposto (26 cm x 14,5 cm) também não atendem aos requisitos para uma aplicação no cenário atual.

Desta forma, visando o emprego em redes de LTE e buscando atender aos requisitos de largura de banda impostos pelo sistema, aproximadamente de 70 MHz, assim como a miniaturização do circuito, o presente artigo reporta a pesquisa e o desenvolvimento de dois filtros ressoadores: PECL e *hairpin* otimizado, conforme pode ser observado na Figura 1.

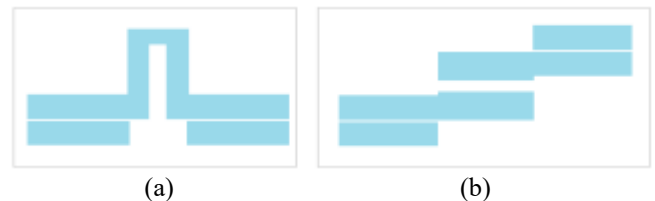


Fig. 1. Filtros passa-faixa em linhas acopladas de microfita propostos: (a) *hairpin* otimizado, (b) PECL.

O trabalho é organizado em cinco seções. A seção II contempla os principais aspectos teóricos, assim como uma revisão da literatura relacionada ao tema. Os protótipos dos filtros passa-faixa são apresentados na seção III por meio do dimensionamento das linhas e simulação no *software* ANSYS *Designer* com o modelo de circuitos. Na seção IV, é realizada a caracterização experimental para comparação dos resultados simulados e medidos, a fim de validar os protótipos desenvolvidos. Conclusões e sugestões para trabalhos futuros são apresentadas na seção V.

Roberta Carvalho, Mariana Schaeffer, Vanessa Magri, Tadeu Ferreira, Leni Matos, Escola de Engenharia, Universidade Federal Fluminense (UFF), Niterói, Rio de Janeiro, Brasil, E-mails: [robertang.carvalho, marianaschaeffer] @gmail.com, [vanessamagri, tadeu_ferreira, lenijm] @id.uff.br. Este trabalho foi parcialmente financiado pela CAPES.

II. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Filtros são estruturas fundamentais que operam separando faixas de frequências desejáveis de faixas indesejáveis. Um filtro passa-banda é um dispositivo que permite a passagem de uma determinada faixa de frequências, atenuando os sinais com frequências abaixo e acima dessa faixa [7]. Um filtro é considerado ideal quando o mesmo não causa distorções no sinal em sua banda passante e elimina todo o sinal da banda rejeitada, além de possuir uma faixa de decaimento extremamente pequena. Através da utilização de técnicas de aproximação é possível obter características similares a esses dispositivos [8]. Para tanto, faz-se necessária a especificação do método de síntese e da ordem do filtro proposto. Os métodos de síntese de filtros mais utilizados são *Butterworth*, *Chebyshev*, *Elíptico* e *Bessel* [9].

Neste trabalho, foram considerados os filtros baseados em *Chebyshev*. Nesta aproximação, dependendo do grau de tolerância, é possível melhorar a resposta na banda de rejeição sem variar o grau da função de transferência [10].

Dado o intenso crescimento de aplicações que utilizam sistemas de telecomunicações e as limitações de disponibilidade de banda no espectro do LTE, os filtros são submetidos a condições cada vez mais restritas de resposta em frequência. Além disso, neste contexto, faz-se necessária a implementação de dispositivos que reúnam características como: baixo custo, pequenas dimensões, peso e volume reduzidos, entre outras. Considerando esses requisitos, em aplicações na faixa de frequência de micro-ondas e radiofrequência, a tecnologia de filtros em linhas de microfita é frequentemente adotada [5].

Ressonadores são comumente empregados na composição de filtros passa-faixa planares que, por sua vez, podem ser implementados em variadas tecnologias. Os mais convencionais são aqueles que utilizam linhas de microfita e similares (linhas coplanares, linhas acopladas, etc.), tais como os filtros: *PECL*, *hairpin*, *interdigitais* e *combine* [11]. Os filtros *PECL* e *hairpin* são os alvos deste trabalho. O projeto desses filtros envolve a utilização de equações bem conhecidas [7], além de contar com ajustes empíricos para obtenção de características mais adequadas. A seguir, serão descritas as equações iniciais de ambos os filtros.

A. Filtro PECL

Um modelo típico do filtro PECL é ilustrado na Figura 2. Esses filtros são compostos de linhas acopladas e representam uma das formas mais simples para a implementação de filtros do tipo passa-faixa, abrangendo diversas aplicações. As linhas de microfita acopladas consistem em duas linhas de transmissão de microfita paralelas, dispostas sobre o mesmo substrato, e próximas o suficiente para que ocorra um acoplamento contínuo entre os campos eletromagnéticos [12]. Nesta configuração, cada ressonador é posicionado paralelamente a seu adjacente a uma distância S , possuindo o comprimento físico P de meio comprimento de onda da frequência de ressonância.

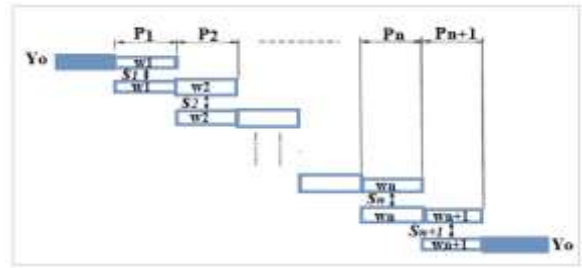


Fig. 2. Estrutura geral para o filtro PECL.

Para a obtenção das dimensões iniciais e da estimativa da frequência de ressonância, foram consideradas as expressões fornecidas em [7], que incluem as seguintes equações:

$$\frac{J_{01}}{Y_0} = \frac{\pi FBW}{\sqrt{2g_0g_1}} \quad (1)$$

$$\frac{J_{jj+1}}{Y_0} = \frac{\pi FBW}{2} \frac{1}{\sqrt{g_jg_{j+1}}}; \quad j \text{ pertencente a } \{1,2,\dots,(n-1)\} \quad (2)$$

onde Y_0 corresponde à admitância das linhas de entrada e saída desejadas, n representa a ordem do filtro, FBW é a banda fracionária [12], $J_{j,j+1}$ são as admitâncias características dos inversores J e $g_0, g_1 \dots g_n$ são os valores dos elementos normalizados de *Chebyshev*. Por sua vez, as impedâncias características do modo par (Z_{0e}) e ímpar (Z_{0o}) dos ressonadores podem ser obtidas através das equações 3 e 4.

$$(Z_{0e})_{j,j+1} = \frac{1}{Y_0} \left[1 + \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} \right)^2 \right] \quad (3)$$

$$(Z_{0o})_{j,j+1} = \frac{1}{Y_0} \left[1 - \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} \right)^2 \right] \quad (4)$$

As dimensões físicas das linhas (S , W , P) são obtidas através da otimização dos cálculos dos valores da impedância característica das linhas de microfita acopladas em modo par e modo ímpar, de acordo com suas equações de dimensionamento [7].

B. Filtro *hairpin*

Os filtros *hairpin* são dispositivos compactos, respaldados no acoplamento em paralelo de ressonadores de meio comprimento de onda dobrados em forma de “U”, conforme pode ser observado na Figura 3(a). Geralmente, nesses filtros, as linhas de entrada e de saída são ligadas diretamente ao primeiro e ao último ressonador, respectivamente, através de *tapped lines*. O valor do comprimento do ressonador (L), representado na Figura 3(b), pode ser calculado a partir da equação (5), onde λ_g corresponde ao comprimento de onda guiado na frequência de ressonância.

$$L = \frac{\lambda_g}{4} \quad (5)$$

Sendo f_{res} a frequência de operação do filtro e ϵ_{eff} a constante dielétrica efetiva, λ_g é obtido pela equação 6. A equação para a determinação do ϵ_{eff} é apresentada em [7].

$$\lambda_g = \frac{3 \cdot 10^8}{f_{res} \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (6)$$

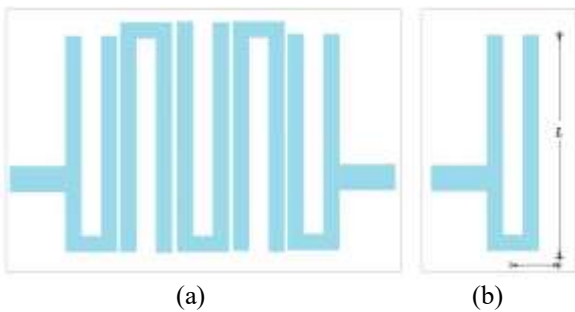


Fig. 3. Filtro *hairpin*: (a) Estrutura geral, (b) Representação do comprimento do ressoador (L).

III. DESENVOLVIMENTO E SIMULAÇÕES

Esta seção apresenta a modelagem dos filtros PECL e *hairpin*, dimensionados segundo a seção anterior, em ambiente de simulação.

Para o projeto e confecção dos filtros, foi utilizado o *software* ANSYS Designer através da implementação por circuito equivalente. Na caracterização numérica e experimental de ambos os filtros, é considerado o substrato de baixo custo do tipo FR-4 (*Flame Retardant 4*). O material apresenta as seguintes características: constante dielétrica (ϵ_r) igual a 4,3, *thickness* (t) igual a 35 μm e tangente de perdas ($\tan \delta$) igual a 0,019.

Esquemáticamente, conforme observado na Figura 4(a), temos o modelo de circuitos do filtro passa-banda PECL. O *layout* do protótipo é ilustrado na Figura 4(b) que exibe as dimensões absolutas de $C_a = 47 \text{ mm}$ (comprimento) e $L_a = 59,5 \text{ mm}$ (largura), e a Tabela I resume as principais especificações do projeto. Optou-se pela utilização de conectores nas extremidades de entrada e saída com impedância característica (Z_0) de 50 Ω .

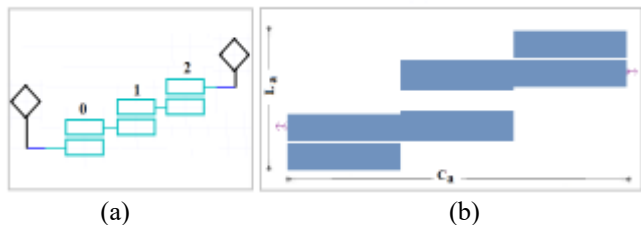


Fig. 4. Filtro PECL proposto no ANSYS Designer: (a) Modelo de circuitos para o esquemático em FR-4, (b) Representação do *layout* de simulação.

TABELA I. ESPECIFICAÇÕES DO FILTRO PECL.

Tipo de filtro	<i>Chebyshev</i>
Ordem do filtro (n)	2
Frequência central	2,655 GHz
<i>Ripple</i> da banda passante	0,5 dB
FBW	2,64%

TABELA II. VALORES DAS IMPEDÂNCIAS CARACTERÍSTICAS PARA OS MODOS PAR (Z_{0e}) E ÍMPAR (Z_{0o}).

J	$J_{j,j+1}/Y_0$	$(Z_{0e})_{j,j+1}$ (em ohms)	$(Z_{0o})_{j,j+1}$ (em ohms)
0	0,161177	59,357	43,240
1	0,030342	51,616	25,808
2	0,161177	59,357	43,240

De acordo com as especificações da Tabela I, são calculados os valores das admitâncias características dos inversores J e impedâncias de modo par e modo ímpar descritas na Tabela II. Os parâmetros físicos de dimensionamento do protótipo são listados de forma concisa na Tabela III, obtidos segundo os valores de J, Z_{0e} e Z_{0o} determinados anteriormente [7]. Desta forma, é possível realizar a simulação do modelo proposto, obtendo a resposta em frequência correspondente.

TABELA III. DIMENSÕES FÍSICAS FINAIS (EM MM) DO PROTÓTIPO DO FILTRO PECL DESENVOLVIDO.

N	W	P	S
0	3,278773	14,96	0,25
1	3,649609	15,31	2,5
2	3,278773	14,96	0,25

A Figura 5 reporta os resultados da análise de circuitos simulada no *software*, para a função de transferência do filtro, conforme o modelo proposto. As simulações foram realizadas na faixa de frequência de 2,20 GHz a 3,2 GHz, a fim de obtermos as perdas de transmissão (S_{21}) e de retorno da estrutura (S_{11}). A curva sólida representa o parâmetro S_{21} enquanto a pontilhada, o S_{11} . Verifica-se, com o auxílio de marcadores, que o filtro apresenta uma largura de banda teórica aproximada de 184,5 MHz, centrado na frequência de 2,655 GHz e opera na faixa compreendida entre as frequências de 2,5658 GHz e 2,7540 GHz, condizente com o esperado para o projeto.

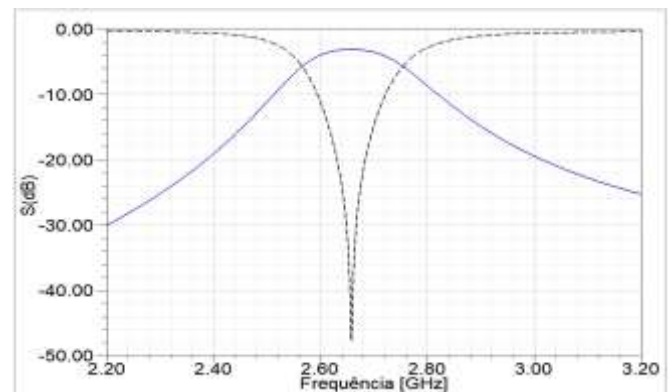


Fig. 5. Resultado da simulação do filtro PECL em FR-4, sendo a linha cheia (S_{21}) e em pontilhado, (S_{11}).

No desenvolvimento a seguir, serão expostos os principais parâmetros que regem e permitem o *design*, a simulação e a análise do filtro passa-faixa *hairpin*. O projeto do filtro envolve a determinação dos valores de W (largura das linhas), P (comprimento físico das linhas acopladas) e S (espaçamento), tendo em vista as características a serem alcançadas. Para tanto, faz-se necessária a utilização de expressões que forneçam estimativas para a obtenção das dimensões iniciais do dispositivo, como por exemplo: o comprimento do ressoador ($L = 14,5$ mm). Adicionalmente, optou-se pelo emprego de linhas acopladas junto aos conectores nas extremidades de entrada e saída para maior controle da banda passante. A Figura 6(a) exibe o esquemático do modelo de circuito do filtro passa-banda, cujas medidas encontram-se detalhadas na Tabela IV. O *layout* da estrutura é mostrado na Figura 6(b), assumindo o comprimento (C_a) igual a 44 mm e largura (L_a), 59,5 mm.

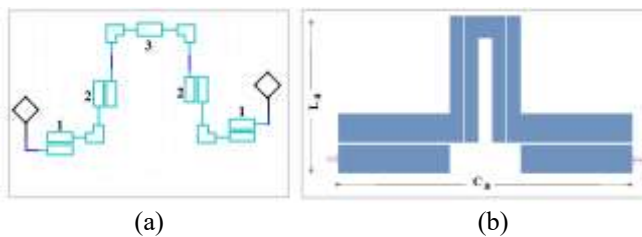


Fig. 6. Filtro *hairpin* proposto no ANSYS Designer: (a) Modelo de circuitos para o esquemático em FR-4, (b) Representação do *layout* de simulação.

TABELA IV. DIMENSÕES FÍSICAS FINAIS (EM MM) DO PROTÓTIPO DO FILTRO *HAIRPIN* DESENVOLVIDO.

N	W	P	S
1	3,28	16,38	0,273
2	2	14,35	0,2
3	2,5	2	-

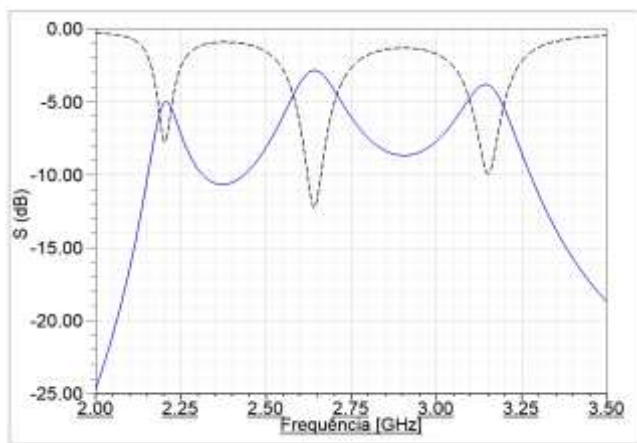


Fig. 7. Resultado da simulação do filtro *hairpin* em FR-4, (S_{21}) linha cheia e (S_{11}) pontilhado.

O resultado da resposta em frequência, proveniente da caracterização em ambiente de simulação de circuito equivalente, pode ser visualizada na Figura 7. As simulações foram realizadas na faixa de frequências de 2 GHz a 3,5 GHz. Podem-se extrair do gráfico as curvas correspondentes à perda de transmissão (S_{21}) e o coeficiente de reflexão (S_{11}). Verifica-se o surgimento de outras bandas passantes ressoando nas frequências de 2,2060 GHz e 3,1460 GHz, entretanto, nota-se que a faixa de 128,9 MHz, centrada na frequência de 2,6430 GHz, opera de forma mais eficiente.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para fins de validação e comparação dos resultados obtidos através da simulação em *software*, foram fabricados e medidos os protótipos correspondentes aos filtros modelados. Desta forma, para a confecção dos dispositivos, foi utilizada a máquina prototipadora LPKF ProtoMat S103, que trabalha em conjunto com o *software* CircuitPro 2.1. Esse equipamento realiza fresagem, perfuração e cortes em placas de circuito impresso adequadas para altas frequências e de micro-ondas. Os protótipos finais dos filtros PECL e *hairpin*, após os processos de corrosão e soldagem dos conectores, podem ser visualizados, respectivamente, na Figura 8(a) e Figura 8(b).

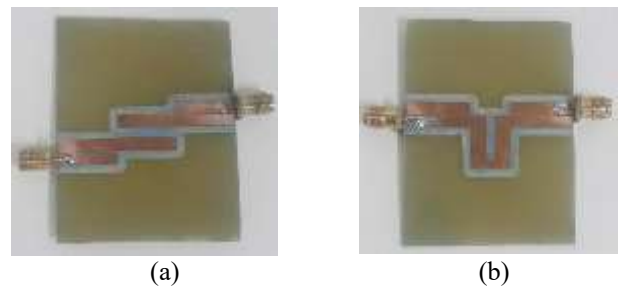


Fig. 8. Protótipos dos filtros passa-faixa (a) PECL (b) *hairpin*, após a conectorização.

A medição de ambos os filtros foi realizada no laboratório de Antenas e Propagação da Universidade Federal Fluminense (UFF). O *setup* de medição consistiu dos dispositivos confeccionados, conectados através de cabos coaxiais ao analisador vetorial de redes da Anritsu (*Vector Network Analyzer- VNA*) modelo MS2034A, configurado e calibrado para obter as curvas relativas na faixa de 2 GHz a 3,2 GHz.

O desempenho das estruturas é avaliado experimentalmente por meio da medição da perda de transmissão (S_{21}). A Figura 9 e Figura 10 apresentam a comparação dos resultados obtidos na simulação e na medição, ambos para as funções de transferência dos filtros PECL e *hairpin*, respectivamente.

A partir da análise da curva da Figura 9, pode-se observar que o dispositivo PECL apresenta uma largura de banda real aproximada de 223 MHz, com frequência central em 2,648 GHz, o que representa um deslocamento em frequência de 7 MHz.

Similarmente, a Figura 10 expõe os resultados obtidos para o filtro *hairpin*. Verifica-se que é mantida a característica multibanda e que o dispositivo fabricado possui na frequência 2,574 GHz a banda de 48 MHz e na frequência de 2,766 GHz a banda de 95 MHz, aproximando-se do padrão de 70 MHz proposto pelo LTE.

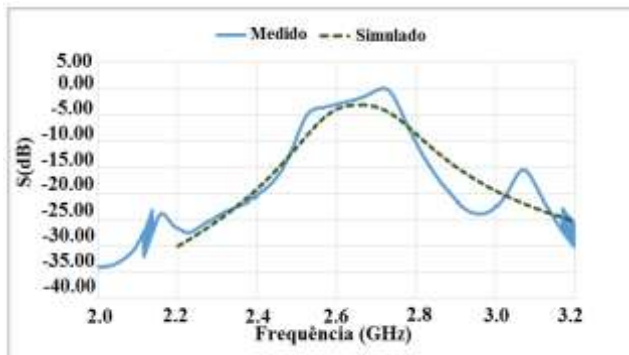


Fig. 9. Comparação das funções de transferência do filtro PECL simulado (curva tracejada) e medido (curva cheia).

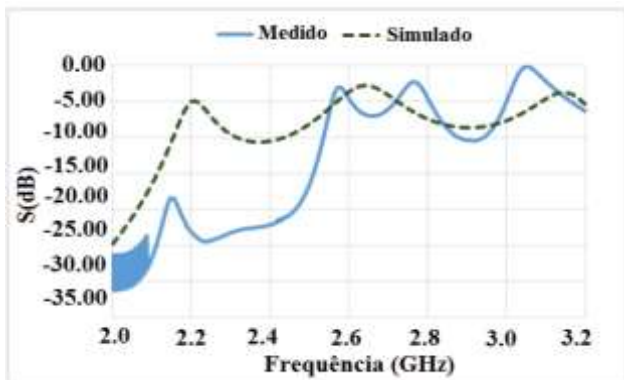


Fig. 10. Comparação das funções de transferência do filtro *hairpin* simulado (curva tracejada) e medido (curva cheia).

Conforme analisado, a faixa de frequência requerida em ambos os filtros é pequena, o que garante a aplicação no espectro do LTE de cenário atual. De maneira geral, verificou-se uma boa concordância entre os resultados simulados e medidos, indicando um grande potencial para a aplicação proposta. A diferença dos valores simulados e medidos obtidos para a frequência de ressonância e largura de banda pode ser atribuída tanto à diferença das propriedades do substrato dielétrico informadas pelo fabricante (permissividade e tangente de perdas), quanto ao tipo de simulação utilizada, que é realizada por modelo de circuitos. Ressalta-se que são desprezadas na simulação, as características reais não homogêneas do material empregado na fabricação, os conectores SMA-PCB soldados às linhas de entrada e saída e o comprimento físico dos cabos, presentes na fase experimental.

V. CONCLUSÕES

Este artigo teve como finalidade a implementação de filtros passivos na faixa de *downlink* do LTE, dando prosseguimento ao trabalho referenciado em [6]. Os

protótipos desenvolvidos neste trabalho possuem dimensões reduzidas, o que indica maior aplicação em transceptores dos sistemas LTE em relação ao filtro desenvolvido em [6].

Foram projetados e caracterizados, por simulação e experimentalmente, dois filtros passa-banda do tipo *parallel edge coupled line* e *hairpin*, seletivos em frequência para a faixa compreendida entre 2620 a 2690 MHz, obtendo as bandas de 223 MHz e 95 MHz, respectivamente. As equações e técnicas encontradas na literatura se mostraram úteis para uma estimativa inicial das dimensões físicas e obtenção da frequência de ressonância dos dispositivos.

Para projetos futuros, a fim de compensar o deslocamento da frequência de ressonância e da banda de passagem projetada, ambos causados pelas diferenças nas propriedades do material especificadas pelo fornecedor, podem ser utilizados fatores de correção obtidos por uma caracterização experimental do material a ser empregado. Com intuito de dar continuidade ao trabalho desenvolvido, devido às altas perdas do substrato FR-4 em frequências acima de 2 GHz, recomenda-se a utilização de substratos que apresentem uma menor tangente de perdas. As estruturas leves e compactas, além de exibirem uma estreita largura de banda passante, atendem as principais características desejadas, tendo em vista a aplicação em sistemas de comunicação sem fio no cenário atual. Os resultados experimentais validam a análise desenvolvida e confirmam o projeto proposto.

AGRADECIMENTOS

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES).

REFERÊNCIAS

- [1] G. Fettweis e S. Alamouti, "5G: Personal mobile internet beyond what cellular did to telephony." *IEEE Communications Mag.*, v. 52, n. 2, pp.140-145, February 2014.
- [2] M. Makimoto e S. Yamashita, *Microwave resonators and filters for wireless communication: Theory, Design and Application*. 1 ed., Tokyo, 2001.
- [3] M. Alaydrus, D. Widiastuti e T. Yulianto, Designing Cross-Coupled Bandpass Filters with Transmission Zeros in Lossy Microstrip, *IEEE ICITEE*, Jogjakarta, 2013.
- [4] K. C. Gupta, R. Garg e I. J. Bahl, *Microstrip lines and Slotline*. 2 ed, Artech House, Boston, 1996.
- [5] D. Pozar, *Microwave Engineering*. 3 ed., pp. 416-438, Wiley, 2005
- [6] A. R. S. Mariana, Implementação de filtros em microstrip na faixa do LTE, Dissertação de Mestrado, UFF, Niterói, Rio de Janeiro, Brasil, 2017.
- [7] J. S. Hong e M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF Microwave Applications*, John Wiley, New York, 2001.
- [8] R. E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*, John Wiley & Sons, 1990.
- [9] D. E. Jhonson, *Introduction to Filter Theory*, New Jersey, 1976.
- [10] J. F. White, *High Frequency Techniques: an introduction to RF and microwave engineering*, New Jersey, 2004.
- [11] L. Y. Matthaie e E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, Boston, 1980.
- [12] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley & Sons. 2 ed., 2012.