



A study of the ground plane effect in passband filters using OSRR cells

Iván Díaz-Pardo ^a, Carlos Arturo Suárez-Fajardo ^b & Gustavo Adolfo Puerto-Leguizamón ^c

^a Facultad de Ingeniería, Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Bogotá, Colombia. iediazp@udistrital.edu.co

^b Facultad de Ingeniería, Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Bogotá, Colombia. csuarezf@udistrital.edu.co

^c Facultad de Ingeniería, Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Bogotá, Colombia. gpuerto@udistrital.edu.co

Received: March 12th, 2014. Received in revised form: March 6th, 2015. Accepted: July 10th, 2015.

Abstract

This paper presents the study of the ground plane effect in passband filters using metamaterial cells in Open Split Ring Resonators (OSRR) structures on microstrip substrates. Three different configurations have been proposed, namely: by removing partially the ground plane of the OSRR cell back end, by windows design over the ground plane at the back end of each cell and by placing a full ground plane. The conducted analysis shows that the filter transmission response featuring a ground plane including windows proved to be the most flattened with the middle bandwidth of the three configurations. On the other hand, the performance of these filters is similar to a conventional filter based on three-pole microstrip technology but with a considerable reduction in size of about 60%.

Keywords: Meta-materials, flat filters, Split Ring Resonators (SRR), Open split ring resonator (OSRR).

Estudio del efecto del plano de masa en filtros pasa banda usando celdas OSRR

Resumen

En este artículo se presenta un estudio del efecto del plano de masa en filtros pasa banda mediante la utilización de celdas meta material en estructura de resonadores abiertos en anillo dividido OSRR (Open Split Ring Resonator) sobre sustratos microstrip. Se plantean tres tipos de configuraciones, a saber: eliminar parcialmente el plano de masa en la parte posterior a las celdas OSRR, diseñar ventanas sobre el plano de masa al respaldo de cada celda y colocar el plano de masa completo. El análisis llevado a cabo muestra que la respuesta de transmisión del filtro con ventanas en el plano de masa resulta ser la más plana de los tres casos y de igual manera con un ancho de banda intermedio. Por otra parte, el desempeño de este tipo de filtros es similar al de un filtro convencional en tecnología microstrip de tres polos, sin embargo su tamaño resulta ser un 60% más pequeño.

Palabras clave: Metamateriales, filtros planos, resonador de anillo dividido SRR, resonadores en anillo abierto dividido (OSRR).

1. Introducción

Las modernas aplicaciones en comunicaciones sobre las bandas de microondas y milimétricas como es el caso de antenas, filtros, líneas de transmisión, divisores de potencia entre otros requieren del diseño de soluciones de dispositivos y circuitos con reducido tamaño, alto desempeño y particularmente en el caso de los filtros se requiere que estos ofrezcan una reducción sustancial de las señales espurias al igual que las componentes armónicas no deseadas.

La implementación de estructuras periódicas (metamateriales) con tamaños comparables a la longitud

de onda de diseño, mediante las cuales se puede controlar el comportamiento electromagnético del material, ofrece una interesante alternativa de solución a estos requerimientos. Un ejemplo de esta solución son los medios zurdos (left-handed media) que se caracterizan por presentar un valor negativo de la permitividad dieléctrica y de la permeabilidad magnética efectivas, lo cual permite generar en el medio ondas de retroceso [1,2].

Si bien es cierto que la implementación física de metamateriales solo pudo ser posible en el siglo 21, desde el siglo pasado se idearon propuestas para estructuras capaces de modificar el comportamiento electromagnético

de los materiales [3], haciendo uso de esta propuesta, en [4] se presenta el diseño de una línea de transmisión sobre sustrato microstrip, la cual es cargada periódicamente con celdas cuadradas SRR, de igual manera en [5] se adelanta un estudio sobre estructuras CSRR (Complementary Split Ring Resonator) y SRR con geometría circular, acopladas a líneas de transmisión planas sobre sustratos microstrip, por otra parte, en [6] se presentan alternativas interesantes para la implementación de filtros en diversas configuraciones, todos ellos de tamaño reducido mediante el uso de celdas SRR (Split Ring Resonator), OSRR (Open Split Ring Resonator), CSRR, cuyo circuito equivalente puede ser representado por circuitos RLC en serie o paralelo junto con una línea de transmisión.

Así mismo en [7] se diseña un filtro rechaza banda con banda de rechazo de 2.25GHz de tamaño inferior a la longitud de onda, el cual hace uso de estructuras denominadas resonadores de anillos complementarios divididos, el filtro esta compuesto por una celda OCSRR (Open Complementary Split Ring Resonator) básica y dos "stub" de longitud $\lambda/4$ ubicados en direcciones opuestas para reducir su tamaño. El ancho de banda de rechazo se incrementó en un 59.11% y su tamaño fue reducido en un 15% respecto a un filtro convencional.

En [8] se propone el diseño de un filtro rechaza banda angosto (Notch) el cual se construye mediante la interconexión de dos anillos abiertos divididos (OISRR). El circuito equivalente para la estructura resultante es la de un circuito resonante LC paralelo, permitiendo su conexión en paralelo con la línea de transmisión. Esta celda presenta una frecuencia de resonancia que resulta ser la mitad de la de una celda del tipo resonador en anillo dividido (SRR), lo cual permite que su tamaño eléctrico sea pequeño. Los resultados de medida sobre el prototipo construido arrojan un ancho de banda de rechazo a -3dB

inferior al 2%, con pérdidas de inserción superiores al 10dB en la banda de rechazo, esto para las dos frecuencias de anti-resonancia que resultan de la configuración.

En [9] se propone el diseño de un filtro pasa banda mediante dos líneas de transmisión microstrip paralelas ubicadas en las dos caras del sustrato DSPSL (Double-Sided Parallel-Strip Line) formando una geometría básica del tipo celda (SRR), mediante las cuales se logra pasar de un comportamiento como líneas de transmisión paralelas DSPSL a una celda básica SRR (Split Ring Resonator), de tal manera que su comportamiento electromagnético se torna eléctrico

Este resultado se logra interrumpiendo el centro de las dos líneas de transmisión paralelas en forma de anillo y adicionando dos postes que unen el lado superior con el lado inferior y viceversa logrando de esta manera que el circuito final se comporte como una celda del tipo CSRR (Complementary Split Ring Resonator) con la cual se diseña un filtro pasa banda centrado en 3.3GHz.

En este trabajo se estudiará el efecto de la geometría del plano de masa en el comportamiento de este tipo de filtros para lo cual se plantean tres tipos de configuraciones sobre un filtro de 3 polos con celdas OSRR a saber: eliminar parte del plano de masa, particularmente en la parte posterior a las celdas OSRR, diseñar ventanas sobre el plano de masa al respaldo de cada celda y colocar el plano de masa completo.

2. Resonadores abiertos en anillo dividido (OSRR)

La Fig. 1 a) muestra la cara superior de una celda básica OSRR y las Fig. 1b) a 1d) muestran la cara posterior (plano de masa) de las tres configuraciones analizadas en este documento a saber: plano de masa parcial, plano de masa completo y ventanas en el plano de masa respectivamente.

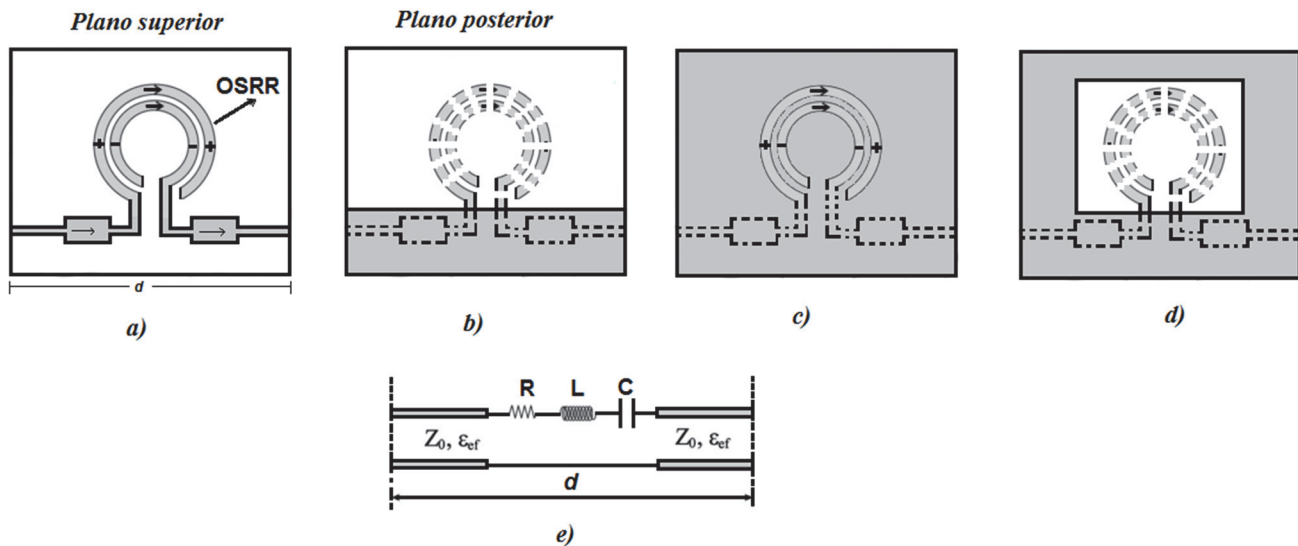


Figura 1. Celda OSRR: a) Vista capa superior b) Vista capa posterior con plano de masa parcial c) Vista posterior con plano de masa completo d) Vista posterior con ventana en plano de masa e) Circuito RLC Equivalente.

Fuente: Los autores.

En las celdas OSRR (Split Ring Resonator) mostrada en la Fig. 1, uno de los anillos es atravesado por un flujo de corriente alimentado por la línea de transmisión principal mientras que el otro anillo es excitado por una corriente de desplazamiento a través de la separación entre los anillos. El modelo de circuito es similar al de una celda SRR sin embargo se añade en serie la línea de transmisión como se muestra en la Fig. 1(e).

El ancho de banda del filtro puede ser controlado mediante las secciones de línea de transmisión que unen las celdas OSRR (longitud d en las Fig. 1(a) y (e)), mientras que la profundidad en la banda de rechazo depende del número de celdas utilizadas en la implementación del filtro. La capacitancia equivalente resultante de esta configuración es cuatro veces más grande que la de una celda SRR y su frecuencia de resonancia se puede determinar con la expresión dada en (1).

$$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_S C_S}) \quad (1)$$

Donde L_S y C_S representan la capacitancia e inductancia equivalentes de la estructura SRR. La expresión para C_S se determina en [10] y la inductancia L_S puede ser calculada aproximadamente como la de un anillo simple con radio promedio r_0 y ancho c como se aprecia en la Fig. 2 y su valor se expresa en [11] mediante (2):

$$\frac{L}{\mu_0} = \frac{\pi^3}{4c^2} \int_0^\infty \frac{1}{k^2} [bB(kb) - aB(ka)]^2 dk \quad (2)$$

En (2) las constantes que intervienen de determinan como: $a = r_0 - c/2$ y $b = r_0 + c/2$ y B es definida como $B(x) = S_0(x)J_1(x) - S_1(x)J_0(x)$, donde S_n y J_n son las funciones de Struve y Bessel de orden n . La nueva capacitancia de una estructura OSRR se puede obtener mediante la expresión (3):

$$C = 2\pi r_0 C_{pul} \quad (3)$$

Donde r_0 es el radio medio del anillo (Fig. 2) y C_{pul} es la capacitancia por unidad de longitud, la cual es calculada mediante la expresión (4):

$$C_{pul} = \beta/\omega Z_0 \quad (4)$$

La ecuación (4) determina el valor de C_s en (1). Donde β es la constante de fase, ω la frecuencia angular y Z_0 la impedancia característica de la línea ($Z_0=50\Omega$), $\epsilon_r = 3.5$ y $R = 0$ en la Fig. 1e). Los resultados anteriores se basan en suponer una línea de transmisión sin pérdidas [11].

3. Estudio del efecto del plano de masa en filtros pasa banda usando celdas OSRR

En esta sección se analiza el comportamiento de un filtro implementado con tres celdas compuestas por estructuras de resonadores abiertos en anillo dividido (OSRR) en las cuales se cambia la geometría del plano de masa, para lo cual se diseña inicialmente la celda básica como se muestra a continuación.

El diseño de la celda básica se lleva a cabo mediante las ec. (1)-(4) y las ecuaciones de diseño para C_s suministradas en [10],

mediante las cuales es posible obtener una frecuencia de resonancia para el anillo de $f_0 = 3.42\text{GHz}$ con los valores para la inductancia y capacitancia dados por $L_s = 7.58\text{nH}$ y $C = 0.284\text{pF}$, para lo cual se requiere diseñar el anillo con las siguientes dimensiones: $c = 0.2\text{mm}$, $s = 0.3\text{mm}$, $r_{ext} = 2.0\text{mm}$ (Fig. 2).

Tomando como base las anteriores dimensiones para el anillo básico se construye un filtro compuesto por tres anillos en el cual se estudiará el efecto de la geometría en el plano de masa en los tres casos siguientes: una primera geometría en la que se diseña un plano de masa que ocupa la parte inferior del filtro dejando libre la parte posterior de las celdas, Fig. 1(b). Una segunda geometría que hace uso de un plano de masa completo, Fig. 1(c). Finalmente, los resultados de las anteriores propuestas se comparan con los obtenidos mediante una geometría que hace uso de ventanas construidas en el plano de masa, las cuales dejan libre las celdas, Fig. 1(d).

Los tres filtros se implementarán sobre un sustrato con las siguientes especificaciones: constante dieléctrica $\epsilon_r = 3.5$, tangente de pérdidas $\text{tg } \delta = 0.0018$, espesor del sustrato $h = 1.524\text{mm}$ y espesor del cobre $t = 17.5\mu\text{m}$. La impedancia característica de la línea de transmisión principal es cercana a $Z_0=50\Omega$, parámetro que se ajusta cambiando el ancho y largo de las líneas que unen las celdas ($LTX1$, $LTX3$ en la Fig. 3).

El comportamiento de este filtro es similar al de un filtro de tres polos realizado con los métodos tradicionales, sin embargo, como se notará posteriormente, el tamaño requerido con metamateriales resulta ser menor respecto a los métodos tradicionales de filtros sobre sustratos microstrip.

3.1. Filtro OSRR con plano de masa parcial.

La Fig. 3 muestra la geometría de un filtro compuesto por tres celdas básicas OSRR (Fig. 2), en el cual se diseña un plano de masa que deja libre la parte superior de las celdas OSRR.

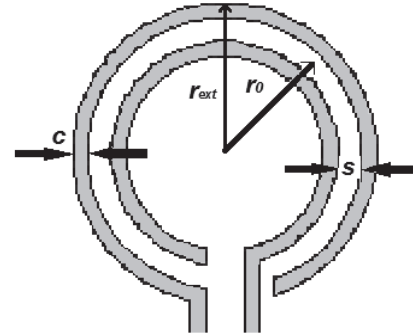


Figura 2. Celda OSRR básica. Fuente: Los autores

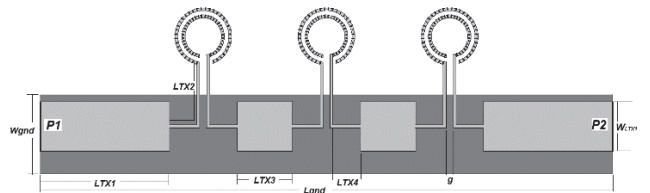


Figura 3. Filtro pasa banda con celdas OSRR, con plano de masa hasta la mitad del filtro. Fuente: Los autores

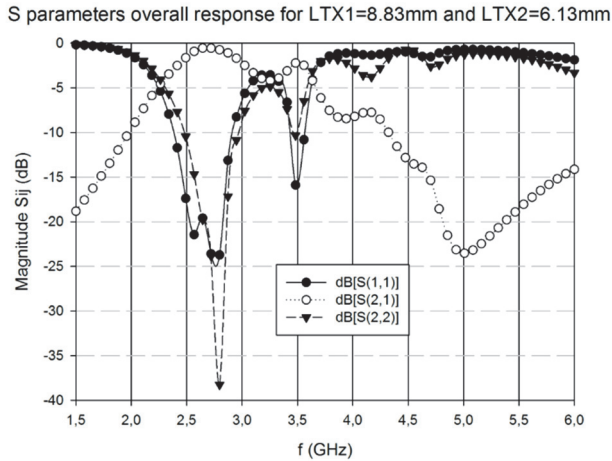


Figura 4. Resultados de las Simulaciones para la magnitud de los parámetros S11, S21 y S22.
Fuente: Los autores

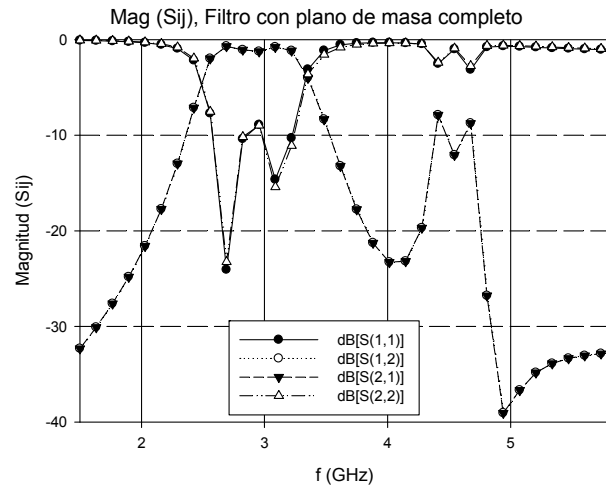


Figura 6. Resultados de las Simulaciones para la magnitud de los parámetros S11, S21, S12 y S22 para filtro OSRR con plano de masa completo.
Fuente: Los autores

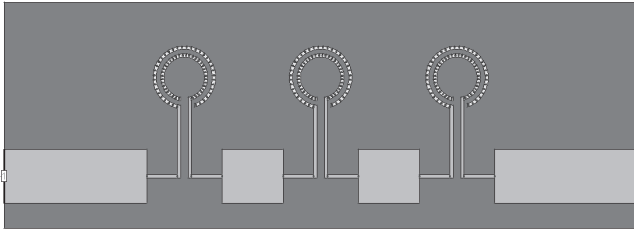


Figura 5. Filtro pasa banda con celdas OSRR y plano de masa completo.
Fuente: Los autores

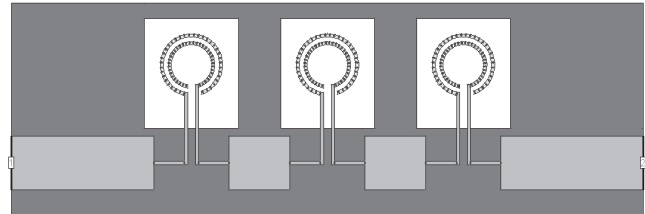


Figura 7. Filtro pasa banda con celdas OSRR y ventanas en el plano de masa.
Fuente: Los autores

La Fig. 4 muestra los resultados de las simulaciones para la magnitud de los parámetros de adaptación S11 y S22 y el parámetro de transmisión S21 para los puertos 1 y 2 en un filtro que elimina la parte superior del plano de masa. Las dimensiones de este filtro son: $LTX1 = 8.83mm$, $LTX2 = 6.13mm$, $LTX3 = 3.87mm$, $LTX4 = 1.94mm$, $WLTX1 = 3.43mm$, $W_{gnd} = 5.48mm$, $L_{gnd} = 40.22mm$, $g = 0.5mm$ (Fig. 3). Este filtro fue fabricado y caracterizado y sus resultados se muestran en sección posterior.

3.2. Filtro OSRR con plano de masa completo

La Fig. 5 muestra el diseño de un filtro compuesto por tres celdas OSRR con las mismas dimensiones del filtro mostrado en la Fig. 3 pero diseñando un plano de masa completo cubriendo de esta manera la totalidad del respaldo de las celdas.

La Fig. 6 muestra los resultados de las simulaciones para la magnitud de los parámetros de adaptación S11 y S22 y los parámetros de transmisión S12 y S22 para los puertos 1 y 2 en un filtro con tres celdas OSRR y un plano de masa completo, con las mismas dimensiones descritas para el filtro descrito en la sección 3.1.

3.3. Filtro con celdas OSRR y ventanas en el plano de masa

La Fig. 7 muestra el diseño de un filtro compuesto por tres celdas básicas OSRR, el cual hace uso de las ventanas en

el plano de masa. Las dimensiones de las ventanas en el plano de masa son de 6mm de largo por 7mm de alto, este parámetro influye particularmente en el ancho de banda de los parámetros de transmisión S12, S21 y de igual manera permite aplanar esta curva.

La Fig. 8 muestra los resultados de las simulaciones para la magnitud de los parámetros de adaptación S11 y S22 y los parámetros de transmisión S12 y S22 para los puertos 1 y 2 en un filtro que incluye las ventanas en el plano de masa (Fig. 7).

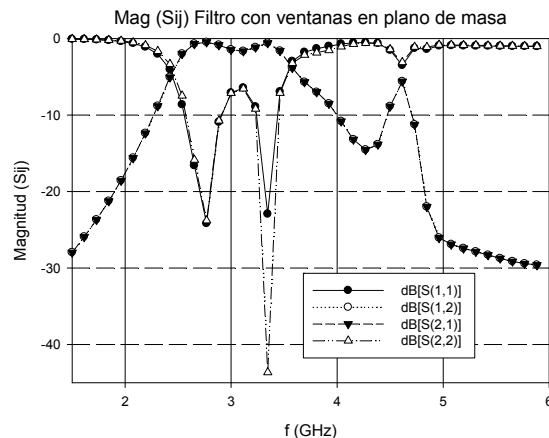


Figura 8. Resultados de las simulaciones para la magnitud de S11, S21, S12 y S22 para filtro que incluye ventanas en el plano de masa.
Fuente: Los autores

La Fig. 9 muestra los resultados totales de las simulaciones para los parámetros de adaptación S11 y S22 en los tres casos estudiados separadamente en las secciones 3.1 a 3.3, de igual manera la Fig. 10 muestra los resultados de las simulaciones del parámetro de transmisión S21 en los mismos tres casos anteriores. El parámetro S12 muestra resultados bastante similares al parámetro S21 en los tres casos estudiados de tal manera que no se grafica.

De la Fig. 10 se aprecia que el filtro sin ventanas permite desplazar la frecuencia de resonancia a frecuencias inferiores de 2.5GHz controlando la longitud de los tramos de línea de transmisión denominados LTX2 en la Fig. 2, sin embargo se genera una pequeña diferencia en la respuesta de los dos puertos (S11 contra S22).

Esta diferencia en los parámetros de transmisión del filtro se explica por el efecto inductivo que introduce la longitud de la línea de transmisión. Asimismo, la ausencia de las ventanas permite reducir el tamaño del filtro al permitir acercar las celdas.

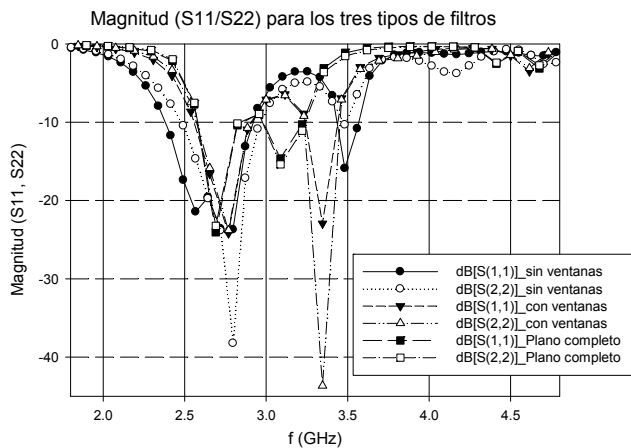


Figura 9. Resultados de las simulaciones para la magnitud de S11 y S22 para los tres casos estudiados.
Fuente: Los autores

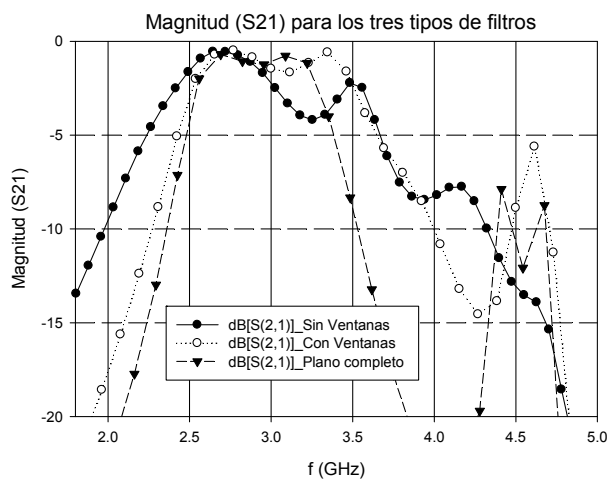


Figura 10. Resultados de las simulaciones para la magnitud de S21 para los tres casos estudiados.
Fuente: Los autores

Por otra parte, en la Fig. 10 se aprecia que la respuesta de transmisión del filtro S21 con plano de masa que incluye ventanas resulta ser la más plana de los tres casos y de igual manera la de ancho de banda intermedio. Asimismo, controlando las dimensiones de las ventanas se logra modificar el ancho de banda de este filtro (este estudio paramétrico no se incluye en este trabajo). De esta misma figura se nota que la respuesta menos plana es la obtenida con el filtro con plano de masa intermedio hasta aproximadamente la mitad del filtro. Finalmente, el diseño de este tipo de filtros puede ser llevado a cabo mediante métodos de optimización multiobjetivo [12].

4. Resultados experimentales y análisis

Una vez las tres geometrías fueron analizadas y optimizadas mediante simulaciones, se procede a la construcción de los prototipos y a su respectiva caracterización, mostrando resultados muy cercanos entre los valores medidos frente a los simulados como a continuación se detalla.

La Fig. 11 muestra la fotografía de la cara superior del filtro con plano de masa parcial. Esta foto presenta en cada caso algunos cambios imperceptibles (a la vista) en el diseño de las celdas para compensar el efecto del plano de masa usado, teniendo en cuenta que se buscó que las frecuencias de resonancia en los tres casos fueran similares.

La Fig. 12 muestra las fotografías de las caras posteriores de los tres filtros estudiados (planos de masa), incluyendo los conectores.

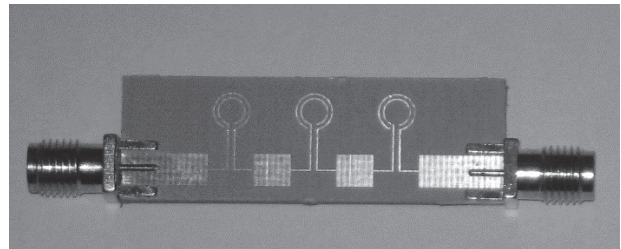


Figura 11. Fotografía de cara superior del filtro
Fuente: Los autores

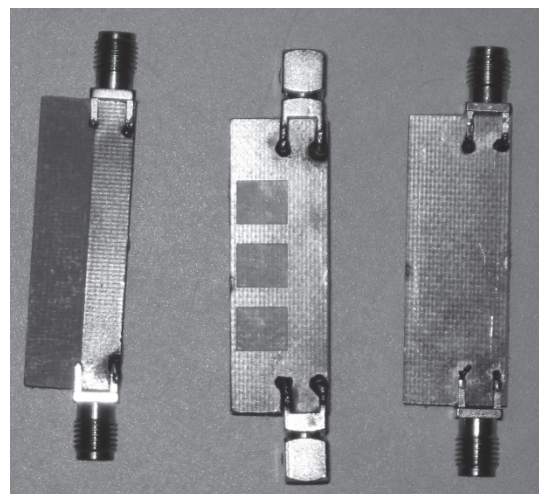


Figura 12. Fotografías de las tres caras posteriores de los filtros.
Fuente: Los autores

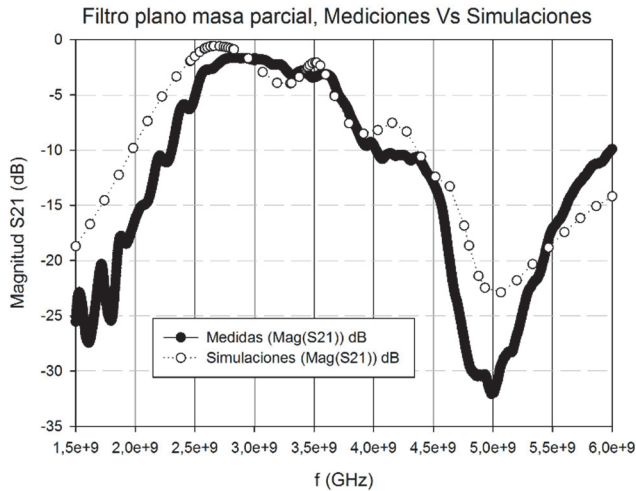


Figura 13. Simulaciones y medidas magnitud S21 del filtro con plano de masa parcial.
Fuente: Los autores

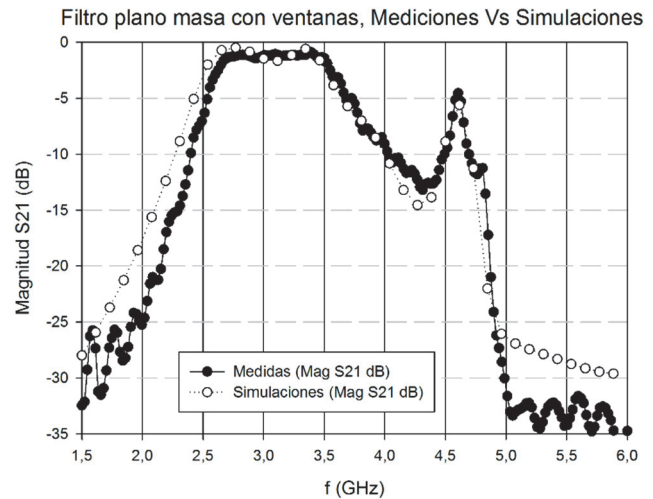


Figura 15. Simulaciones y medidas magnitud S21 del filtro con plano de masa con ventanas.
Fuente: Los autores

La Fig. 13 muestra los resultados de las medidas comparadas con las simulaciones del parámetro S21 para el filtro con plano de masa parcial.

La Fig. 14 muestra los resultados de las medidas comparadas con las simulaciones del parámetro S21 para el filtro con plano de masa completo. En este mismo sentido, en la Fig. 15 se muestran los resultados de las medidas comparadas con las simulaciones del parámetro S21 para el filtro con plano de masa que incluye ventanas. Comparando los resultados de los tres filtros se nota que: el filtro con ventanas presenta la respuesta más plana de las tres con un ancho de banda intermedio, así mismo, el filtro con plano de masa parcial presenta la respuesta menos plana con el mayor ancho de banda, por último, el filtro con plano de masa completo presenta una respuesta plana bastante aceptable con el mínimo ancho de banda de los tres.

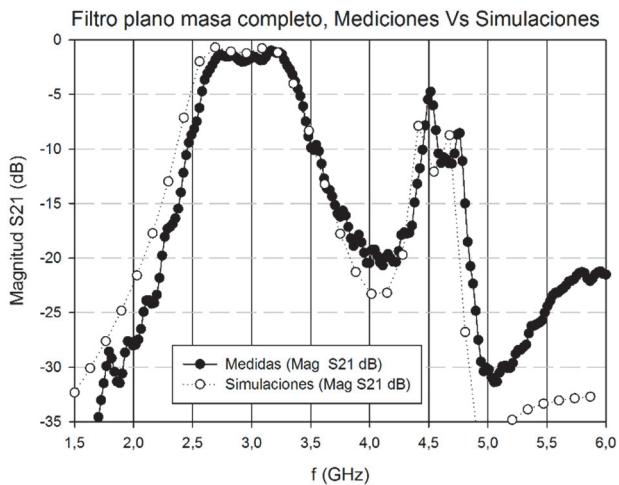


Figura 14. Simulaciones y medidas magnitud S21 del filtro con plano de masa completo
Fuente: Los autores

5. Conclusiones

Se ha llevado a cabo un estudio sobre el efecto del plano de masa en un filtro pasa banda compuesto por tres celdas OSRR con los siguientes resultados: las respuestas de transmisión (S21 y S12) de los tres filtros son similares en cada caso, por otra parte, la respuesta (S21) del filtro con plano de masa completo resulta ser plana y con el menor ancho de banda. El filtro con plano de masa parcial permite desplazar la frecuencia de resonancia a frecuencias inferiores respecto a las otras dos versiones controlando la longitud de los tramos de línea de transmisión denominados *LTX2* en la Fig. 2, sin embargo se genera una pequeña diferencia en la respuesta de los dos puertos (*S11* contra *S22*), así mismo, la respuesta de transmisión es la menos plana de los tres casos y con el ancho de banda mayor. La respuesta del filtro con ventanas en el plano de masa resulta ser la más plana de los tres y con un ancho de banda intermedio.

Este comportamiento de la respuesta de los filtros frente al plano de masa ofrece un grado de libertad adicional en el diseño de los mismos, aspecto importante a la hora de encontrar la solución a un problema específico. Finalmente, los resultados de las medidas frente a las simulaciones resultan ser muy cercanas en los tres casos. Por otra parte, el desempeño de este tipo de filtros es similar al de un filtro convencional en tecnología microstrip de tres polos, sin embargo su tamaño resulta ser un 60% más pequeño.

Agradecimientos

Los autores agradecen a los profesores Francisco Medina y Juan Baena por su invaluable aporte en la discusión de los resultados y suministro de información de gran importancia para el desarrollo de este trabajo. Así mismo agradecen al grupo GRE de la Universidad Politécnica de Valencia por permitir el uso del software de simulación y el de graficado.

Referencias

- [1] Veselago, V.G., The Electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ , *Sov. Phys. USPEKHI*, 10 (4), pp. 509-517, 1968.
- [2] Veselago, V., Braginsky, L., Shklover, V. and Hafner, C., Negative refractive index materials, *Journal of Computational and Theoretical Nanoscience*, 3, pp. 1-30, 2006.
- [3] Pendry, J.B., Holden, A.J., Robbins D.J., and Stewart, W.J., Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47 (11), pp. 2075-2084, 1999. <http://dx.doi.org/10.1109/22.798002>.
- [4] Bonache, J., *Metamaterials in microstrip technology for filter applications, antennas and propagation Society International Symposium, 2005 IEEE, 1A (1)*, pp. 668-671, 2005. DOI: 10.1109/APS.2005.1551409.
- [5] Baena, J.D., et al., Equivalent-Circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines, *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, 53 (4), pp. 1451-1461, 2005. DOI: 10.1109/TMTT.2005.845211.
- [6] Albacete, J.B., Ph.D. dissertation, Dept. Electrónica, Universidad Autónoma de Barcelona, Bellaterra, Spain, 2006.
- [7] Phani-Kumar, K.V., Karthikeyan, S.S., A compact and high performance band-stop filter using open complementary split ring resonator, *National Conference on Communications (NCC)*, 15-17 Feb. pp. 1-5, 2013. DOI: 10.1109/NCC.2013.6487966.
- [8] Ruiz, J., Hinojosa, J. and Alvarez-Melcon A., Microstrip notch filters based on open interconnected split ring resonators (OISRRs), *Applied Physics A*, 112 (2), pp. 263-267, 2013.
- [9] Wang, L., Qi-Lin, X., Yong-Fan, F. and Bo-Zhu, Z., Electric split-ring resonator based on double-sided parallel-strip line, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 12, pp. 69-71, 2013. DOI: 10.1109/LAWP.2013.2238598.
- [10] Bahl, I. and Bhartia, P., *Microwave solid state circuit design*. New York: Wiley, 1988.
- [11] Marquez, R., Mesa, F., Martel, J. and Medina, F., Comparative analysis of edge and broadside coupled split ring resonators for metamaterial design theory and experiments, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51 (10), pp. 2572-2581, 2003. DOI: 10.1109/TAP.2003.817562.
- [12] Santos-Azebedo, M., et al., Multiobjective optimization of the reactive power compensation in electric distribution systems, *DYNA*, 81 (187), pp. 175-183, 2014. DOI: 10.15446/dyna.v81n187.40979.

I. Díaz-Pardo, es Ing. Electrónico por la Universidad Distrital. En el año 2010 inicia sus estudios de Maestría, para lo cual se integra como investigador adscrito al grupo Laboratorio de Ingeniería de Microondas Electromagnetismo y Radiación (LIMER) de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas. En el 2014 obtiene el título de Magister en Ciencias de la Información y las Comunicaciones. Actualmente ocupa el cargo de Profesor de cátedra en la Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Bogotá, Colombia.

C.A. Suárez-Fajardo, es Ing. Electrónico por la Universidad Distrital y Licenciado en matemáticas por la Universidad Pedagógica Nacional, Bogotá, Colombia. Inicia sus estudios doctorales en 2002, para lo cual se integra como investigador adscrito al grupo de radiación electromagnética (GRE) de la Universidad Politécnica de Valencia, España. En el 2003 obtiene el título de especialista en Telecomunicaciones, en el 2004 obtiene el título de MSc. en Telecomunicaciones y el de Dr. en Telecomunicaciones en 2006 por la Universidad Politécnica de Valencia, España. Actualmente ocupa el cargo de Profesor Titular en la Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Bogotá, Colombia. Es autor de más de 40 artículos en revistas indexadas y en congresos internacionales. Es par evaluador de proyectos de Colciencias y de revistas tales como: *Revista Ingeniería de la Universidad de Antioquia*, *Revista Ingeniería de la Universidad Javeriana*, *Revista Ingeniería y Desarrollo de la Universidad del Norte*, *revista Chilena de Ingeniería (Ingeniare)* y *Journal of Antennas and Propagation (IJAP)*.

G.A. Puerto-Leguizamón, es Ing. de Telecomunicaciones. En 2003 se vinculó al Grupo de Comunicaciones Ópticas y Cuánticas de la Universidad Politécnica de Valencia, España. Dr. en Telecomunicaciones en 2008 e investigador posdoctoral en el Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia de la misma universidad hasta 2011. Desde 2012 es Profesor Asistente de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Bogotá, Colombia. A la fecha ha publicado más de 40 artículos en revistas y congresos internacionales en el campo de redes ópticas, es par evaluador de Colciencias y de las revistas *IEEE Journal on Lightwave Technologies*, *IEEE Photonic Technology Letters* y *Optics Express*. Sus intereses de investigación incluyen sistemas de radio sobre fibra, networking óptico y redes de acceso ópticas.



UNIVERSIDAD NACIONAL DE COLOMBIA

SEDE MEDELLÍN
FACULTAD DE MINAS

Área Curricular de Ingeniería
Eléctrica e Ingeniería de Control

Oferta de Posgrados

Maestría en Ingeniería - Ingeniería Eléctrica

Mayor información:

E-mail: ingelcontro_med@unal.edu.co
Teléfono: (57-4) 425 52 64