

Filtro Activo Recursivo con Divisores de Potencia Metamaterial Asimétricos

Francisco Aznar-Ballesta, Oscar García-Pérez, Vicente González-Posadas y Daniel Segovia-Vargas

Dpto. de Teoría de la Señal y Comunicaciones, Universidad Carlos III de Madrid
Avenida de la Universidad 30, 28911 Leganés, Madrid

faznar@tsc.uc3m.es

Abstract— In this work, it is presented a recursive active filter implemented by means of unequal Wilkinson power dividers. These power combiners have been implemented by using metamaterial transmission lines based on complementary split ring resonators (CSRRs). The power dividers are designed in planar technology and thanks to the use of the metamaterial cells their dimensions have been reduced. Additionally, the designed recursive active filter presents a high gain and low noise at the same time that minimizes the number of employed lumped elements.

I. INTRODUCCIÓN

En la última década las líneas de transmisión metamaterial basadas en el modelo resonante, cargadas con *split ring resonators* (SRRs) [1] o con *complementary split ring resonators* (CSRRs) [2]. Estas líneas se han usado en diversos dispositivos pasivos planares debido a que es posible controlar sus características eléctricas (la fase y la impedancia característica) y conseguir unas dimensiones menores de las que se consiguen con una línea de transmisión convencional [3]. Algunos ejemplos de este tipo de dispositivos son filtros [4], [5], branch-lines [6], rat-races [6] o divisores de potencia [7], [8]. Como ejemplo, el layout de una celda unidad metamaterial basada en CSRRs se muestra en Fig. 1(a). El modelo circuital equivalente de esta celda unidad se muestra en Fig. 1(b) donde L y C_L son la inductancia y la capacidad de la línea microstrip, C_S es la capacidad serie del corte en la línea, C_f es la capacidad de borde del corte, la inductancia y la capacidad del CSRR se modela por L_C y C_C respectivamente.

Debido a los diferentes grados de libertad (mayor número que en líneas de transmisión convencionales) que permiten estas líneas de transmisión artificiales, es posible obtener valores de impedancia y fase que no son posibles, o son difíciles de obtener, con líneas convencionales [3].

Además, los filtros de microondas activos son una solución adecuada cuando se necesita una estructura filtrante que sea compacta y que presente bajas pérdidas y una alta selectividad. Adicionalmente, algunas cuestiones como la figura de ruido, la estabilidad eléctrica y el consumo de potencia deben ser tratadas. Existen diferentes tipos de tecnologías de filtros activos, las cuales incluyen los dispositivos basados en resistencias negativas, inductores activos, estructuras transversales y recursivas. Este trabajo se centra en el diseño de filtros recursivos, los cuales son topologías filtrantes basadas en la combinación de la señal procedente de diferentes caminos, incluyendo las ramas de realimentación [9]. La configuración más básica es la de primer orden, cuya

representación esquemática se muestra en Fig. 2. Para la implementación práctica en tecnología de microondas, es necesario el uso de un amplificador, líneas de transmisión y combinadores de potencia.

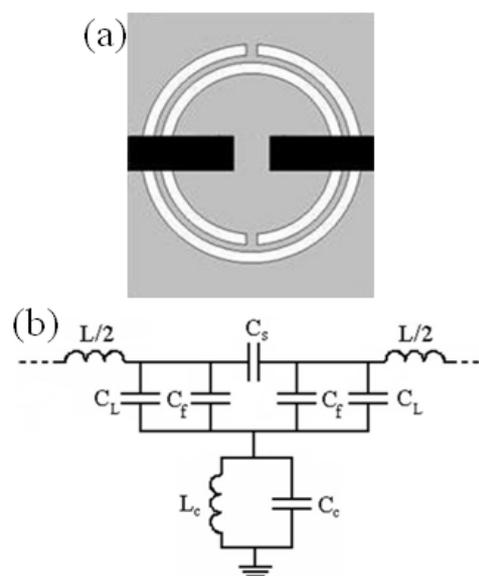


Fig. 1 Típico layout de la celda unidad de una línea de transmisión metamaterial basada en CSRRs (a). Modelo circuital equivalente de la celda unidad de una línea de transmisión metamaterial basada en CSRRs (b). En (a), la línea microstrip (representada en negro) presenta un corte alineado con el centro del CSRR grabado en el plano de masa (representado en gris).

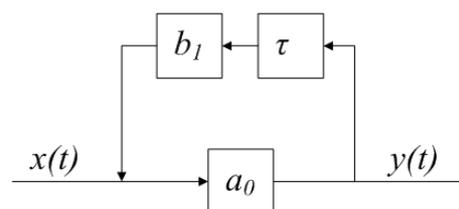


Fig. 2 Diagrama de flujo de un filtro recursivo activo de primer orden.

En este trabajo, se presenta el diseño de un filtro recursivo activo compacto implementado con divisores de potencia Wilkinson asimétricos usando líneas de transmisión metamaterial basadas en CSRRs. Este filtro presenta una alta ganancia y bajo ruido y, simultáneamente, reducidas dimensiones. Además, el uso de divisores de potencia asimétricos en tecnología plana nos permite minimizar el número de elementos concentrados necesarios para la implementación del filtro.

II. DIVISOR DE POTENCIA WILKINSON ASIMÉTRICO

Los divisores de potencia y combinadores son usados en diferentes tipos de dispositivos de RF/microondas. La topología Wilkinson muestra un concepto básico y simple para dividir la potencia con una estructura simple [10]. Por otro lado, el divisor de potencia Wilkinson asimétrico ha sido usado con muchas restricciones en el diseño y fabricación de dispositivos debido a que requiere líneas microstrip con muy altas o muy bajas impedancias. Esto hace que la fabricación sea muy complicada. Este problema puede solucionarse usando diferentes métodos [11], [12], [13]. En este trabajo se propone usar líneas de transmisión metamaterial basadas en CSRRs. Con este tipo de líneas es posible obtener valores extremos de impedancia y, al mismo tiempo, se consigue reducir las dimensiones del circuito propuesto [3].

El modelo para el divisor de potencia Wilkinson asimétrico propuesto se muestra en Fig. 3. Para este trabajo hemos diseñado un divisor con una diferencia de potencias de 0.25 a 1.5GHz. El método usado para obtener las impedancias para las secciones es el propuesto en [14]. Se ha utilizado este método debido a que ofrece un grado de libertad adicional, la posibilidad de elegir la impedancia de una de las secciones.

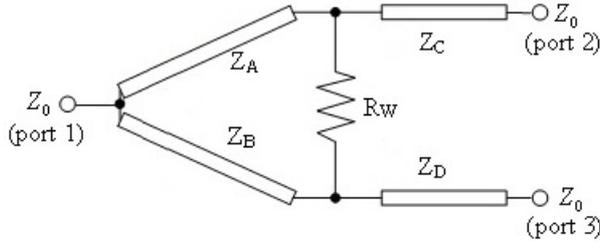


Fig. 3 Modelo para un divisor de potencia Wilkinson asimétrico.

Las ecuaciones usadas para obtener el valor de las impedancias características necesarias para conseguir un combinador con una diferencia de potencias de 0.25 y eligiendo el valor de la impedancia Z_A son:

$$Z_B = \frac{Z_A}{Ratio} \quad (1)$$

$$Z_C = \frac{Z_A}{\sqrt{1 + Ratio}} \quad (2)$$

$$Z_D = \frac{Z_C}{\sqrt{Ratio}} \quad (3)$$

$$R_W = \frac{Z_C^2}{Z_0} + \frac{Z_D^2}{Z_0} \quad (4)$$

Para este caso los valores de las impedancias características, respecto a la Fig. 3, son: $Z_0 = 50 \Omega$, $Z_A = 13.83 \Omega$, $Z_B = 55.06 \Omega$, $Z_C = 12.36 \Omega$, $Z_D = 24.67 \Omega$ y $R_W = 15 \Omega$. Estos valores de impedancias características han sido obtenidos utilizando el método propuesto en [14].

El layout obtenido para el divisor de potencia puede verse en Fig. 4. Las secciones implementadas con celdas

metamateriales han sido diseñadas para obtener una fase $\beta l = -90^\circ$ y su correspondiente impedancia característica. Para el diseño de cada celda, se ha considerado para que el layout final del divisor minimice el área y permita la conexión de la resistencia (R_W). Aunque la topología de las celdas puede parecer complicada, debido a que las dimensiones de cada celda son menores que la longitud de onda guiada (λ_g) a la frecuencia de operación, las celdas operan como un bloque con su correspondiente fase e impedancia (esto es una característica de los metamateriales).

El divisor de potencia diseñado puede contenerse en un cuadrado con un área de $(\lambda_g/4 \times \lambda_g/4)$, como puede verse en Fig. 4. La respuesta frecuencial simulada para el divisor de potencia Wilkinson asimétrico metamaterial se muestra en Fig. 5.

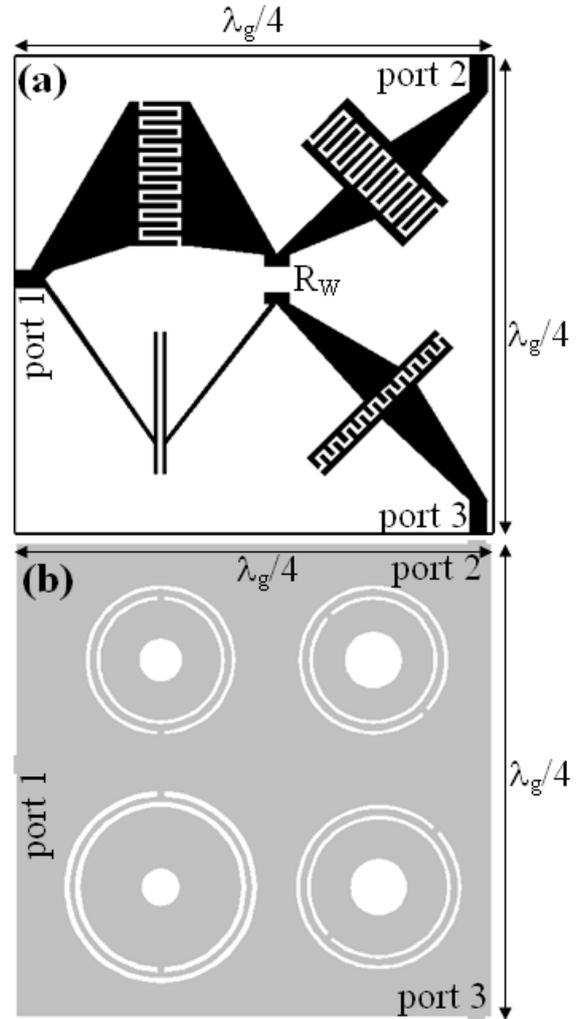


Fig. 4 Layout para un divisor de potencia Wilkinson asimétrico diseñado con líneas de transmisión metamaterial para cada una de sus etapas. Capa superior (a) y capa inferior (plano de masa) (b).

La simulación ha sido realizada con el software comercial electromagnético *AGILENT ADS/MOMENTUM*. El sustrato utilizado es *ARLON 25N* con un grosor $h = 0.5$ mm, constante dieléctrica $\epsilon_r = 3.38$ y tangente de pérdidas $\delta = 0.0025$.

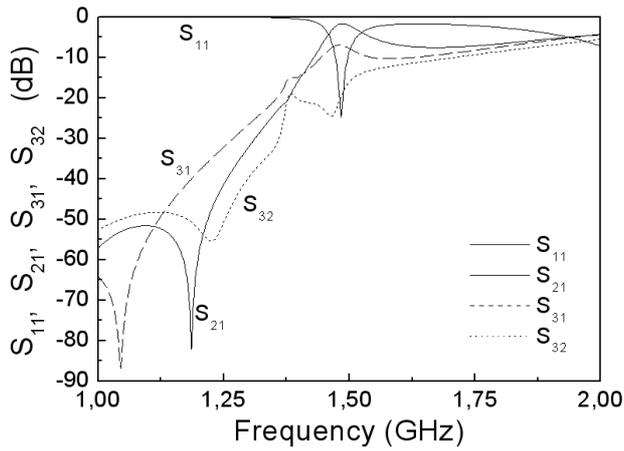


Fig. 5 Respuesta frecuencial simulada para el divisor de potencia representado en Fig. 4 con un desbalanceo de potencia de 0.25 a 1.5 GHz.

III. DISEÑO DEL FILTRO RECURSIVO

El esquema circuital del filtro activo de primer orden se muestra en Fig. 6. En este caso, dos divisores de potencia Wilkinson asimétricos se usan para combinar la señal a la entrada y la salida, así como para obtener un buen aislamiento entre la línea de realimentación y la entrada, para evitar inestabilidades en el circuito. Estos combinadores se considera que son asimétricos, con un balance de potencias dado por los parámetros de transmisión α_i y β_j . En la rama directa del filtro se sitúa un amplificador con un valor de ganancia A . Parte de la potencia de salida se combina con la de entrada a través de la línea de transmisión de realimentación con un parámetro de transmisión γ . Todos los bloques del esquema se suponen bien adaptados a 50Ω . Por tanto, la función de transferencia de la estructura puede ser representada como

$$H_f = \frac{A\alpha_1\alpha_2}{1 - \beta_1\beta_2\gamma A}. \quad (5)$$

Esta función de transferencia H_f es dependiente con la frecuencia y presenta una respuesta paso banda, con la banda de paso localizada a las frecuencias donde la fase total del lazo del filtro es múltiplo de 2π ,

$$\text{i.e.: } \angle A + \angle \gamma + \angle \beta_1 + \angle \beta_2 = k2\pi, \quad (6)$$

siendo k cualquier número entero. Así, dados los dos combinadores de potencia y el correspondiente amplificador, debe ajustarse la fase de la línea de realimentación para obtener la respuesta filtrante a la frecuencia de diseño.

La figura de ruido del filtro representada en Fig. 7 puede ser obtenida como función de la figura de ruido del amplificador como [15]

$$F_f = 1 + \frac{1}{\alpha_1^2}(F_a - 1) + \left(\frac{\beta_2 - \beta_1 A \gamma}{\alpha_1 \alpha_2 A} \right)^2, \quad (7)$$

donde F_a es la figura de ruido del bloque de ganancia. Dado que el último término de la ecuación es siempre positivo, y el término α_1 es siempre menor que uno, se puede comprobar que la figura de ruido del filtro presenta un límite inferior dado por la figura de ruido del amplificador aislado. Es decir, la respuesta de ruido del filtro será inevitablemente peor que la figura de ruido del amplificador aislado.

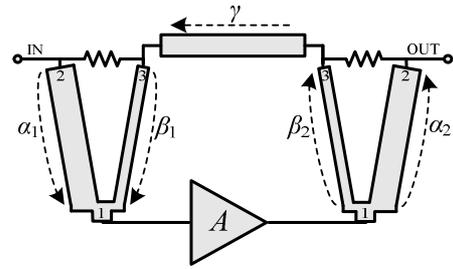


Fig. 6 Esquema circuital para un filtro activo recursivo de primer orden.

El objetivo de usar combinadores de potencia asimétricos, como el presentado en las secciones anteriores, se justifica por varias razones. En primer lugar, el nivel de ruido del filtro depende en gran medida del balance de potencias dado por los combinadores [15]. Por lo tanto, aumentando el factor de transmisión de los coeficientes en la rama directa, especialmente α_1 , puede mejorar significativamente el nivel de ruido del filtro. Este efecto puede verse en Fig. 7, donde se muestra el nivel de ruido de un filtro activo en función de la figura de ruido del bloque de ganancia para dos combinadores diferentes: el Wilkinson asimétrico de las secciones previas y un híbrido convencional de 3 dB. Por otro lado, la ganancia total del filtro debe estar limitada por debajo de 0 dB, para evitar problemas de inestabilidad [16]. Una solución típica para resolver este problema es colocar un atenuador en serie con el bloque de ganancia [17]. Como se puede ver en Eq. (5), el problema de la limitación del factor de ganancia A es que la función de transferencia del filtro disminuye también. La opción utilizada en este caso es limitar la transmisión de potencia en el lazo mediante la reducción de los coeficientes de transmisión β_j de los combinadores. De esta forma, no es necesario un atenuador pasivo y es posible alcanzar los valores más altos de ganancia del filtro. Sin embargo, a pesar de las ventajas mencionadas al utilizar combinadores asimétricos, la principal limitación está en el tamaño del dispositivo. Así, el uso de un Wilkinson compacto basado en celdas metamateriales puede ser una buena solución para reducir el tamaño total del filtro. Además, esta misma tecnología puede ser usada para implementar la línea de transmisión de realimentación con el mismo propósito.

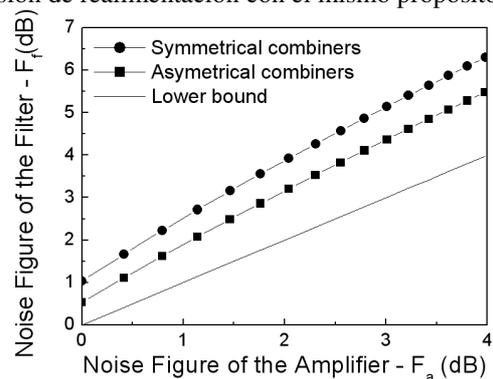


Fig. 7 Comportamiento de la figura de ruido del filtro activo en función de la figura de ruido del amplificador: para un combinador simétrico ($\alpha_1=\beta_1=3$ dB), y para el combinador asimétrico implementado ($\alpha_1=-2$ dB y $\beta_1=-8$ dB), ambos con la misma ganancia en el filtro paso banda y con una línea de realimentación ideal.

Fig. 8 muestra los resultados simulados obtenidos con un filtro de primer orden basado en la topología mostrada en Fig. 6, y que utiliza los divisores Wilkinson asimétricos presentados en las secciones previas (Fig. 4). El bloque de ganancia ha sido implementado mediante el uso de un amplificador monolítico comercial, modelo *ERA-5+* de *MINICIRCUITS*. El amplificador presenta una ganancia de 12.3 dB, y una figura de ruido de 3 dB, a 1.5 GHz. La línea de realimentación ha sido implementada usando una celda metamaterial (Fig. 1(a)) como las usadas en el diseño de los combinadores. La fase de la línea de realimentación ha sido ajustada para obtener la banda de paso centrada a 1.5 GHz, la misma frecuencia a la que se diseñaron los combinadores. Como se puede observar en Fig. 8, la ganancia del filtro está alrededor de 20 dB, que son 7 dB por encima de lo que ofrece el amplificador aislado. En relación a Fig. 7, la figura de ruido esperada para el filtro es 4.3 dB, la cual está alrededor de 0.9 dB mejor que un hipotético diseño basado en combinadores simétricos.

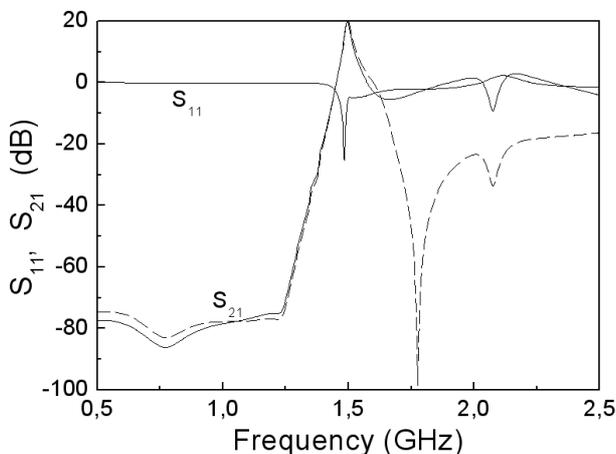


Fig. 8 Respuesta frecuencial del coeficiente de reflexión (S_{11}) y transmisión (S_{21}) para el filtro recursivo activo (línea continua). Coeficiente de transmisión simulado para el mismo filtro con CSRRs en ambos puertos (entrada y salida) para obtener el cero de transmisión (línea punteada) a frecuencias superiores.

Con el fin de obtener un cero de transmisión por encima de la frecuencia central del filtro, se han añadido dos CSRRs, uno en el puerto de entrada y otro en el puerto de salida, que introduce un cero para mejorar la selectividad del filtro, como se puede ver en Fig. 8 (línea discontinua).

IV. CONCLUSIONES

En conclusión, en este trabajo se ha diseñado un divisor de potencia Wilkinson asimétrico metamaterial con un desbalance de potencia de 0.25 a 1.5 GHz. Este combinador asimétrico ha sido usado para implementar un filtro activo recursivo con alta ganancia y bajo ruido. Debido al uso de celdas metamateriales, las dimensiones del filtro son menores

que las de un filtro con las mismas características e implementado mediante líneas de transmisión convencionales.

AGRADECIMIENTOS

Los autores desean agradecer el apoyo financiero de la Universidad Carlos III de Madrid bajo el programa Alianza 4 Universidades y TEC2009-14525-C02-01

REFERENCIAS

- [1] F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, R. Marqués and M. Sorolla, "Split ring resonator based left handed coplanar waveguide," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 83, pp. 4652-4652, Dec. 2003.
- [2] F. Falcone, T. Lopetegí, M. A. G. Laso, J. D. Baena, J. Bonache, R. Marqués, F. Martín and M. Sorolla, "Babinet principle applied to the design of metasurfaces and metamaterials," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 93, pp. 197401, Nov. 2004.
- [3] M. Gil, I. Gil, J. Bonache, J. García-García and F. Martín, "Metamaterial transmission lines with extreme impedance values," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 48, no. 12, pp. 2499-2505., Dec. 2006.
- [4] M. Gil, J. Bonache, J. García-García, J. Martel and F. Martín, "Composite Right/Left-Handed Metamaterial Transmission Lines Based on Complementary Split-Rings Resonators and Their Applications to Very Wideband and Compact Filter Design," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.55, no.6, pp.1296-1304, June 2007
- [5] M. Gil, J. Bonache and F. Martín, "Metamaterial Filters: A Review," *Metamaterials*, vol. 2, no. 4, pp. 186-197, Dec. 2008.
- [6] G. Sisó, M. Gil, J. Bonache and F. Martín, "Applications of resonant-type metamaterial transmission lines to the design of enhanced bandwidth components with compact dimensions," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 50, no. 1, pp. 127-134, Jan. 2008.
- [7] M. Gil; J. Bonache; I. Gil; J. García-García; F. Martín, "Miniaturisation of planar microwave circuits by using resonant-type left-handed transmission lines," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol.1, no.1, pp.73-79, Feb. 2007
- [8] F. Aznar, J. Bonache, A. Valcarcel and F. Martín, "Miniaturization of narrow-band power divider by using CPW metamaterial transmission lines", *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 51, no. 4, pp. 926-929, Apr. 2009
- [9] C. Rauscher, "Microwave active Filters based on transversal and recursive principles," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 33, no. 12, 1350-1360, Dec. 1985.
- [10] M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison Wesley, New York, 1990.
- [11] Bo Li, Xidong Wu and Wen Wu, "A 10:1 Unequal Wilkinson Power Divider Using Coupled Lines With Two Shorts," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol.19, no.12, pp.789-791, Dec. 2009
- [12] Jeng-Sik Lim, Sung-Won Lee, Chul-Soo Kim, Jun-Seek Park, Dal Ahn and Sangwook Nam, "A 4:1 unequal Wilkinson power divider," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol.11, no.3, pp.124-126, Mar. 2001
- [13] Jong-Sik Lim, Gil-Young Lee, Yong-Chae Jeong, Dal Ahn and Kwan-Sun Choi, "A 1: 6 Unequal Wilkinson Power Divider," *36th European Microwave Conference, 2006*, pp.200-203, 10-15 Sept. 2006
- [14] Microwaves101.com. Unequal-split Wilkinsons – the rest of the story. Online, Mar. 2009.
- [15] H. Ezzedine, L. Billonnet, B. Jarry, and P. Guillon, "Optimization of noise performance for various topologies of planar microwave active filters using noise wave techniques," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, no. 12, pp. 2484-2492, Dec. 1998.
- [16] L. Billonnet, B. Jarry, and P. Guillon, "Stability diagnosis of microwave recursive structures using the NDF methodology," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, vol. 3, pp. 1419-1422, May 1995.
- [17] O. Garcia-Perez, A. Garcia-Lamperez, V. Gonzalez-Posadas, M. Salazar-Palma, and D. Segovia-Vargas, "Dual-band recursive active filters with composite right/left-handed transmission lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 5, pp. 1180-1187, May 2009