

Análisis y Diseño de Filtros Paso Banda con Alta Selectividad Espectral Basados en Líneas de Transmisión Multiconductoras

Juan José Sánchez-Martínez y Enrique Márquez-Segura
jjsm@ic.uma.es, ems@ic.uma.es

Departamento de Ingeniería de Comunicaciones, E.T.S. Ingeniería de Telecomunicación, Universidad de Málaga
Campus de Teatinos s/n, E-29071 Málaga (Spain)

Abstract—A new wideband planar bandpass filter consists of two series wire-bonded multiconductor transmission lines (MTL) and a shunt short-circuited MTL is presented and analyzed. A comprehensive study of the proposed topology is carried out and it is assessed that three-pole wideband bandpass filters with two transmission zeros on both sides of the passband can be readily designed. Besides, it is demonstrated that the frequency response of these filters depends exclusively on the coupling factors of both series and shunt MTLs and some design rules are given to optimize the in-band flatness and enhance the roll-off slopes at cut-off frequencies. In order to validate the theoretical results, a passband filter is designed, fabricated and measured.

I. INTRODUCCIÓN

El diseño de filtros con una alta selectividad espectral es un tema de especial relevancia para sistemas de comunicaciones donde es necesario tanto conformar la densidad espectral de potencia en el transmisor, como atenuar/eliminar las señales no deseadas y el ruido fuera de la banda de interés. Para conseguir la selectividad en frecuencia diferentes técnicas han sido propuestas para la generación de ceros de transmisión en frecuencias próximas a las frecuencias de corte inferior y superior del filtro. Estas técnicas están basadas fundamentalmente en el uso de acoplo cruzado entre resonadores no adyacentes [1], [2], en el empleo de un acoplamiento directo entre los puertos de entrada y de salida [3] o bien empleando la técnica de extracción de polos [4], [5].

La teoría clásica de diseño de filtros [1], [2], basada en ciertas aproximaciones alrededor de la frecuencia central de diseño, es una herramienta potente para el diseño de filtros de banda estrecha o moderada (<60%). Sin embargo, en los últimos años se ha experimentado un interés creciente en el desarrollo tanto de aplicaciones como de técnicas de transmisión de banda muy ancha, lo que ha supuesto la concepción y el diseño de nuevas arquitecturas de filtros paso banda [2], [6]. De entre estas arquitecturas, las basadas en resonadores multi-modo (*multiple-mode resonator* MMR) han sido ampliamente utilizadas [7] por su reducido tamaño y buenas prestaciones. En general, ya sea mediante el uso de resonadores basados en saltos de impedancia (*stepped-impedance resonator*, SIR) o configuraciones con líneas de transmisión $\lambda/4$ o $\lambda/2$ en paralelo (*stub-loaded resonator*, SLR), el objetivo de estas estructuras consiste en generar múltiples modos resonantes (polos de transmisión o ceros de

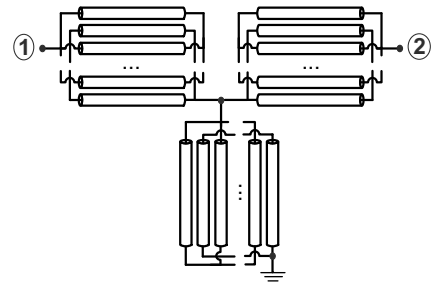


Fig. 1. Topología del filtro paso banda propuesto formado por tres líneas de transmisión multiconductoras, dos conectadas en serie y una en paralelo.

reflexión) dentro de la banda de paso para conseguir que la respuesta en frecuencia sea lo más plana posible. Muchas de las arquitecturas basadas en MMR combinan el uso de líneas acopladas con diferentes estructuras resonantes [7]. Sin embargo, el principal problema que plantea esta solución es la falta de una metodología de diseño y normalmente sus diseños están regidos por procedimientos de optimización llevados a cabo en simuladores electromagnéticos.

Así pues, en este artículo se propone y analiza una nueva topología formada exclusivamente por tres líneas de transmisión multiconductoras (LTM), dos conectadas en serie y otra en paralelo, para el diseño analítico de filtros paso banda con alta selectividad espectral y gran ancho de banda. En primer lugar las LTM serie y paralela son analizadas por separado, obteniendo ecuaciones analíticas que son de especial interés para caracterizar la estructura completa. Tras analizar los elementos serie y paralelo, se presentan las ecuaciones analíticas de diseño del filtro para el cómputo de sus parámetros S. Se verifica que con la arquitectura propuesta se pueden conseguir tres ceros de reflexión en la banda de paso y dos ceros de transmisión, ubicados estos últimos a ambos lados de la banda de paso. Finalmente, para validar la teoría presentada, un filtro es diseñado, fabricado y medido en tecnología microstrip.

II. ANÁLISIS TEÓRICO

La Fig. 1 representa la arquitectura del filtro propuesto, formado por dos LTM conectadas en serie y una tercera LTM, con el puerto de salida cortocircuitado a tierra, conectada en paralelo. La configuración del elemento paralelo se utiliza

para aumentar la selectividad espectral mediante la generación de dos ceros de transmisión. El uso de estructuras multiconductoras permite obtener valores de acoplamiento que serían muy complicados o prácticamente imposibles de conseguir con únicamente dos líneas acopladas sin hacer algún tipo de apertura en el plano de masa [8]. Además, las estructuras multiconductoras con los extremos de los conductores alternos conectados entre sí permite incrementar el ancho de banda de operación mediante la eliminación de resonancias que degradan el comportamiento del dispositivo a altas frecuencias [9].

A. Análisis de la LTM serie

El análisis de una línea de transmisión multiconductora puede obtenerse a partir de las ecuaciones dadas en [10] para el diseño de un acoplador Lange considerando que los puertos directo y acoplado están en circuito abierto. Procediendo de esta forma y asumiendo un sistema sin pérdidas, la matriz de admitancias se define como

$$[Y] = \frac{(M^2 - N^2) \sin \theta}{M^2 \cos^2 \theta - N^2} \begin{bmatrix} jM \cos \theta & jN \\ jN & jM \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1)$$

donde M y N pueden expresarse en función de las impedancias de los modos par Z_{oe} e impar Z_{oo}

$$M = \frac{1}{Z_{oe} + Z_{oo}} \left(1 + \frac{(k-1) Z_{oe}^2 + Z_{oo}^2}{2 Z_{oe} Z_{oo}} \right) \quad (2a)$$

$$N = \frac{k-1}{2} \frac{Z_{oo} - Z_{oe}}{Z_{oe} Z_{oo}}. \quad (2b)$$

k identifica el número de conductores de la estructura y para un medio sin pérdidas se cumple que Z_{oe} y Z_{oo} son números reales, con $Z_{oe} > Z_{oo}$. Así pues, de (2) se demuestra que $N < 0$, $M > 0$, y $M^2 > N^2$. La longitud eléctrica de los conductores θ se calcula como la media de las longitudes eléctricas de los modos par e impar que se propagan por la estructura, siendo por tanto una aproximación para un medio no homogéneo [9], [11], [12]. Además, el coeficiente de acoplamiento c de un acoplador $\lambda/4$ formado por k líneas de transmisión acopladas se define como [10]

$$c = \frac{-N}{M} = \frac{(k-1)(Z_{oe}^2 - Z_{oo}^2)}{2Z_{oe}Z_{oo} + (k-1)(Z_{oe}^2 + Z_{oo}^2)}, \quad (3)$$

parámetro que será utilizado como variable de diseño. En el resto del documento se incluyen también dos subíndices, a para identificar la LTM serie y b para la LTM paralela.

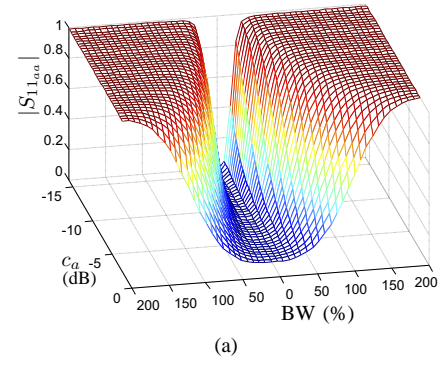
Utilizando la matriz de parámetros admitancia de la LTM serie (1) podemos calcular su impedancia imagen [13]

$$Z_{I_a} = \frac{-1}{N_a} \frac{c_a^2}{1 - c_a^2} \sqrt{1 + \left(1 - \frac{1}{c_a^2}\right) \cot^2 \theta_a} \quad (4)$$

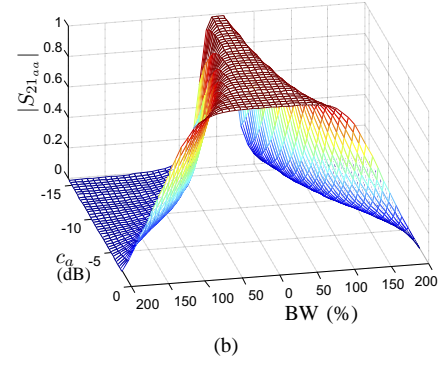
y considerando que la LTM tiene una longitud de $\lambda/4$ a la frecuencia central de diseño, f_o (valor típico para diseño de filtros), se pueden obtener las siguientes ecuaciones de diseño:

$$\frac{Z_{oea}}{Z_0} = \frac{c_a + 1}{2c_a^2} \left[(k_a - 1)(c_a - 1) + c_a + \sqrt{(k_a - 1)^2(1 - c_a^2) + c_a^2} \right] \quad (5a)$$

$$\frac{Z_{ooa}}{Z_0} = \frac{(k_a - 1)(1 - c_a^2)}{2c_a^2} \left[\frac{(k_a - 1)(c_a - 1)}{c_a + \sqrt{(k_a - 1)^2(1 - c_a^2) + c_a^2}} + 1 \right]. \quad (5b)$$



(a)



(b)

Fig. 2. Módulo de $S_{11,aa}$ y $S_{21,aa}$ para dos LTM conectadas en serie y diseñadas según (5a) y (5b).

Las ecuaciones (5a) y (5b) permiten calcular los valores de impedancia de los modos par e impar que garantizan una adaptación perfecta a f_o , siendo Z_0 la impedancia de referencia. Como se aprecia, ambas expresiones dependen tanto del número de conductores k_a como del factor de acoplamiento c_a . Usando (5a) y (5b) junto con (1), los parámetros S de una LTM se calculan como

$$S_{11a} = \frac{(c_a^2 - 1) \cos \theta_a^2}{2c_a^2 - (c_a^2 + 1) \cos \theta_a^2 - j2c_a \sin \theta_a \cos \theta_a} \quad (6a)$$

$$S_{21a} = \frac{-j2c_a^2 \sin \theta_a}{2c_a^2 - (c_a^2 + 1) \cos \theta_a^2 - j2c_a \sin \theta_a \cos \theta_a}, \quad (6b)$$

que dependen del factor de acoplamiento c_a y de θ_a . Finalmente, los parámetros S de las dos LTM conectadas en serie se calculan fácilmente aplicando las siguientes relaciones [13]

$$S_{11,aa} = S_{11a} \left(1 + \frac{S_{12a}^2}{1 - S_{11a}^2} \right), \quad S_{21,aa} = \frac{S_{12a}^2}{1 - S_{11a}^2}. \quad (7)$$

La Fig. 2 representa el módulo de los parámetros $S_{11,aa}$ y $S_{21,aa}$ en función del factor de acoplamiento c_a (3) y del ancho de banda relativo (BW), definido como

$$BW(\%) = 2 \left(\frac{\theta_a - \pi/2}{\pi/2} \right) \times 100. \quad (8)$$

Claramente se aprecia que en base a las ecuaciones de diseño (5a) y (5b), es posible conseguir una adaptación perfecta a la frecuencia central de diseño con una respuesta maximalmente plana en la banda de paso [1]. Además, el diseño de ambas LTM puede hacerse de forma sencilla seleccionando un valor

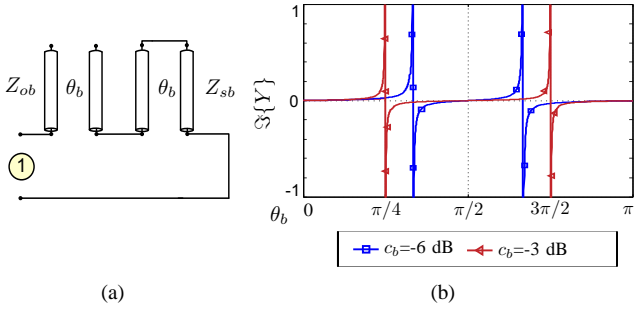


Fig. 3. (a) Circuito equivalente de la LTM paralela con su puerto de salida cortocircuitado a tierra y (b) parte imaginaria de su admitancia de entrada Y normalizada para diferentes valores de acoplamiento.

de acoplamiento para conseguir el ancho de banda requerido. Sin embargo, la selectividad con sólo dos LTM en cascada es moderada y este tipo de estructuras suele presentar el problema de bandas espúreas en $2f_o$. Estas limitaciones serán solventadas mediante la inclusión de una LTM paralela.

B. Análisis de la LTM paralela

La línea de transmisión multiconductora conectada en paralelo posee el puerto de salida cortocircuitado a tierra (Fig. 1). Esta estructura, analizada en [14], es equivalente a dos tramos de líneas de transmisión conectadas en serie, una en circuito abierto y otra en cortocircuito, cuyas longitudes son iguales a la de la LTM (θ_b). El circuito equivalente se muestra en la Fig. 3(a), donde Z_{ob} and Z_{sb} son dados por

$$Z_{ob} = \frac{-1}{N_b} c_b, \quad Z_{sb} = \frac{-1}{N_b} \frac{c_b}{1 - c_b^2}. \quad (9)$$

Consecuentemente, la admitancia de entrada Y de la LTM paralela puede calcularse como

$$Y = \frac{1}{Z_{in_b}} = jN_b \frac{c_b^2 - 1}{c_b^2} \left(\frac{1 - c_b^2}{c_b} \cot \theta_b - c_b \tan \theta_b \right)^{-1} \quad (10)$$

donde c_b es el factor de acoplamiento definido en (3). La parte imaginaria de Y normalizada se muestra en la Fig. 3(b) para diferentes valores de acoplamiento, donde claramente se aprecian las tres singularidades de la estructura, dos polos y un cero. La característica más importante de esta estructura reside en la posibilidad de controlar la posición, la separación entre los polos ajustando únicamente el factor de acoplamiento. De esta forma la LTM puede utilizarse como un resonador paralelo para introducir ceros de transmisión en posiciones definidas por [14],

$$\theta_{pn} = \pm \theta_{p0} + n\pi, \quad (11a)$$

$$\theta_{p0} = \arccos \left(\frac{|N_b|}{M_b} \right) = \arccos(c_b), \quad (11b)$$

siendo $n=0,1,2,3,\dots$. De la Fig. 3(b) se desprende que una técnica adecuada de diseño consiste en seleccionar el factor de acoplamiento para situar los dos ceros de transmisión θ_{p0} y $\pi - \theta_{p0}$ (primeros dos polos de Y) a ambos lados de la banda de paso deseada.

C. Análisis de la topología completa

La estructura del filtro propuesto es simétrica (Fig. 1), y por tanto puede analizarse de forma sencilla mediante una excitación par e impar. Sustituyendo la LTM paralela por dos admitancias de valor $Y/2$ (10), puede establecerse un plano de simetría horizontal en el punto central de la estructura. De esta forma, considerando que todas las LTM son diseñadas con una longitud $\lambda/4$ a la frecuencia central de diseño f_o , podemos calcular las impedancias de entrada cuando se aplica una excitación par Z_{in_e} o impar Z_{in_o}

$$\frac{Z_{in_e}}{jZ_0} = \frac{c_b c_a (c_a + 2c_b) \tan^2 \theta_c - c_b - 2c_a + c_b c_a (c_a + 2c_b)}{-2c_a^2 c_b^2 \tan^3 \theta_c + c_a (c_b + 2c_a (1 - c_b^2)) \tan \theta_c} \quad (12a)$$

$$\frac{Z_{in_o}}{jZ_0} = \left(c_a \tan \theta_c + \frac{c_a^2 - 1}{c_a} \cot \theta_c \right). \quad (12b)$$

donde θ_c , asumiendo una propagación TEM puede representarse como

$$\theta_c = \theta_a = \theta_b = \frac{\pi f}{2 f_o}. \quad (13)$$

Así pues, haciendo uso de (12a) y (12b) los parámetros S del filtro se pueden obtener de forma sencilla aplicando las siguientes transformaciones

$$S_{11} = \frac{Z_{in_e} Z_{in_o} - Z_0^2}{\Delta}, \quad S_{21} = \frac{Z_0 (Z_{in_e} - Z_{in_o})}{\Delta} \quad (14a)$$

$$\Delta = Z_0^2 + Z_0 (Z_{in_e} + Z_{in_o}) + Z_{in_e} Z_{in_o}. \quad (14b)$$

Teniendo en cuenta las expresiones anteriores, la respuesta en frecuencia del filtro queda perfectamente definida en función de los factores de acoplamiento c_a y c_b . Además, puede demostrarse que la posición de los ceros de transmisión depende únicamente de c_b en base a la ecuación (11). El diseño del filtro puede dividirse en dos etapas. En primer lugar se selecciona la posición de los ceros de transmisión, lo que limita la banda de funcionamiento del filtro y condiciona las dimensiones de la LTM paralela. La segunda fase consiste en variar el valor de c_a hasta conseguir una respuesta en frecuencia lo más plana posible dentro de la banda de paso (14). Este valor se utiliza para dimensionar la LTM serie. Así pues, procediendo de esta forma se verifica que la respuesta en frecuencia obtenida presenta tres polos de atenuación en la banda de paso y dos ceros de transmisión. Para observar el comportamiento descrito y a modo de ejemplo, la Fig.4 representa los parámetros S de un filtro usando únicamente dos LTM en serie y cuando una LTM es conectada en paralelo. Los valores de acoplamiento empleados son $c_a = -5.7$ dB y $c_b = -4$ dB. El uso de la LTM paralela permite conformar la banda de paso, haciéndola más plana, e incrementa las pendientes de rechazo del filtro. Sin embargo, hay que tener en cuenta que a mayor ancho de banda mayor será el acoplamiento requerido para la LTM paralela (11b).

III. VALIDACIÓN EXPERIMENTAL

Haciendo uso de las ecuaciones (12) y (14) un filtro paso banda con frecuencia central $f_o = 3.5$ GHz e impedancia de

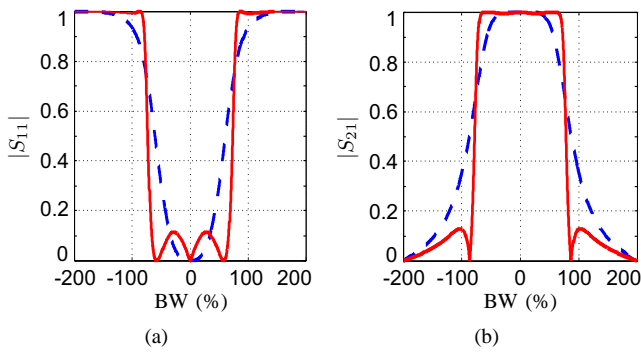


Fig. 4. Parámetros S con dos LTM serie (líneas discontinuas) e incluyendo una LTM paralela (líneas continuas). $c_a = -5.7$ dB y $c_b = -4$ dB.

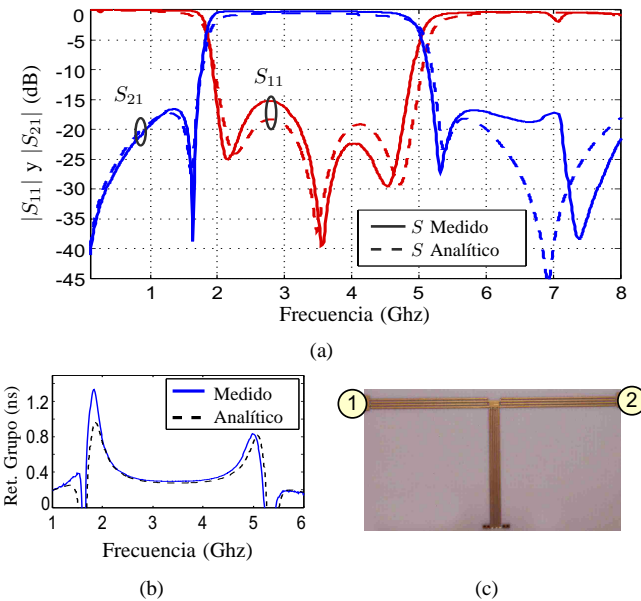


Fig. 5. (a) Parámetros S y (b) retardo de grupo medidos y calculados teóricamente del filtro fabricado. (c) Fotografía del prototipo.

referencia $Z_0 = 50 \Omega$ ha sido diseñado y fabricado sobre el sustrato Rogers 4350B con una permitividad eléctrica de 3.66 y un grosor de 30 mil. Los valores calculados de acoplamiento para las LTM serie y paralela son $c_a = -4$ dB y $c_b = -2.6$ dB, valores que condicionan las impedancias de los modos par e impar de cada una de las estructuras en función del número de conductores (3). Una vez calculadas las impedancias de los modos par e impar éstas pueden traducirse de forma sencilla a dimensiones físicas. La LTM serie se ha diseñado con $k_a = 4$, con un ancho de conductor de $160 \mu\text{m}$ y una separación de $150 \mu\text{m}$, mientras para la LTM paralela se emplea $k_b = 6$, con ancho y separación entre conductores de $110 \mu\text{m}$ y $100 \mu\text{m}$, respectivamente. La longitud de ambas LTM es de 13.7 mm.

La Fig. 5 muestra una fotografía del filtro construido así como los parámetros S y el retardo de grupo medidos y analíticos. Claramente se aprecia una excelente concordancia entre la teoría presentada y los resultados finalmente obtenidos. Gracias a los dos ceros de transmisión se consigue un filtro selectivo en frecuencia con un rechazo fuera de banda superior

a 15 dB, atenuando el espúreo a $2f_o$. Además, debido a los polos de atenuación la banda de paso es muy plana con pérdidas de inserción inferiores a 0.6 dB. Es importante destacar que el filtro ha sido diseñado usando directamente las ecuaciones presentadas en este artículo y que no se ha efectuado ninguna optimización durante la fase de simulación.

IV. CONCLUSION

En este artículo se ha presentado y analizado una nueva arquitectura basada en líneas de transmisión multiconductoras para diseñar y construir filtros paso banda de banda ancha con alta selectividad espectral con tres polos y dos ceros de transmisión. Se ha demostrado que la respuesta en frecuencia del filtro depende únicamente del factor de acoplamiento de las estructuras multiconductoras y las ecuaciones analíticas para el diseño de estos filtros se han presentado. Finalmente, un filtro ha sido diseñado y fabricado, validando la teoría propuesta y verificando la posibilidad de atenuar el espúreo que suele aparecer en este tipo de filtros a $2f_o$ sin necesidad de equalizar los modos par e impar de las estructuras multiconductoras.

V. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por la Junta de Andalucía en el marco del proyecto P09-TIC-5116.

REFERENCES

- [1] G. L. Mattahei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, M. A. House, Ed. Norwood, 1985.
- [2] J.-S. Hong, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, K. Chang, Ed. Wiley-Interscience, 2011.
- [3] H. Shaman and J.-S. Hong, "Input and output cross-coupled wideband bandpass filter," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 12, pp. 2562–2568, Dec. 2007.
- [4] J. Rhodes and R. J. Cameron, "General Extracted Pole Synthesis Technique with Applications to Low-Loss TE_{011} Mode Filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 28, no. 9, pp. 1018–1028, 1980.
- [5] J. R. Montejo-Garai, J. A. Ruiz-Cruz, J. M. Rebollar, M. J. Padilla-Cruz, A. Oñoro-Navarro, and I. Hidalgo-Carpintero, "Synthesis and design of in-line N-order filters with N real transmission zeros by means of extracted poles implemented in low-cost rectangular H-plane waveguide," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 5, pp. 1636–1642, 2005.
- [6] Z.-C. Hao and J.-S. Hong, "Ultrawideband Filter Technologies," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, no. 4, pp. 56–68, Jun. 2010.
- [7] S. Sun and L. Zhu, "Multiple-resonator-based bandpass filters," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 10, no. 2, pp. 88–98, Apr. 2009.
- [8] M. Velazquez-Ahumada, J. Martel, and F. Medina, "Parallel coupled microstrip filters with ground-plane aperture for spurious band suppression and enhanced coupling," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 3, pp. 1082–1086, 2004.
- [9] E. Márquez-Segura, F. Casares-Miranda, P. Otero, C. Camacho-Peñalosa, and J. Page, "Analytical Model of the Wire-Bonded Interdigital Capacitor," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 2, pp. 748–754, Feb. 2006.
- [10] W. Ou, "Design Equations for an Interdigitated Directional Coupler," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 23, no. 2, pp. 253–255, 1975.
- [11] R. Mongia, I. Bahl, and P. Bhartia, *RF and Microwave Coupled-Line Circuits*. Norwood, MA: Artech House, 1999.
- [12] J. J. Sánchez-Martínez and E. Márquez-Segura, "Generalized analytical design of broadband planar baluns based on wire-bonded multiconductor transmission lines," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 134, pp. 169–187, 2013.
- [13] D. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed. New York: Wiley, 1998.
- [14] J. J. Sánchez-Martínez, E. Márquez-Segura, and C. Camacho-Peñalosa, "Analysis of Wire-Bonded Multiconductor Transmission-Line-Based Stubs," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 4, pp. 1467–1476, 2013.