

# Análisis y Diseño de Filtros Diferenciales Basados en Líneas Acopladas

Juan José Sánchez-Martínez y Enrique Márquez-Segura

jjsm@ic.uma.es, ems@ic.uma.es

Universidad de Málaga, Andalucía Tech, E.T.S.I. de Telecomunicación, Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones  
Campus de Teatinos, s/n, E-29071 Málaga (España)

**Abstract**—The design of differential bandpass filters using coupled lines is presented. The topology proposed, consisting of short-circuited coupled lines is analyzed by means of analytical equations. The study is carried out by using equivalent circuit models that provide some insights into the physical behaviour of the proposed structure. Furthermore, to increase the bandwidth of the filters, wire-bonded multiconductor transmission lines (MTL) are employed. Three differential filters are designed and fabricated with fractional bandwidths (FBW) of 15%, 120% and 130% (3-dB FBW). The measured differential-mode responses show insertion losses lower than 1 dB with high common-mode rejection levels greater than 20 dB. In addition, there is a very good agreement between the theoretical and experimental results.

## I. INTRODUCCIÓN

En la actualidad, el uso de circuitos balanceados es algo bastante extendido dado los beneficios que presentan respecto a una transmisión estándar *single-ended*. El procesado de señal en dispositivos diferenciales proporciona una alta inmunidad al ruido, un mayor rango dinámico y una menor distorsión de los armónicos pares para amplificadores de bajo ruido. Además, el incremento del rango dinámico permite reducir la tensión de alimentación de los circuitos, algo que hoy día es de especial relevancia pues conlleva reducir el consumo de potencia [1]. En este sentido, la síntesis de filtros diferenciales con gran rechazo al modo común es un tema de gran interés para el diseño de dispositivos balanceados.

Diferentes topologías han sido propuestas para el diseño de filtros diferenciales. Estructuras basadas en una topología *branch-line* son analizadas en [2] y [3], pero los anchos de banda conseguidos no superan el 60%. Otras estructuras basadas en sistemas multicapa o con aperturas en el plano de masa son presentadas en [4] y [5], pero además de ser complejas pueden provocar interferencias electromagnéticas. Configuraciones basadas en resonadores con saltos de impedancia son analizados en [6], [7] y recientemente, un resonador basado en un anillo abierto complementario es usado en [8], pero los anchos de banda son limitados. En [9], un filtro interdigital es usado para el diseño de una respuesta diferencial, pero las pérdidas de inserción fueron de 5 dB en la banda de paso.

En este trabajo, una estructura simétrica compacta basada en líneas acopladas es analizada para el diseño de filtros diferenciales. El análisis se lleva a cabo utilizando circuitos equivalentes con líneas de transmisión ideales aplicando una excitación par e impar. El uso de dos líneas acopladas se

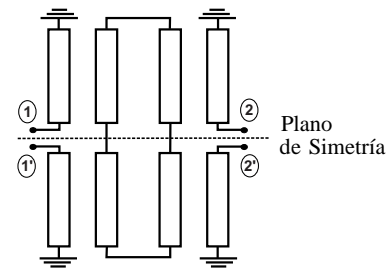


Fig. 1. Topología de filtro diferencial formado por cuatro secciones de líneas acopladas.

presenta inicialmente para el diseño de anchos de banda estrechos, estudiando el efecto del coeficiente de acoplamiento. En una fase posterior, se incluyen líneas multiconductoras (LTM) para aumentar los niveles de acoplamiento e incrementar el ancho de banda. Finalmente, algunos prototipos son fabricados y medidos.

## II. ANÁLISIS TEÓRICO

La Fig. 1 muestra la topología del filtro diferencial analizado, formado por la interconexión de cuatro secciones idénticas de líneas acopladas. La estructura presenta una configuración simétrica y por lo tanto, el análisis de la misma puede llevarse a cabo mediante una excitación par e impar. De esta forma, el estudio completo del filtro se simplifica al análisis de la mitad del circuito estableciendo un circuito abierto o un cortocircuito en el plano de simetría (ver Fig.1). Este procedimiento de análisis permite además obtener de forma directa la respuesta del filtro a una entrada diferencial (excitación impar) o común (excitación par).

Así pues, las estructuras que resultan tras aplicar una excitación par e impar, junto con sus circuitos equivalentes mediante líneas de transmisión [10], se representan en las Fig. 2(a) y Fig. 2(b) en función de las impedancias/admitancias de los modos par e impar de un par de líneas acopladas. La longitud eléctrica de los conductores  $\theta$  se calcula como la media de las longitudes eléctricas de los modos par e impar que se propagan por la estructura. Estos circuitos equivalentes permiten de una forma sencilla predecir el comportamiento del filtro. De forma teórica, la topología propuesta presenta un rechazo infinito al modo común para todas las frecuencias, pues los puertos de entrada y salida están aislados (Fig. 2(a)), mientras que tiene un comportamiento paso banda para el

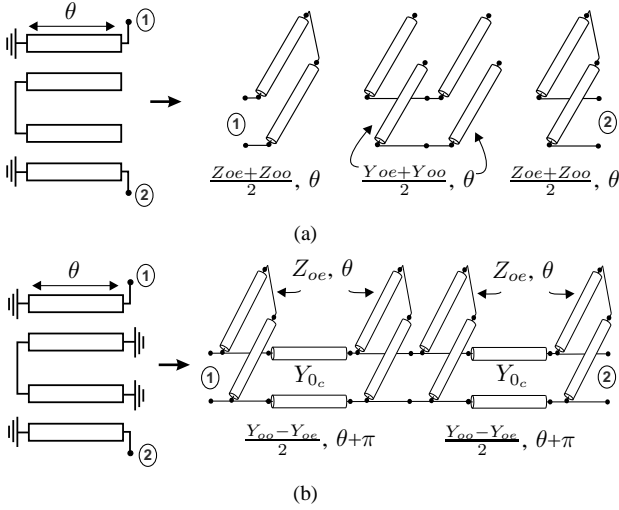


Fig. 2. Subcircuitos resultantes y circuitos equivalentes mediante líneas de transmisión cuando se aplica una excitación (a) par o (b) impar.

modo diferencial (Fig. 2(b)). Por consiguiente, para el diseño del filtro diferencial basta con analizar la estructura mostrada en la Fig. 2(b), formada por la conexión en serie de dos secciones de líneas acopladas con los puertos diagonales cortocircuitados a tierra. El circuito equivalente de cada sección está formado por un tramo de línea de transmisión de impedancia característica  $Z_{0c} = 1/Y_{0c}$  y dos stubs en cortocircuito con impedancia  $Z_{oe}$ , conectados en paralelo en cada extremo de la línea de transmisión.

Conocidos los circuitos equivalentes, los parámetros S de cada configuración bajo una excitación par ( $S_{ep}$ ) e impar ( $S_{ei}$ ) pueden calcularse fácilmente como

$$[S]_{ep} = \begin{bmatrix} S_{11ep} & S_{21ep} \\ S_{21ep} & S_{11ep} \end{bmatrix} \quad [S]_{ei} = \begin{bmatrix} S_{11ei} & S_{21ei} \\ S_{21ei} & S_{11ei} \end{bmatrix}, \quad (1a)$$

siendo

$$S_{11ep} = \frac{-2Y_{oe}Y_{oo} + jY_0(Y_{oe} + Y_{oo})}{2Y_{oe}Y_{oo} + jY_0(Y_{oe} + Y_{oo})}, \quad S_{21ep} = 0. \quad (2)$$

Para la configuración diferencial, tras varias operaciones algebraicas, el módulo al cuadrado de sus parámetros de transmisión y de reflexión puede expresarse como

$$|S_{21ei}|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 F^2}, \quad |S_{11ei}|^2 = 1 - |S_{21ei}|^2 \quad (3a)$$

$$\epsilon = \frac{Y_{oo} + Y_{oe}}{2Y_0(Y_{oo} - Y_{oe})^2}, \quad F = \frac{\cos \theta (g_2 \cos^2 \theta + g_0)}{\sin \theta} \quad (3b)$$

$$g_2 = -4Y_0^2 + (Y_{oe} + Y_{oo})^2 \quad (3c)$$

$$g_0 = 4Y_0^2 - (Y_{oo} - Y_{oe})^2, \quad (3d)$$

lo que permite de forma directa deducir el comportamiento paso banda de la estructura así como diseñar su respuesta en frecuencia. Consecuentemente, la matriz de parámetros S mixtos [1] del filtro diferencial es dada por

$$[S]^{mm} = \begin{bmatrix} S_{dd11} & S_{dd12} & S_{dc11} & S_{dc12} \\ S_{dd21} & S_{dd22} & S_{dc21} & S_{dc22} \\ S_{cd11} & S_{cd12} & S_{cc11} & S_{cc12} \\ S_{cd21} & S_{cd22} & S_{cc21} & S_{cc22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11ei} & S_{21ei} & 0 & 0 \\ S_{21ei} & S_{11ei} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_{11ep} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_{11ep} \end{bmatrix} \quad (4)$$

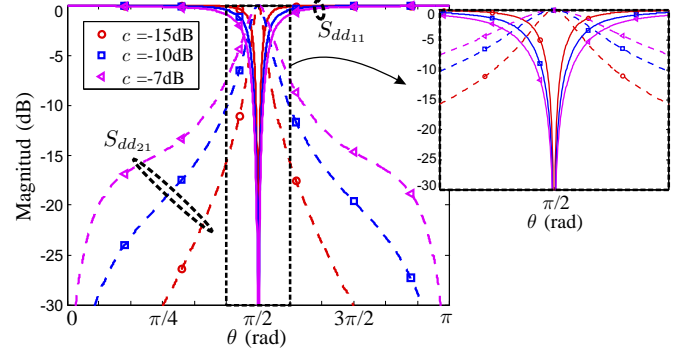


Fig. 3. Parámetros  $S_{dd11}$  y  $S_{dd21}$  para diferentes niveles de acoplamiento (5) para una impedancia característica  $Z_{0c}=200 \Omega$ .

TABLE I

IMPEDANCIAS PAR E IMPAR Y FACTOR DE ACOPLAMIENTO  $c$  USADAS PARA LAS CURVAS DIFERENCIALES REPRESENTADAS EN FIG. 3

$Z_{0c}=200\Omega$	$c=-15$ dB	$c=-10$ dB	$c=-7$ dB
$Z_{oe}$	43.26	92.50	161.46
$Z_{oo}$	30.20	48.05	61.75

Para analizar la respuesta en frecuencia del filtro diferencial, la Fig. 3 representa los parámetros  $S_{dd11}$  y  $S_{dd21}$  (3) para un mismo valor de impedancia característica  $Z_{0c}$  pero variando el factor de acoplamiento  $c$ , definido como [11]

$$c = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}}. \quad (5)$$

Los valores de impedancia de los modos par e impar utilizados se muestran en la Tabla I. Claramente se aprecia que la estructura presenta un comportamiento paso banda con una banda de paso centrada en  $\theta=\pi/2$ . Así pues, las líneas acopladas serán diseñadas para tener una longitud de  $\lambda/4$  a la frecuencia central de diseño  $f_0$ . Además, incrementando el nivel de acoplamiento se consigue aumentar el ancho de banda. Sin embargo, como bien es sabido, el conseguir niveles altos de acoplamiento con únicamente un par de líneas acopladas resulta muy complicado, pues conlleva reducir tanto el ancho  $W$  como la separación  $S$  entre conductores. Por este motivo, para conseguir aumentar el ancho de banda se van a introducir líneas de transmisión multiconductoras [12]–[14].

El coeficiente de acoplamiento  $c$  de un acoplador formado por  $k$  líneas de transmisión acopladas se define como [12]

$$c = \frac{(k-1)(Z_{oe}^2 - Z_{oo}^2)}{2Z_{oe}Z_{oo} + (k-1)(Z_{oe}^2 + Z_{oo}^2)}. \quad (6)$$

El efecto de incrementar el número de líneas acopladas se muestra en la Fig. 4, donde se ha variado el número de conductores manteniendo los valores de  $Z_{oe}$  y  $Z_{oo}$  obtenidos para una impedancia característica de  $Z_{0c}=100 \Omega$  y  $k=2$ . Claramente se observa un aumento del nivel de acoplamiento conforme se añaden más conductores. Teniendo en cuenta esta mejora y haciendo uso de la teoría dada en [13] para el diseño de las LTM, dos nuevas topologías, representadas en la Fig. 5, serán usadas para sintetizar filtros diferenciales de banda ancha.

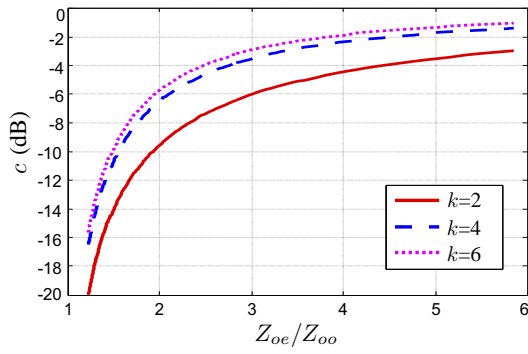


Fig. 4. Variación del coeficiente de acoplamiento  $c$  (6) en función del número de conductores ( $k$ ) considerando  $Z_{oe}=100 \Omega$ .

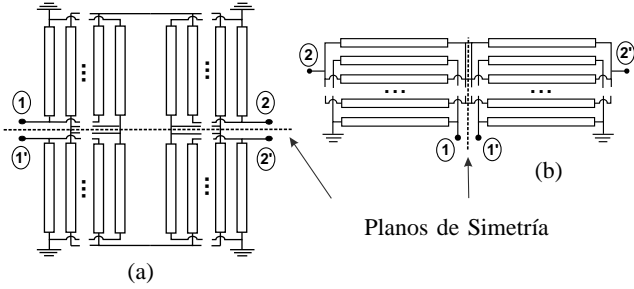


Fig. 5. Topologías para filtros diferenciales usando líneas de transmisión multiconductoras.

### III. VALIDACIÓN EXPERIMENTAL

Para validar la teoría descrita en el apartado anterior, tres prototipos de filtros diferenciales han sido diseñados y fabricados para una frecuencia central  $f_o=3.5$  GHz y una impedancia de referencia  $Z_0=50 \Omega$ . El sustrato elegido es Rogers 4350B con una permitividad eléctrica de 3.66 y un grosor de 0.762 mm. Para medir los diferentes prototipos se ha utilizado un analizador vectorial de redes con 4 puertos y dos generados internos de señal (Agilent N5247A PNA-X), lo que permite excitar directamente tanto el modo común como el diferencial.

Los parámetros S diferenciales ( $S_{dd11}, S_{dd21}$ ) así como la respuesta al modo común ( $S_{cc21}$ ) medidos y analíticos de los filtros fabricados se muestran en la Fig. 6, Fig. 7 y Fig. 8. Los tres filtros corresponden a las topologías dadas en Fig. 1 y Fig. 5, con  $k=2$  y  $k=6$ . Las dimensiones físicas, los parámetros de diseño de las estructuras acopladas y los anchos de banda conseguidos se recogen en la Tabla II. Una fotografía y el retardo de grupo medido se han incluido también para cada uno de los prototipos. Las curvas teóricas se han calculado evaluando (3) y haciendo uso de las ecuaciones deducidas en [13] y [15].

Como se observa, existe una buena concordancia entre la teoría presentada y los resultados finalmente conseguidos. No obstante, en las Fig. 7 y Fig. 8 se aprecian mayores discrepancias, debido tanto a las diferencias de fase de los modos par e impar como a discontinuidades en los puertos de entrada. Cabe destacar que los filtros han sido diseñados acorde a las dimensiones teóricas calculadas y no han sido optimizados

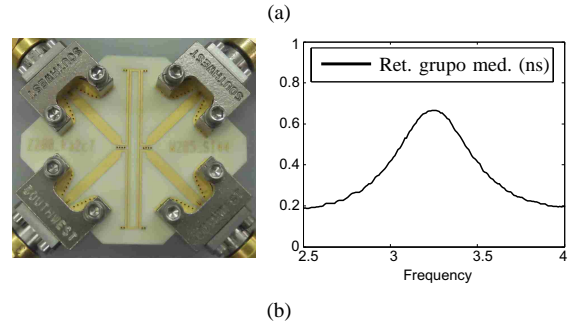
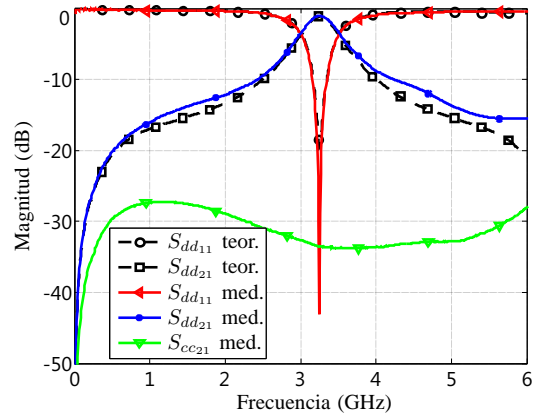


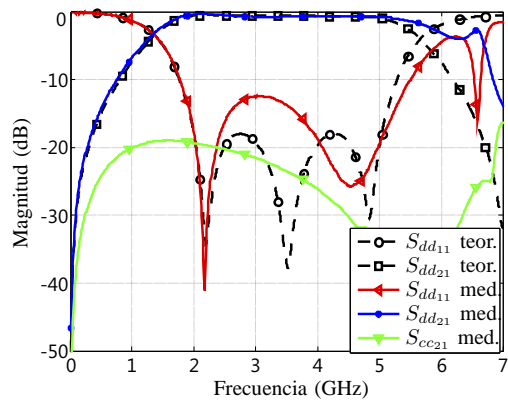
Fig. 6. Parámetros S teóricos y medidos de un filtro diferencial con una topología igual a la mostrada en Fig. 1 ( $k=2$ ).

TABLE II  
DIMENSIONES FÍSICAS Y PARÁMETROS DE DISEÑO DE LOS FILTROS DIFERENCIALES FABRICADOS

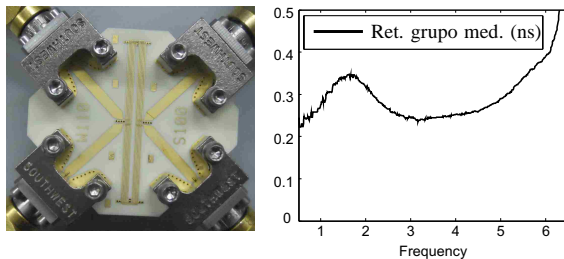
	$k$	$W$ ( $\mu\text{m}$ )	$S$ ( $\mu\text{m}$ )	$d$ (mm)	$Z_{oe}$ ( $\Omega$ )	$Z_{oo}$ ( $\Omega$ )	$c$ (dB)	$BW_{3dB}$ (%)
Fig. 6	2	285	144	13.5	161.6	61.7	-7	15
Fig. 7	6	110	100	13.6	229.8	69.8	-2.5	120
Fig. 8	6	187	155	13.6	187.7	70.3	-3.5	130

en ningún simulador electromagnético. Este comportamiento indica que atendiendo a la implementación física de estos filtros, sería necesario optimizar las transiciones usadas en los puertos de acceso.

Todos los filtros fabricados poseen pérdidas de inserción inferiores a 1 dB y presentan un buen rechazo al modo común con un nivel superior a 20 dB en toda la banda. Además, es importante notar cómo incrementando el número de conductores el ancho de banda crece considerablemente, consiguiendo valores de 120% (Fig. 7) y 130% (Fig. 8). No obstante, incrementar el número de conductores implica una topología más compleja, lo que supone tener más discontinuidades y por lo tanto efectos parásitos que son más apreciables a altas frecuencias. En este sentido, para usar múltiples conductores la topología mostrada en la Fig. 5(b) es más adecuada, pues permite cascadear múltiples LTM en serie con el menor número de discontinuidades.

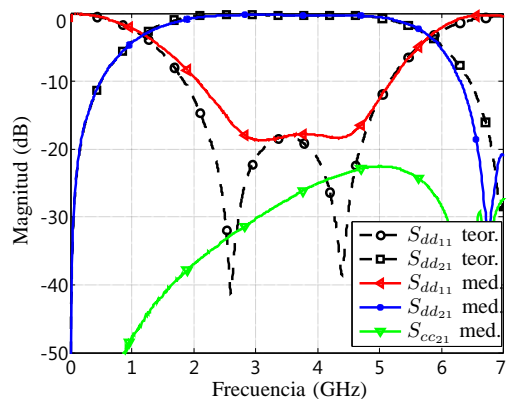


(a)

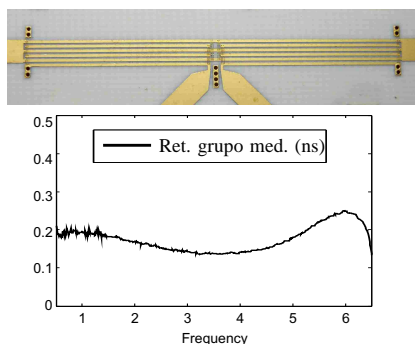


(b)

Fig. 7. Parámetros S teóricos y medidos de un filtro diferencial con una topología igual a la mostrada en Fig. 5(a) ( $k=6$ ).



(a)



(b)

Fig. 8. Parámetros S teóricos y medidos de un filtro diferencial con una topología igual a la mostrada en Fig. 5(b) ( $k=6$ ).

#### IV. CONCLUSIONES

En este artículo se ha presentado y analizado una configuración basada en líneas acopladas para el diseño de filtros diferenciales. Se ha demostrado que usando únicamente un par de líneas acopladas los anchos de banda conseguidos son reducidos ( $<20\%$ ), mientras que empleando líneas de transmisión multiconductoras se pueden alcanzar anchos de banda superiores a  $100\%$ . Para validar la teoría presentada varios prototipos han sido diseñados y fabricados, con unas bajas pérdidas de inserción ( $<1\text{dB}$ ) y niveles de rechazo al modo común superiores a  $20\text{ dB}$ . En base a los resultados obtenidos, se observa que el uso de estructuras multiconductoras es una buena opción para conseguir filtros diferenciales de banda muy ancha.

#### AGRADECIMIENTOS

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

#### REFERENCES

- [1] W. R. Eisenstadt, B. Stengel, and B. M. Thompson, *Microwave Differential Circuit Design Using Mixed-Mode S-Parameters*. Norwood, MA: Artech House, 2006.
- [2] T. B. Lim and L. Zhu, "A Differential-Mode Wideband Bandpass Filter on Microstrip Line for UWB Application," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 19, no. 10, pp. 632–634, Oct 2009.
- [3] X.-H. Wang, Q. Xue, and W.-W. Choi, "A Novel Ultra-Wideband Differential Filter Based on Double-Sided Parallel-Strip Line," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no. 8, pp. 471–473, Aug 2010.
- [4] A. Abbosh, "Ultrawideband Balanced Bandpass Filter," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 21, no. 9, pp. 480–482, Sept 2011.
- [5] Y.-J. Lu, S.-Y. Chen, and P. Hsu, "A Differential-Mode Wideband Bandpass Filter With Enhanced Common-Mode Suppression Using Slotline Resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 22, no. 10, pp. 503–505, Oct 2012.
- [6] C.-H. Wu, C.-H. Wang, and C. H. Chen, "Balanced Coupled-Resonator Bandpass Filters Using Multisection Resonators for Common-Mode Suppression and Stopband Extension," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 8, pp. 1756–1763, Aug 2007.
- [7] J. Shi and Q. Xue, "Novel Balanced Dual-Band Bandpass Filter Using Coupled Stepped-Impedance Resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no. 1, pp. 19–21, Jan 2010.
- [8] A. Horestani, M. Duran-Sindreu, J. Naqui, C. Fumeaux, and F. Martin, "S-Shaped Complementary Split Ring Resonators and Their Application to Compact Differential Bandpass Filters With Common-Mode Suppression," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. PP, pp. 150–152, 2014.
- [9] W. Fathelbab and M. Steer, "Four-Port Microwave Networks With Intrinsic Broad-Band Suppression of Common-Mode Signals," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 5, pp. 1569–1575, May 2005.
- [10] G. L. Mattahei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, M. A. House, Ed. Norwood, 1985.
- [11] E. M. T. Jones and J. T. Bolljahn, "Coupled-Strip-Transmission-Line Filters and Directional Couplers," *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 4, no. 2, pp. 75–81, Apr 1956.
- [12] W. Ou, "Design Equations for an Interdigitated Directional Coupler," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 23, pp. 253–255, Feb. 1975.
- [13] J. J. Sánchez-Martínez and E. Márquez-Segura, "Analytical Study of Wide-band Bandpass Filters Based on Wire-Bonded Multiconductor Transmission Lines With LH Behaviour," *Progr. Electromagn. Res. Lett.*, vol. 31, pp. 1–13, 2012.
- [14] —, "Analysis of wire-bonded multiconductor transmission line-based phase-shifting sections," *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 27, no. 16, pp. 1997–2009, 2013.
- [15] —, "Generalized analytical design of broadband planar baluns based on wire-bonded multiconductor transmission lines," *Progr. Electromagn. Res.*, vol. 134, pp. 169–187, 2013.