

# Diseño de filtros combline en guía de ondas basados en tiras metálicas planas

R. García<sup>1#</sup>, A. A. San-Blas<sup>2#</sup>, A. Coves<sup>3#</sup>, M. Guglielmi<sup>4§</sup>, V. E. Boria<sup>5§</sup>, M. A. Sánchez-Soriano<sup>6\*</sup>  
{<sup>1</sup>raul.garciaj, <sup>2</sup>aasanblas, <sup>3</sup>angela.coves}@umh.es, <sup>4</sup>marco.guglielmi@iteam.upv.es,  
<sup>5</sup>vboria@dcom.upv.es, <sup>6</sup>miguel.sanchez.soriano@ua.es

<sup>#</sup>Departamento de Ingeniería de Comunicaciones-I3E, Universidad Miguel Hernández de Elche, España.

<sup>§</sup>Departamento de Comunicaciones-iTEAM, Universidad Politécnica de Valencia, España.

<sup>\*</sup>Departamento de Física, Ingeniería de Sistemas y Teoría de la Señal, Universidad de Alicante, España.

**Resumen**—In this work, a new topology of waveguide combline filters based on flat metallic strip resonators is presented. The main advantages of this new topology are the ability to implement transmission zeros (TZ) and low-cost practical realization. Furthermore, the position of the TZs can be controlled using offset resonators, thus achieving more selective filter responses. The design of several bandpass filter examples with finite-frequency TZs is also discussed. Two different commercial software tools (Ansys HFSS and CST Studio Suite) have been used to verify the correct operation of the designed filters, thus validating both the proposed topology and the employed design procedure.

## I. INTRODUCCIÓN

Los filtros paso-banda basados en resonadores coaxiales implementados en tecnología guiada, como los filtros en configuración combline o interdigital, se utilizan frecuentemente en diferentes sistemas de comunicaciones [1] – [3]. Clásicamente, los resonadores combline se implementan mediante postes metálicos de geometría cilíndrica [2] o rectangular [4], cuyas dimensiones se optimizan para obtener la frecuencia de resonancia deseada. En este trabajo, presentamos una nueva topología de filtros combline en línea en tecnología guiada, basada en resonadores cargados con tiras metálicas planas de espesor finito (ver Fig. 1). La principal ventaja de esta nueva topología es que la fabricación del componente puede realizarse a muy bajo coste, empleando técnicas estándar de fresado o erosión por hilo, partiendo de una hoja metálica del grosor adecuado. De este modo, se pueden apilar fácilmente varios resonadores, utilizando pines de alineación para mantener la precisión mecánica. Además, si fuese necesario, también se permitiría el uso de tornillos de sintonía para ajustar la respuesta eléctrica obtenida.

Por otro lado, es bien conocido que se pueden implementar ceros de transmisión (TZs, por sus siglas en inglés, *transmission zeros*) de frecuencia finita utilizando este tipo de filtros [2], [3]. En nuestro caso concreto, los TZs estarán situados por encima de la banda de paso, debido a la naturaleza magnética de los acoplamientos cruzados entre resonadores. En este contexto, en este trabajo se propone, además, controlar la posición frecuencial de los TZs introduciendo un desplazamiento en la posición de los resonadores del filtro, logrando así respuestas en frecuencia más flexibles y selectivas. El procedimiento de diseño de los filtros presentados emplea el método clásico, el cual se basa en el cálculo de los acoplamientos de entrada/salida y entre resonadores adyacentes [5], y utiliza también la conocida técnica *Aggressive Space Mapping* (ASM) [6] con el propósito de reducir el esfuerzo computacional del

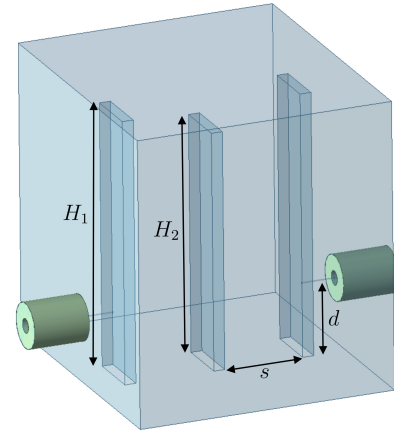


Fig. 1. Filtro combline simétrico de orden 3 con tiras metálicas planas.

proceso de diseño. Con el objetivo de validar tanto la nueva topología propuesta como el procedimiento de diseño, se han considerado dos filtros combline de orden 3 y 6 que operan en banda S. Además, los filtros diseñados se han simulado con éxito utilizando dos paquetes informáticos distintos de simulación electromagnética (Ansys HFSS y CST Studio Suite), obteniendo una excelente concordancia.

## II. DISEÑO DEL RESONADOR COAXIAL

El resonador coaxial propuesto se basa en una cavidad rectangular cargada con una tira metálica plana situada en una posición centrada en la estructura. La tira metálica está conectada a la base de la cavidad rectangular, tal y como se muestra en la Fig. 2. Las dimensiones relevantes de esta estructura deben diseñarse con el objetivo de obtener la resonancia fundamental a la frecuencia central deseada (en este caso,  $f_0 = 3$  GHz).

Para ello, se ha analizado (mediante Ansys HFSS) el componente obtenido tras considerar un puerto de acceso en el plano  $y=0$  en el resonador mostrado en la Fig. 2 (dicho puerto de entrada es de tipo coaxial, con contornos externo e interno rectangulares). Posteriormente, se optimizan las dimensiones del componente hasta que la fase del parámetro  $S_{11}$  sea igual a  $180^\circ$  en  $f = f_0$ . Las dimensiones finales (en mm) del resonador son (ver Fig. 2):  $a_r = b_r = 26$ ,  $l_r = 7$ ,  $H = 23.233$ ,  $w = 5$  y  $t = 1$ . Es importante señalar que  $a_r$ ,  $b_r$ ,  $l_r$ ,  $w$  y  $t$  no se optimizarán durante el proceso de diseño que se detalla a continuación. Además, con el fin de obtener un circuito equivalente del resonador basado en elementos concentrados (combinación

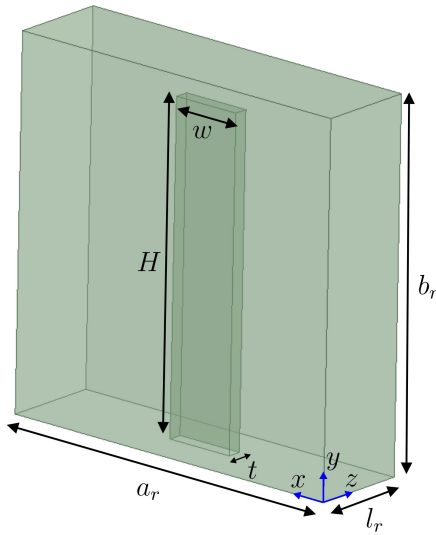


Fig. 2. Resonador coaxial cargado con una tira metálica plana.

en serie de una inductancia  $L$  y una capacitancia  $C$ ), se ha calculado el parámetro de la pendiente del resonador [7]. De esta manera, se han obtenido los siguientes valores para la red  $LC$  en serie:  $L = 15.676$  nH,  $C = 0.179$  pF.

### III. CIRCUITO EQUIVALENTE DEL FILTRO PASO-BANDA

El objetivo de esta sección es la obtención de un circuito equivalente para el filtro paso-banda de orden 3 mostrado en la Fig. 1. Es importante destacar que el circuito equivalente desarrollado solamente es válido para representar la respuesta del filtro en la banda de paso y no tendrá en cuenta los TZs. Sin embargo, la respuesta eléctrica del circuito equivalente se utilizará como curva de referencia (objetivo) para recuperar la respuesta en banda de los filtros, incluyendo TZs, durante la etapa de optimización del proceso de diseño.

El circuito equivalente del filtro se basa en inversores de impedancia ideales (para representar tanto los acoplamientos de entrada/salida como los acoplamientos entre resonadores) y en redes  $LC$  en serie (para modelar los resonadores). Los valores (en  $\Omega$ ) de los inversores necesarios para el filtro paso-banda de orden 3 (cuyas especificaciones eléctricas se detallan en el siguiente apartado) se han calculado utilizando el parámetro de la pendiente del resonador [7]. Los valores obtenidos son:  $K_{01} = K_{34} = 86.394$  y  $K_{12} = K_{23} = 24.027$ .

### IV. DISEÑO DE UN FILTRO PASO-BANDA DE ORDEN 3

En esta sección, se aborda el diseño de un filtro paso-banda simétrico de orden 3 y de respuesta de tipo Chebyshev. Las especificaciones eléctricas son:  $f_0 = 3$  GHz, 25 dB de pérdidas de retorno y ancho de banda de 200 MHz. En este primer diseño, todas las tiras metálicas están situadas en una posición centrada (ver Fig. 1). Utilizando esta disposición, es bien conocido que existe un acoplamiento cruzado de tipo magnético entre los resonadores #1 y #3 [5]. Sin embargo, la posición del TZ que se obtendrá en la respuesta en frecuencia (situado por encima de la banda de paso) no puede controlarse en esta configuración, dado que los resonadores están en una posición centrada.

El proceso de diseño se basa en el método clásico [5], y se combina con la conocida técnica de ASM [6]. En primer

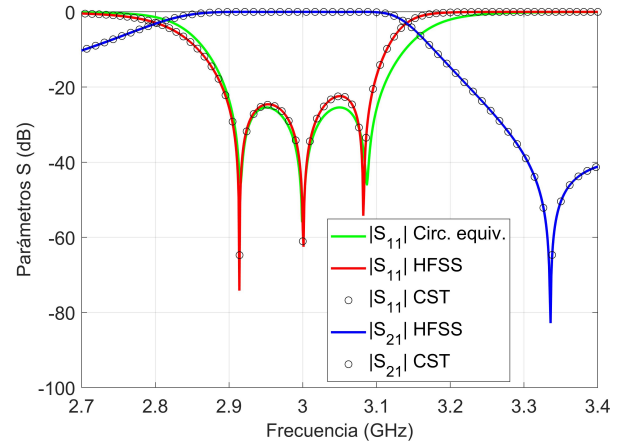


Fig. 3. Respuesta del filtro combline de orden 3 diseñado con tiras centradas.

lugar, se calculan los acoplamientos de entrada/salida, con el fin de obtener el factor de calidad externo requerido [5]. Por otro lado, dichos resonadores se excitan mediante puertos en guía coaxial ( $r_{ext} = 2.05$  mm,  $r_{in} = 0.65$  mm,  $\epsilon_r = 2.2$ ), situados a una distancia  $d$  de la parte inferior del filtro, como se muestra en la Fig. 1. Además, la sonda coaxial contacta con los resonadores de entrada/salida.

A continuación, se calculan los acoplamientos entre resonadores adyacentes en función de la separación  $s$  entre las tiras metálicas (ver Fig. 1), y se obtiene un valor inicial para  $s$  teniendo en cuenta los valores de los acoplamientos electromagnéticos requeridos. Posteriormente, se considera el filtro completo y se optimiza su respuesta eléctrica considerando la respuesta en la banda de paso del circuito equivalente como curva objetivo. Todas las simulaciones indicadas anteriormente se realizan de forma muy eficiente (con un esfuerzo de CPU muy bajo) mediante el software FEST3D (incluido en CST Studio Suite), utilizando una configuración de baja precisión (modelo grueso de la técnica ASM). El conjunto de dimensiones que proporcionan la respuesta eléctrica deseada en el espacio de alta precisión se obtienen aplicando la técnica de ASM. En este caso, se ha empleado Ansys HFSS como modelo fino para realizar las simulaciones de precisión.

Las dimensiones finales (en mm) del filtro son:  $H_1 = 23.715$ ,  $H_2 = 21.381$ ,  $s = 7.329$  y  $d = 5.763$ . Con el fin de validar tanto la nueva topología propuesta como el procedimiento de diseño empleado, el componente se ha simulado utilizando dos paquetes informáticos de análisis electromagnético diferentes (Ansys HFSS y CST Studio Suite). Tal y como se muestra en la Fig. 3, se obtiene una excelente concordancia entre ambos conjuntos de datos simulados. En dicha figura, se ha añadido también el parámetro  $S_{11}$  del circuito equivalente. Como era de esperar, se observa un TZ situado en la parte superior de la banda de paso ( $f_{TZ} = 3.336$  GHz). Aunque la respuesta en banda del circuito equivalente no se ha recuperado perfectamente (ya que dicho circuito no tiene en cuenta la presencia del TZ), se ha obtenido un ancho de banda (centrado en  $f_0$ ) de 198 MHz, y unas pérdidas de retorno superiores a 22.6 dB.

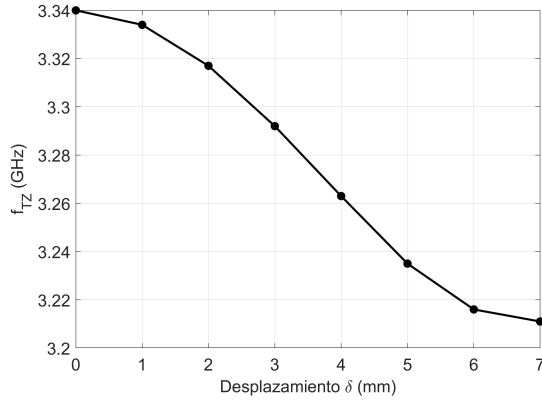


Fig. 4. Variación de la posición del TZ en función del desplazamiento  $\delta$ . Datos obtenidos para una separación  $s = 7.329$  mm entre las tiras.

TABLA I  
DIMENSIONES (EN MM) DE LOS TRIPLETES DISEÑADOS.

	$H_1$	$H_2$	$s$	$d$
$\delta = 3$	23.630	21.499	6.917	5.485
$\delta = 4$	23.561	21.567	6.712	5.257
$\delta = 5$	23.460	21.611	6.740	4.946
$\delta = 6$	23.310	21.642	7.171	4.514

#### A. Control de la posición frecuencial del TZ

Como ya hemos mencionado, la posición del TZ no puede controlarse en un filtro que emplea resonadores centrados. A continuación, demostramos que una posibilidad para variar la posición en frecuencia del TZ, consiste en introducir un desplazamiento (en la dimensión  $x$ ) en la posición del resonador central del filtro de orden 3 o triplete (véase también el sistema de referencia mostrado en la Fig. 2). Si  $x_0$  denota la posición del centro de la tira a lo largo de la dimensión  $x$ , podemos escribir  $x_0 = a_r/2 + \delta$ , donde  $\delta$  representa el desplazamiento aplicado a la posición de la tira con respecto al centro (es decir,  $\delta=0$  para una tira centrada). Como puede apreciarse en la Fig. 4, se puede variar la posición frecuencial  $f_{TZ}$  del TZ cambiando el valor de  $\delta$ . En términos físicos, el valor de  $\delta$  está relacionado con la intensidad del acoplamiento cruzado entre los resonadores #1 y #3. En general, como se observa en la Fig. 4, un aumento en el valor de  $\delta$  resulta en un TZ que está más cerca de la banda de paso.

A continuación, el objetivo es lograr acercar el TZ a la banda de paso, manteniendo una respuesta en dicha banda lo más parecida posible a la obtenida con resonadores centrados. La Fig. 5 muestra la respuesta (en términos del parámetro  $S_{21}$ ) para varios tripletes, los cuales se han diseñado cambiando el valor del desplazamiento  $\delta$  para el resonador central. De nuevo, se han utilizado dos programas distintos (Ansys HFSS y CST Studio Suite) para realizar las simulaciones. En todos los casos se observa una excelente concordancia entre ambos conjuntos de resultados. Finalmente, la Tabla I recoge las dimensiones (en mm) de los tripletes diseñados, para los distintos valores de  $\delta$  considerados.

#### V. DISEÑO DE FILTROS COMBLINE CON DOS TZ

En esta sección, se analiza la unión de dos tripletes (con resonadores centrales descentrados), con el fin de obtener

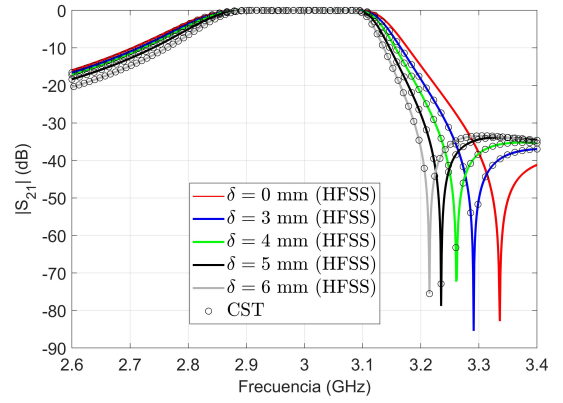


Fig. 5. Parámetro  $S_{21}$  de los tripletes diseñados con resonadores descentrados.

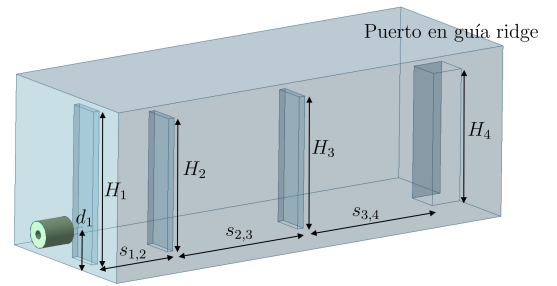


Fig. 6. Primer triplete obtenido a partir del filtro de orden 6.

dos TZs en la respuesta en frecuencia. Ambos TZs estarán situados por encima de la banda de paso en una posición prefijada. Para ello, se diseña, en primer lugar, un filtro combline de orden 6 con resonadores centrados ( $f_0 = 3$  GHz,  $BW = 200$  MHz, 25 dB de pérdidas de retorno), siguiendo las pautas de diseño descritas en las secciones anteriores. Posteriormente, el filtro se divide en dos tripletes. El primer triplete está compuesto por los tres primeros resonadores del filtro, con los puertos de entrada y salida implementados en guía coaxial y guía *ridge*, respectivamente. El segundo triplete está compuesto por los resonadores #4, #5 y #6 del filtro inicial. Para el segundo triplete, los puertos de entrada y salida están implementados en guía *ridge* y guía coaxial, respectivamente. A modo de ejemplo, la Fig. 6 muestra la estructura del primer triplete, cuyas dimensiones (en mm) son:  $H_1 = 23.298$ ,  $H_2 = 20.250$ ,  $H_3 = H_4 = 20.115$ ,  $s_{1,2} = 12.627$ ,  $s_{2,3} = 22.614$ ,  $s_{3,4} = 23.324$ , y  $d_1 = 5.213$  (nótese que éstas son también las dimensiones del filtro simétrico de orden 6 con resonadores centrados).

Las respuestas en banda de los dos tripletes son idénticas debido a la simetría del filtro inicial de orden 6. Además, dichas respuestas se utilizarán como curvas objetivo en los siguientes pasos del proceso de diseño. Por otro lado, la Fig. 7 muestra la variación de la posición del TZ generada por el triplete, en función del desplazamiento  $\delta$  del resonador central.

Seguidamente, nuestro objetivo es rediseñar el filtro combline de orden 6 para situar el TZ proporcionado por cada triplete en una posición determinada. Para ello, se utiliza un desplazamiento  $\delta_1 = 4.5$  mm en el resonador central del primer triplete para generar un TZ a  $f_{TZ1} = 3.61$  GHz

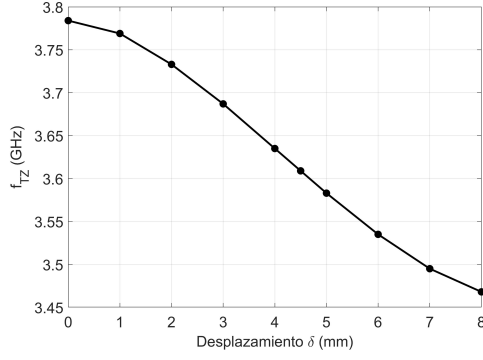


Fig. 7. Variación de la posición del TZ en función de  $\delta$ .

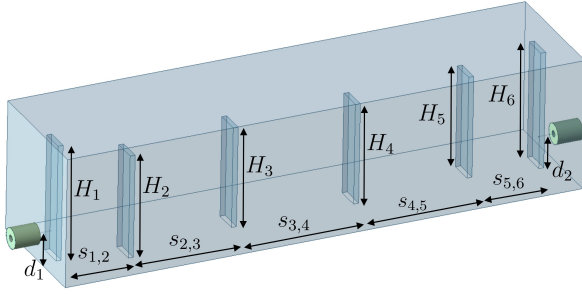


Fig. 8. Filtro combline de orden 6 con resonadores descentrados.

(ver Fig. 7), y un desplazamiento  $\delta_2 = -2$  mm para el resonador central del segundo triplete para obtener un TZ a  $f_{TZ2} = 3.73$  GHz. Es importante destacar que los resonadores se han descentrado en direcciones opuestas para minimizar otros posibles acoplamientos cruzados en la estructura. Tras establecer las dimensiones iniciales, los dos tripletes se optimizan por separado. Para ello, se emplean dos curvas objetivo: (1) la respuesta en banda proporcionada por el triplete con resonadores centrados, y (2) la respuesta fuera de banda con el TZ en la posición deseada. Por último, se implementa el filtro completo (ver Fig. 8) y se realiza una optimización final de todas sus dimensiones.

La respuesta eléctrica del filtro se muestra en la Fig. 9 utilizando líneas verdes (datos de Ansys HFSS) y rojas (datos de CST), apreciándose una muy buena concordancia entre ambos conjuntos de datos. La respuesta del filtro combline de orden 6 con resonadores centrados también se ha incluido en la figura (líneas azules) a efectos comparativos. Se observa también que la respuesta en banda del filtro con resonadores centrados se ha recuperado casi perfectamente. Además, se pueden observar dos TZs en la respuesta de fuera de banda del filtro, en  $f_{TZ1} = 3.55$  GHz y  $f_{TZ2} = 3.64$  GHz, valores que están muy próximos a los valores de diseño, proporcionando un alto rechazo en la banda superior de hasta 150 dB. Las dimensiones finales (en mm) del filtro diseñado son (ver Fig. 8):  $H_1 = 23.303$ ,  $H_2 = 20.721$ ,  $H_3 = 20.189$ ,  $H_4 = 20.195$ ,  $H_5 = 20.456$ ,  $H_6 = 23.415$ ,  $s_{1,2} = 11.622$ ,  $s_{2,3} = 21.510$ ,  $s_{3,4} = 23.458$ ,  $s_{4,5} = 22.430$ ,  $s_{5,6} = 12.656$ ,  $\delta_1 = 4.036$ ,  $\delta_2 = -1.582$ ,  $d_1 = 5.010$  y  $d_2 = 5.142$ .

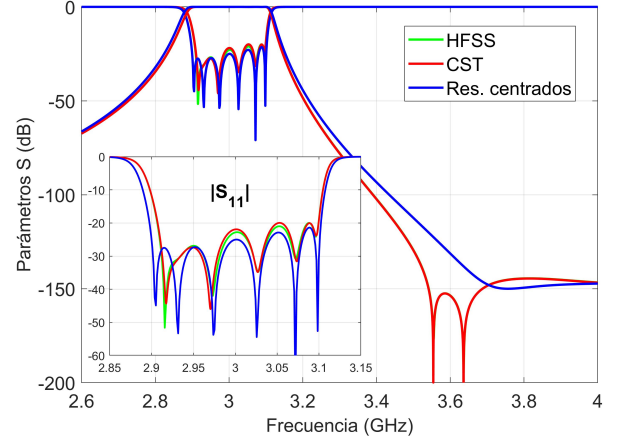


Fig. 9. Parámetros  $S$  de los filtros de orden 6 diseñados con resonadores centrados (líneas azules) y descentrados (líneas verdes y rojas).

## VI. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha presentado una nueva topología de filtros paso-banda combline basada en resonadores implementados mediante tiras metálicas planas. Las estructuras propuestas son compactas y pueden generar TZs a frecuencias determinadas por encima de la banda de paso. Por otra parte, la posición frecuencial de los TZs puede controlarse variando el desplazamiento de algunos de los resonadores. Además, se ha presentado el diseño detallado de varios filtros paso-banda. Finalmente, los filtros diseñados se han simulado utilizando dos herramientas diferentes de análisis electromagnético, obteniendo una excelente concordancia, validando así tanto la topología propuesta como el procedimiento de diseño presentado.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por los proyectos PID2022-136590OB y TED2021-129196B, financiados por MICIU/AEI/10.13039/501100011033 y por “Unión Europea NextGenerationEU/PRTR” a través de los Subproyectos C43 y C41, y también por la Conselleria de Educación, Universidades y Empleo, Generalitat Valenciana (Proyecto CIAICO/2021/055).

## REFERENCIAS

- [1] G. Cao, Y. Hu, L. Gao, et al., “A design method for highly selective dual-band filters based on frequency-variant triplets,” *IEEE Microw. Wireless Techn. Lett.*, vol. 34, no.2 p p. 175-178, 2024.
- [2] G. Macchiarella, S. Tamiazzo, S. Bastioli, and R. V. Snyder, “Synthesis of strictly inline filters with transmission zeros,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 71, no.1 p p. 274-284, 2023.
- [3] S. Bastioli, R. V. Snyder, and G. Macchiarella, “The strongly coupled resonator quadruplet,” *IEEE Microw. Wireless Techn. Lett.*, vol. 33, no.8 p p. 1135-1138, 2023.
- [4] F. Arndt and J. Brandt, “MM/FE CAD and optimization of rectangular combline filters,” *32nd Eur. Microw. Conf.*, p p. 1-4, 2002.
- [5] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. R. Mansour, “Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design, and Applications,” 2nd ed. Hoboken, NJ, USA, Wiley, 2018.
- [6] J. W. Bandler, R. M. Biernacki, S. H. Chen, R. H. Hemmers, and K. Madsen, “Electromagnetic optimization exploiting aggressive space mapping,” *IEEE Microw. Wireless Techn.*, vol. 43, no.12 p p. 2874-2882, 1995.
- [7] G. Matthaei, “Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures,” Norwood, MA, USA, Artech House, 1980.