

# Nuevos Filtros Multicapa Basados en Trisections Empleando Nodos No Resonantes

M. Martínez Mendoza, D. Cañete-Rebenaque, J.S. Gómez Díaz, F. J. Pérez Soler y A. Álvarez Melcón  
shanaz00@hotmail, david.canete@upct.es, madhap@ono.com, fjps@alu.upct.es, alejandro.alvarez@upct.es  
Universidad Politécnica de Cartagena, Antiguo Cuartel de Antigones, 30202 Cartagena, Murcia

**Abstract**—This work presents novel filter topologies implemented in microstrip technology. The topologies combine printed line resonators with non resonating nodes (NRNs) to implement transmission zeros in a very flexible way. Broadside couplings are introduced to increase the capabilities for cross coupling topologies. Depending on the number of resonators and NRN, the filtering response exhibits a single transmission zero either below or above the passband, or two transmission zeros, one at each side of the passband. Several examples are designed and validated, using the new proposed structures.

## I. INTRODUCCIÓN

El desarrollo de nuevas estructuras para implementar filtros de microondas con características avanzadas, es de gran importancia para los modernos sistemas de comunicaciones espaciales y terrestres.

Topologías muy útiles para la implementación de filtros de microondas se pueden obtener a partir del bloque básico conocido como *trisection* [1]. Este bloque está formado por tres resonadores acoplados, y es capaz de implementar un único cero de transmisión. Una característica destacable de esta topología consiste en la posibilidad de implementar estructuras de mayor orden situando varias trisection en cascada [2], [3]. El procedimiento de síntesis de este tipo de estructuras es ya ampliamente conocido. Se puede llevar a cabo mediante un método basado en la extracción de elementos circuitales [1], o alternativamente mediante un método basado en *similarity transformations* aplicado sobre la matriz de acoplo [4].

Por otra parte, varias estructuras en guía onda capaces de implementar trisection, así como topologías más complejas formadas mediante varias trisection en cascada, han sido presentadas en diferentes contribuciones [5].

Normalmente una trisection está formada por tres resonadores acoplados. Sin embargo, también es posible incluir en la topología nodos internos no resonantes (NRNs, nodos conectados a tierra mediante una reactancia independiente de la frecuencia  $j \cdot B_c$ ). La utilización de NRNs incrementa la flexibilidad y permite un mayor control sobre la posición de los ceros de transmisión implementados por una estructura específica de filtrado. Podemos encontrar un ejemplo de la utilización de NRN en [6], [7], donde se utilizan resonadores desintonizados para implementar ceros de transmisión.

Dentro de este contexto, esta contribución se centra en el desarrollo de nuevos filtros de microondas empleando distintas topologías, utilizando para ello el bloque básico conocido como trisection (ver Fig. 1) en distintas configuraciones. Un aspecto novedoso de este trabajo consiste en la combinación

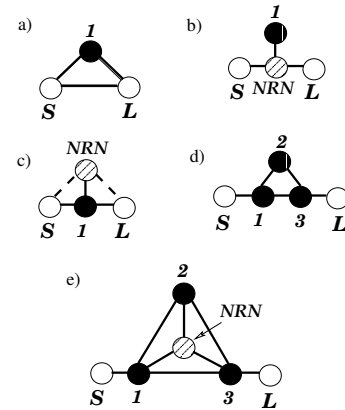


Fig. 1. Esquemas de acoplo. a) Singlet (ver [6]). b,c) Bloques de primer orden, utilizando un NRN. d) Trisection de tercer orden. e) Trisection con un NRN interno.

de la trisection básica con NRNs, como se muestra en Fig. 1. Además, intercambiando la posición de los resonadores y los NRNs se pueden obtener distintas y muy útiles características (ver Fig. 1 (b) y (c)). Finalmente, también es posible obtener una interesante topología de filtrado con dos ceros de transmisión mediante la combinación de una trisection con un NRN interno (ver Fig. 1(e)).

Los filtros presentados en esta contribución se han diseñado en tecnología microstrip compacta. Además, con el fin de maximizar la selectividad, y para implementar los esquemas de acoplo requeridos por cada topología, se han combinado acoplos laterales con acoplos verticales. Por último, se han discutido también las distintas posibilidades para implementar ceros de transmisión empleando estas topologías. Esto incluye las posibilidades de implementación de un solo cero de transmisión situado por encima o por debajo de la banda de paso, y las de dos ceros de transmisión uno a cada lado de la banda de paso.

## II. TEORÍA Y RESULTADOS

La estructura básica que vamos a estudiar se muestra en la Fig. 2. Esta estructura, encerrada en una caja metálica, está formada por varias líneas metálicas impresas en dos capas dieléctricas (interfaces  $C_1$  y  $C_2$ ).

La configuración más simple que existe utilizando una trisection, es la topología conocida como singlet, que se estudió por primera vez en [6]. La topología de este bloque, que es un filtro transversal de primer orden, se muestra en la

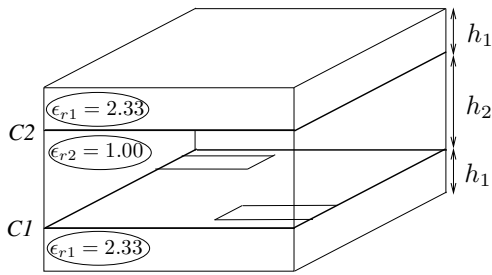


Fig. 2. Estructura utilizada para diseñar los filtros con los esquemas de acoplo que se muestran en Fig. 1.  $C_1$  y  $C_2$  son las interfaces donde se imprimen las líneas microstrip. La anchura de los puertos de entrada y salida, así como la de las líneas microstrip impresas en las interfaces  $C_1$  y  $C_2$ , se fijarán a 1.49 mm. Además, la altura  $h_1$  se fijará a 0.51 mm a lo largo del artículo.

Fig. 1(a). Su matriz de acoplo se puede obtener directamente con la técnica de síntesis presentada en [8]. Esta configuración, con acoplo directo entre entrada y salida, presenta un único cero de transmisión que se puede situar por debajo o por encima de la banda de paso, dependiendo de los signos de acoplo entre los nodos de la estructura.

Como ya se indicó en [6], una matriz de acoplo con todos sus acoplos positivos producirá una respuesta en frecuencia con un cero de transmisión situado por encima de la banda de paso. Éste es el caso de la estructura de acoplos verticales cuyas líneas impresas presentan la configuración mostrada en la Fig. 3. En esta estructura, tanto el acoplo directo entre

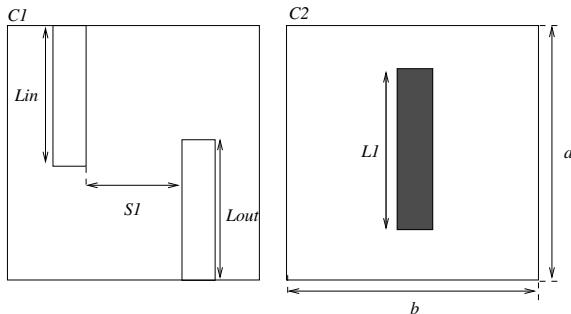


Fig. 3. Configuración propuesta de las capas  $C_1$  and  $C_2$  para implementar el esquema (a) de la Fig. 1. Dimensiones:  $a = 32$  mm,  $b = 16$  mm,  $S_1 = 0.06$  mm,  $L_{in} = L_{out} = 17$  mm, y  $L_1 = 23.994$  mm,  $h_2 = 2.2$  mm en Fig. 2.

los puertos como los acoplos verticales al resonador son todos positivos. Consecuentemente, empleando esta estructura solamente es posible implementar un cero de transmisión situado a frecuencias por encima de la banda de paso. A modo de ejemplo, se ha diseñado un filtro de primer orden con un ancho de banda de 10 MHz centrado a 4.4 GHz. Las pérdidas de retorno son de -10 dB, y el cero de transmisión está situado a 4.57 GHz. El procedimiento de síntesis explicado en [8] conduce a la siguiente matriz de acoplo:

$$M = \begin{pmatrix} 0 & 1.2197 & 0.0491 \\ 1.2197 & -0.1793 & 1.2197 \\ 0.0491 & 1.2197 & 0 \end{pmatrix} \quad (1)$$

En la Fig. 4 se muestra la respuesta frecuencial de la estructura multicapa, diseñada de acuerdo con la matriz de acoplo previa.

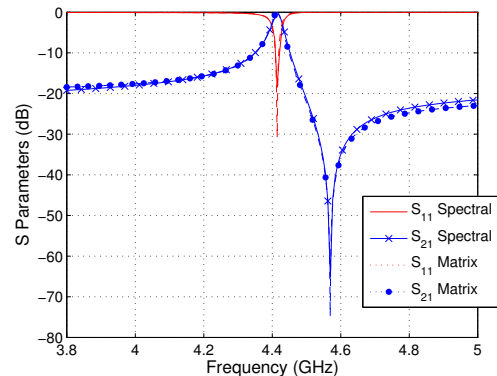


Fig. 4. Respuesta del filtro con la configuración que se muestra en Fig. 3.

El filtro completo se ha analizado empleando una técnica de ecuación integral de onda completa en el dominio espectral, presentada en [9]. Las dimensiones y la estructura diseñada se muestran en Fig. 3. Los resultados obtenidos al analizar la matriz de acoplo comparados con la respuesta de la estructura multicapa diseñada, se muestran en Fig. 4. Se puede observar que existe buena concordancia entre ambos resultados.

Aparentemente, no es posible implementar un cero de transmisión situado por debajo de la banda de paso utilizando la sencilla topología mostrada en Fig. 2. Esto se debe a que la síntesis de la matriz transversal de acoplo indica que sería necesario un acoplo negativo, mientras que los coeficientes de acoplo en la estructura microstrip propuesta son todos positivos. Sin embargo, como ya se indicó en [10], se puede utilizar una respuesta espúrea situada por debajo de la banda de paso con este propósito. Esta respuesta espúrea puede verse también como un NRN, ya que se puede implementar mediante un resonador que resuene a una frecuencia alejada de la banda de paso.

La topología más simple empleando un NRN y un único resonador es la que se muestra en Fig. 1(b). Para implementar esta topología con la estructura de dos capas propuesta, basta con añadir una línea microstrip con una frecuencia de resonancia menor que la frecuencia de trabajo a la interfaz  $C_1$  de la Fig. 2. En esta nueva estructura, el resonador sigue estando situado en la interfaz  $C_2$ . Hemos verificado que, efectivamente, esta estructura produce un cero de transmisión por debajo de la banda de paso. Sin embargo, el acoplo al NRN es siempre mayor que el acoplo al resonador. Consecuentemente, en la práctica, con esta topología sólo es posible diseñar filtros paso banda de banda muy estrecha. Por este motivo, una topología más apropiada es la que se muestra en Fig. 1(c), en la que se han intercambiado las posiciones del resonador y el NRN. Esta topología puede diseñarse fácilmente con la configuración que se muestra en Fig. 5, donde la línea impresa de color negro representa el resonador, y la línea rayada más larga actúa como NRN. Notar que se ha mantenido el acoplo entre los puertos de entrada/salida y el NRN (línea discontinua en Fig. 1(c)). Ésto se debe a que este acoplo no es nulo, a pesar de ser muy pequeño en comparación con el acoplo entre los puertos de

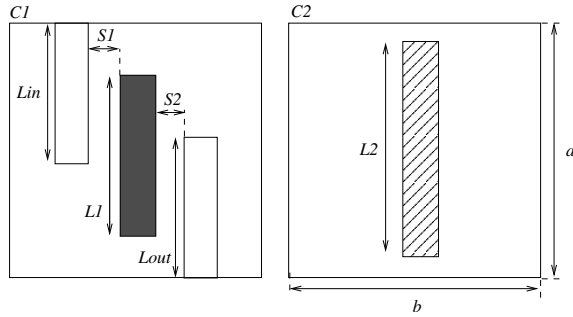


Fig. 5. Configuración propuesta de las capas  $C1$  and  $C2$  para implementar el esquema (c) de la Fig. 1. Dimensiones:  $a = 32$  mm,  $b = 16$  mm,  $S_1 = S_2 = 0.505$  mm,  $L_{in} = L_{out} = 15$  mm,  $L_1 = 23.994$  mm, y  $L_2 = 27$  mm,  $h_2 = 3.06$  mm en Fig. 2.

entrada/salida y el resonador.

Utilizando esta estructura de acoplo multicapa, junto con la idea de las resonancias espúreas introducida en [10], es posible implementar un cero de transmisión situado por debajo de la banda de paso. A modo de ejemplo, se ha diseñado un ejemplo práctico con un ancho de banda de 40 MHz centrado a 4.41 GHz. El cero de transmisión estará situado a 4 GHz. Mediante una técnica de optimización capaz de manejar NRNs (ver [11]), es posible obtener la siguiente matriz de acoplo:

$$M = \begin{pmatrix} 0 & 0.9000 & 0.0046 & 0 \\ 0.9000 & 1.3000 & 0.0350 & 0.9000 \\ 0.0046 & 0.0350 & 0.0009 & 0.0046 \\ 0 & 0.9000 & 0.0046 & 0 \end{pmatrix} \quad (2)$$

En este caso, el nodo 2 (tercera columna en la matriz de acoplo previa) es el NRN. Podemos confirmar al ver la matriz que el acoplo de los puertos al NRN es de sólo 0.0046, mucho más pequeño que el acoplo entre los puertos y el resonador (que es 0.9). En la Fig. 6 se muestra la respuesta en frecuencia de la estructura de acoplo multicapa con la configuración de líneas impresas microstrip de la Fig. 5. En la misma gráfica

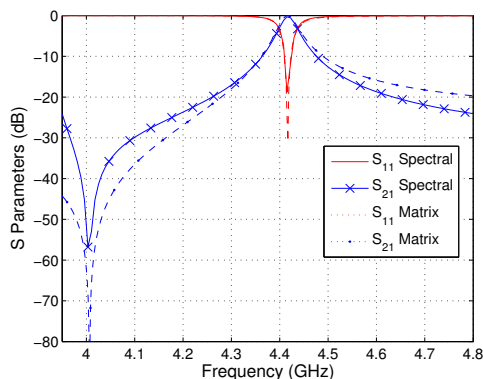


Fig. 6. Respuesta del filtro con la configuración que se muestra en Fig. 5.

presentamos también la respuesta de la matriz de acoplo optimizada, para su comparación.

El siguiente ejemplo de diseño consiste en una trisección típica (topología mostrada en Fig. 1(d)). Se sabe que una trisección implementa un único cero de transmisión en un filtro

de tercer orden. Para el diseño, se ha escogido un ancho de banda de 65 MHz centrado a 4.4 GHz. Las pérdidas de retorno son de -13 dB, y el cero de transmisión está situado por encima de la banda, a 4.5 GHz. El procedimiento de síntesis de [4], conduce a la siguiente matriz de acoplo:

$$M = \begin{pmatrix} 0 & 0.8895 & 0 & 0 & 0 \\ 0.8895 & 0.0472 & 0.8050 & 0.2254 & 0 \\ 0 & 0.8050 & -0.2583 & 0.8050 & 0 \\ 0 & 0.2254 & 0.8050 & 0.0472 & 0.8895 \\ 0 & 0 & 0 & 0.8895 & 0 \end{pmatrix} \quad (3)$$

El layout propuesto para implementar ésta matriz de acoplo con nuestra estructura multicapa se muestra en la Fig. 7. Para

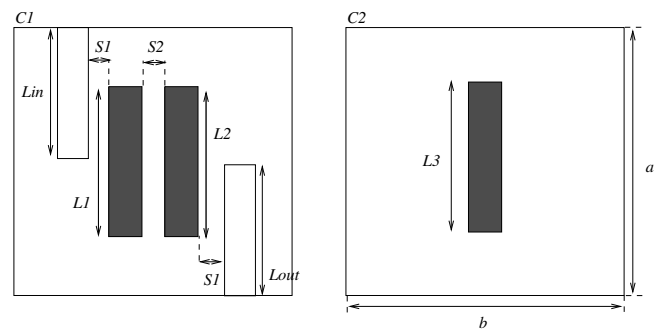


Fig. 7. Configuración propuesta de las capas  $C1$  and  $C2$  para implementar el esquema (d) de la Fig. 1. Dimensiones:  $a = 32$  mm,  $b = 16$  mm,  $S_1 = 0.25$  mm,  $S_2 = 4.7$  mm,  $L_{in} = L_{out} = 15$  mm,  $L_1 = L_2 = 23.99$  mm, y  $L_3 = 23.96$  mm,  $h_2 = 3.06$  mm en Fig. 2.

implementar fácilmente este esquema de acoplo, el segundo resonador está situado en la interfaz  $C_2$ , y se acopla verticalmente con los otros resonadores. Notar que es posible implementar la respuesta frecuencial de esta matriz con la configuración propuesta ya que todos los coeficientes de acoplo son positivos. Por otra parte, con la configuración que se muestra en Fig. 7 no es posible implementar un cero de transmisión por debajo de la banda de paso. Esto se debe a que sería necesario un coeficiente de acoplo negativo que no puede implementarse empleando este layout.

La respuesta del filtro diseñado empleando la configuración microstrip mostrada en la Fig. 7 coincide con el comportamiento que predecía la matriz de acoplo (Fig. 8). Para validar, se incluyen también los resultados obtenidos con la herramienta software ADS<sup>®</sup>.

Combinando todas las ideas previas, es posible implementar una estructura de filtrado más avanzada. La estrategia consiste en combinar una trisección de acoplos positivos con un NRN utilizando el concepto de resonancia espúrea [7]. En primer lugar, se implementó un diseño de primer orden con un cero de transmisión por debajo de la banda de paso, utilizando un NRN (Fig. 1(c)). En segundo lugar, se diseñó una trisección para conseguir un cero de transmisión situado por encima de la banda de paso (Fig. 1 (d)). Ahora, introducimos una innovadora topología donde se combinan todas las ideas previas con el fin de implementar un filtro de tercer orden con dos ceros de transmisión, uno a cada lado de la banda de paso. Esta topología se muestra en la Fig. 1(e). Además, es

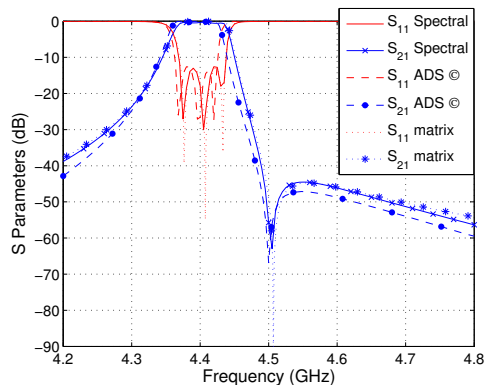


Fig. 8. Respuesta del filtro con la configuración que se muestra en Fig. 7.

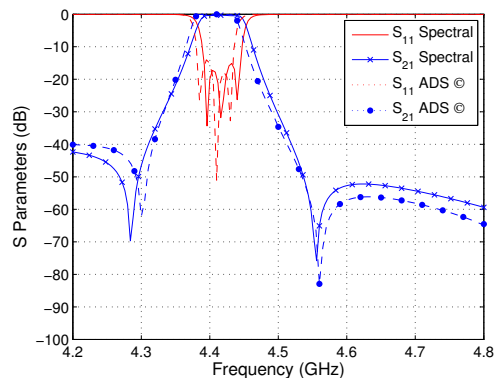


Fig. 10. Respuesta del filtro con la configuración que se muestra en Fig. 9.

posible implementar fácilmente dicha topología mediante la estructura multicapa bajo estudio, ya que todos los acoplos de la trisection son positivos. La configuración básica se muestra en la Fig. 9. De nuevo, las línea impresa rayada representa el NRN.

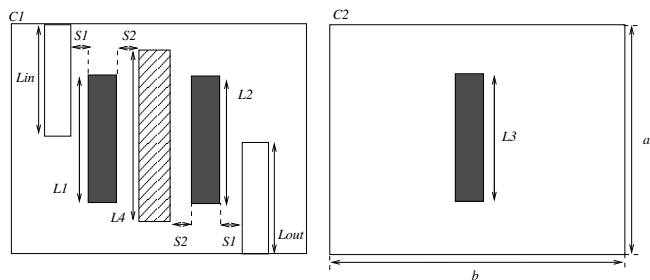


Fig. 9. Configuración propuesta de las capas  $C1$  and  $C2$  para implementar el esquema (e) de la Fig. 1. Dimensiones:  $a = 32$  mm,  $b = 16$  mm,  $S_1 = 0.25$  mm,  $S_2 = 1.005$  mm,  $L_{in} = L_{out} = 15$  mm,  $L_1 = L_2 = 23.99$  mm,  $L_3 = 23.994$  mm y  $L_4 = 27.4$  mm.  $h_2 = 3.06$  mm en Fig. 2

Podemos observar que la estructura es similar a la trisection. La diferencia es que ahora hemos incluido un NRN entre los dos resonadores de la interfaz  $C_1$ . El NRN está sintonizado a una frecuencia de resonancia situada por debajo de la banda de paso. Esto causará la aparición de un cero de transmisión situado también bajo la banda de paso. Destacar que sería imposible implementar dos ceros de transmisión, uno a cada lado de la banda, con la topología básica de la trisection que hemos estudiado previamente. Sin embargo, ahora sí es posible gracias a la combinación del NRN con la trisection.

La respuesta de este último filtro se muestra en Fig. 10. De nuevo, se han incluido los resultados obtenidos mediante la herramienta software ADS<sup>©</sup> como validación de la configuración propuesta.

### III. CONCLUSIONES

Se han presentado nuevas estructuras multicapa de filtrado empleando resonadores y NRN. Dependiendo del número de nodos y su disposición, es posible diseñar filtros con un solo cero de transmisión por encima o por debajo de la banda de paso. Además, se ha introducido una novedosa topología

que combina por primera vez un bloque básico trisection con un NRN para implementar dos ceros de transmisión, uno a cada lado de la banda de paso. La utilidad de las nuevas propuestas se ha confirmado mediante varios ejemplos prácticos de diseño, obteniendo muy buenos resultados.

### IV. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Educación y Ciencia, bajo el proyecto de investigación TEC 2007-67630-C03-02.

### REFERENCES

- [1] R. J. Cameron, "General prototype network-synthesis methods for microwave filters," *ESA Journal*, vol. 6, pp. 193–206, 1982.
- [2] J. R. M. Garay, "Synthesis of physically asymmetrical n-trisection filters with transmission zeros at n different real frequencies," *Electronics Letters*, vol. 35, pp. 226–227, February 1999.
- [3] J. R. M. Garay, "Synthesis of filters with transmission zeros at real frequencies by means of trisections including source/load to resonator coupling," *Electronics Letters*, vol. 36, pp. 1629–1630, September 2000.
- [4] S. Tamiazzo and G. Macchiarella, "An analytical technique for the synthesis of cascaded n-tuplets cross-coupled resonators microwave filters using matrix rotations," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 1693–1698, May 2005.
- [5] E. Hanna, P. Jarry, E. Kerherve, and J. M. Pham, "Cross-coupled suspended stripline trisection bandpass filters with open-loop resonators," *IEEE MTT-S International Conference on Microwave and Optoelectronics*, pp. 42–46, July 2005.
- [6] S. Amari, U. Rosenberg, and J. Bornemann, "Singlets, cascaded singlets, and the nonresonating node model for advanced modular design of elliptic filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, pp. 237–239, May 2004.
- [7] S. Amari and G. Macchiarella, "Synthesis of inline filters with arbitrarily placed attenuation poles by using nonresonating nodes," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 3075–3081, October 2005.
- [8] R. J. Cameron, "Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, pp. 1–10, January 2003.
- [9] A. A. Melcon, J. R. Mosig, and M. Guglielmi, "Efficient CAD of boxed microwave circuits based on arbitrary rectangular elements," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 1045–1058, July 1999.
- [10] S. Amari and U. Rosenberg, "Characteristics of cross (bypass) coupling through higher/lower order modes and their applications in elliptic filter design," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 3135–3141, October 2005.
- [11] S. Amari and U. Rosenberg, "New building blocks for modular design of elliptic and self-equalized filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, pp. 721–736, February 2004.