

IMPLEMENTACIÓN COMPACTA DE CEROS DE TRANSMISIÓN USANDO LA PROPIEDAD DE DESPLAZAMIENTO EN FRECUENCIA

David Cañete Rebenaque
Departamento de Tecnologías de
la Información y Comunicaciones
Universidad Politécnica de Cartagena
e-mail: david.canete@upct.es

F. D. Quesada Pereira
Departamento de Tecnologías de
la Información y Comunicaciones
Universidad de Politécnica de Cartagena
e-mail: fernando.quesada@upct.es

J. L. Gómez Tornero
Departamento de Tecnologías de
la Información y Comunicaciones
Universidad de Politécnica de Cartagena
e-mail: josel.gomez@upct.es

J. Pascual García
Departamento de Tecnologías de
la Información y Comunicaciones
Universidad de Politécnica de Cartagena
e-mail: juan.pascual@upct.es

A. Álvarez Melcón
Departamento de Tecnologías de
la Información y Comunicaciones
Universidad de Politécnica de Cartagena
e-mail: alejandro.alvarez@upct.es

Abstract— In this contribution we propose a novel structure for the implementation of transmission zeros using the zero shifting property. In previous implementations, two open loop resonators operating at different resonances were employed. In the novel configuration, one of the open loop resonators is substituted by a short-circuited transmission line, thus resulting into a more compact structure. Also, the new configuration is able to support larger bandwidth than traditional designs. This is due to an improved capability to increase the coupling between the input and output lines to the new short-circuited transmission line. For this purpose a new cross-shaped coupling structure is proposed. A manufactured prototype has been successfully tested. The results show the usefulness and validity of the new structure.

I. INTRODUCCIÓN

Esta contribución se enfoca en el desarrollo de nuevas estructuras de filtros de microondas para aplicaciones de alta selectividad. Este tipo de diseños es de importancia clave para el ingeniero de radiofrecuencia, puesto que actualmente se usan en aplicaciones de comunicaciones para rechazar señales espúreas, y para separar canales adyacentes en sistemas de comunicaciones multicanal [1], [2]. Esta necesidad de muchas aplicaciones prácticas de rechazo ciertas frecuencias no deseadas, conduce al desarrollo de filtros cuya respuesta de pérdidas de inserción exhibe ceros de transmisión en frecuencias finitas [3], [4]. El cero de transmisión producido a la frecuencia deseada, anula efectivamente las señales indeseadas.

El método que se usa tradicionalmente para implementar ceros de transmisión en la respuesta de pérdidas de inserción en filtros de microondas, es la introducción de acoplos cruzados entre resonadores no adyacentes [5], [6]. Por ejemplo, en un filtro de cuarto orden puede introducirse un acoplo cruzado entre el primer y cuarto resonador para producir una función de transferencia elíptica con ceros de transmisión bajo o sobre la

banda de paso. En un filtro de tercer orden, un acoplo cruzado entre el primer y tercer resonador puede producir un cero de transmisión. Dependiendo del signo del acoplo, el cero de transmisión se puede localizar sobre o bajo la banda de paso. En todos estos diseños, los acoplos cruzados son normalmente débiles, siendo la fuerza de estos acoplos cruzados lo que determina la proximidad de los ceros de transmisión a la banda de paso.

Recientemente, se ha propuesto una técnica alternativa para la implementación de ceros de transmisión en [7]. Principios de operación similares se encuentran tras la implementación de ceros de transmisión en filtros de guíaonda usando escalones inductivos [8]. En esta técnica, la señal se acopla a varios resonadores, proveyendo más de camino principal para la señal entre los puertos de entrada y salida. Cuando la diferencia de fase entre las señales es de 180° , se produce una cancelación de energía, obteniendo entonces el cero de transmisión buscado.

Una ventaja importante de este método, es que los ceros de transmisión se pueden desplazar fácilmente de un lado a otro de la banda de paso. Esto se consigue de forma sencilla cambiando la frecuencia de resonancia en un camino, sin modificar los coeficientes de acoplo de los resonadores. Con esta modificación, la diferencia de fases de 180° ocurre a una frecuencia distinta, produciendo así el correspondiente desplazamiento en frecuencia en la localización del cero de transmisión. Otra ventaja es que la misma estructura puede usarse para ecualización de fase. Esto se consigue forzando una diferencia de fase de 0° entre los distintos caminos de la señal. En lugar de una cancelación de energía, se produce una respuesta con un retardo de grupo plano.

Aunque los principios básicos de operación se describieron en [7], la primera implementación práctica de un filtro en

tecnología microstrip se presentó en [9]. También en [10] se demostró el concepto de retardo de grupo plano. Las estructuras usadas en los diseños referenciados se componían de dos resonadores de lazo abierto acoplados a las líneas de entrada y salida. Estos dos resonadores proveen dos caminos diferentes para la señal de la entrada a la salida. En [9], los dos resonadores de lazo abierto trabajaban en resonancias par e impar respectivamente, produciendo de este modo el cambio en fase requerido para implementar un cero de transmisión en la respuesta de pérdidas de inserción del filtro. En [10] los resonadores de lazo abierto operaban en la misma resonancia, produciendo de este modo la respuesta de retardo de grupo plana. También en [10] se demostró el concepto de diseño modular, mencionado primero en [7] para este tipo de estructuras. Se obtuvo un filtro de cuarto orden con función de transferencia elíptica interconectando apropiadamente dos secciones diferentes. Las secciones individuales se optimizaron por separado, una con un cero de transmisión sobre la banda de paso, y la otra con un cero de transmisión bajo la banda de paso. La interconexión de ambas secciones produce el filtro de cuarto orden deseado con función de transferencia elíptica.

En este contexto, proponemos ahora una configuración alternativa a la estructura compuesta por resonadores de lazo abierto presentada en [9]. La nueva configuración es más compacta, puesto que el resonador de lazo abierto más largo se sustituye por una línea de transmisión cortocircuitada. Del mismo modo, la nueva estructura ha mostrado ser capaz de manejar mayores anchos de banda que el diseño original. Esto se debe a la posibilidad de implementar coeficientes de acoplo mayores entre las líneas de entrada y salida y la nueva línea de transmisión cortocircuitada. Para conseguir este objetivo, se propone una nueva estructura de acoplo en forma de cruz. En los ejemplos mostrados, la línea cortocircuitada se implementa con un via-hole al plano de masa de la estructura microstrip. Para estructuras apantalladas, una forma conveniente de implementar el cortocircuito es usar la pared apantallada de la cavidad [11]. Un aspecto interesante de este tipo de estructuras, es como controlar independientemente las características pasobanda y la posición del cero de transmisión. Como ya se ha mencionado, la posición del cero de transmisión con respecto a la banda de transmisión se ajusta sintonizando adecuadamente uno de los resonadores, sin cambiar los coeficientes de acoplo. De esta forma el cero de transmisión se puede situar muy próximo a la banda de paso si es necesario. En la presente comunicación se demuestra, que las características pasobanda (ancho de banda, nivel de rizado) se pueden controlar independientemente ajustando asimétricamente los acoplos entre los puertos de entrada y salida y ambos resonadores. Esto da suficiente flexibilidad al diseño del filtro para cualquier aplicación práctica. Uno de los prototipos diseñados se ha fabricado y medido. Los resultados muestran ser precisos comparados con las predicciones, demostrando de este modo la utilidad de la nueva estructura propuesta.

II. DESCRIPCIÓN DE LA ESTRUCTURA

El principio de operación de la nueva estructura planar propuesta en esta comunicación, es proveer más de un camino a la señal entre los puertos de entrada y salida para conseguir el cero de transmisión deseado. Un primera propuesta se muestra en la figura 1. Consiste en líneas de entrada y salida acopladas a ambos, un resonador en lazo abierto en configuración paralelo, y una línea de transmisión cortocircuitada.

La longitud de ambos resonadores se ajusta para que resuenen a frecuencias similares. El resonador de lazo abierto tiene una longitud aproximada de $\lambda_{eff}/2$, mientras que la longitud de la línea de transmisión se ajusta a $\lambda_{eff}/4$. El resonador de lazo invierte la fase de la señal, para que se produzca una cancelación de energía en la línea de salida. Así, esta configuración produce dos polos y un cero de transmisión en la respuesta de pérdidas de inserción.

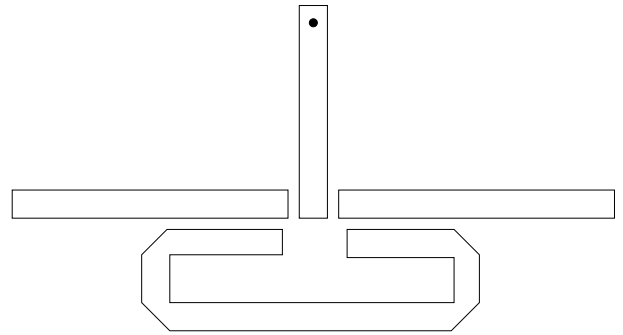


Fig. 1. Estructura de filtrado preliminar.

Para la implementación práctica de esta estructura, la línea de transmisión cortocircuitada de la estructura se transforma en una nueva configuración en forma de cruz, como puede verse en la figura 2. Esta nueva estructura es más compacta y ha mostrado ser capaz de incrementar los coeficientes de acoplo de la entrada y la salida, permitiendo de este modo manejar anchos de banda mayores que diseños previos.

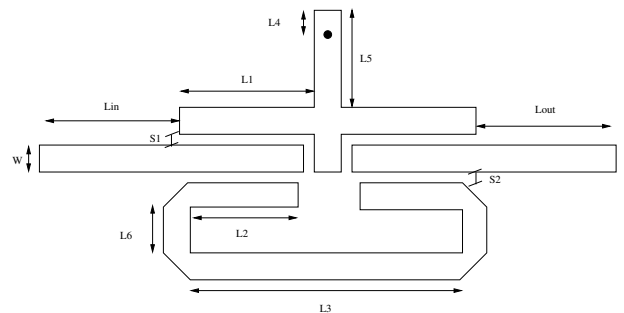


Fig. 2. Estructura de filtrado propuesta.

Los dos principales parámetros de esta estructura son las longitudes de los resonadores. Ajustando apropiadamente estos valores, el cero de transmisión ocurre en la proximidad de la frecuencia central, produciendo una banda de transición abrupta entre las bandas de transmisión y la de corte. Una ventaja de esta estructura es la propiedad de desplazamiento

en frecuencia, que se ilustra en la figura 3. Esto permite diseñar de forma sencilla filtros con respuesta en frecuencia asimétrica, con selectividad mejorada bajo (filtro de respuesta tipo I, con $L_5 = 7.40\text{mm}$ y $L_6 = 2.95\text{mm}$) o sobre (filtro de respuesta tipo II, con $L_5 = 7.40\text{mm}$ y $L_6 = 2.30\text{mm}$) la banda de paso, con solo variar ligeramente el ratio entre las longitudes de los resonadores.

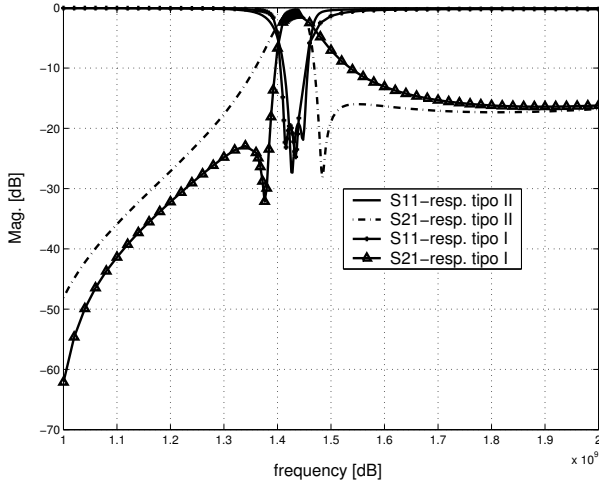


Fig. 3. Respuesta básica de filtros con un cero de transmisión bajo (tipo I) o sobre (tipo II) la banda de paso. Las dimensiones comunes a ambos filtros, según la figura 2, son $L_1 = 10.35\text{mm}$, $L_2 = 9.15\text{mm}$, $L_3 = 21.80\text{mm}$, $L_4 = 1.0\text{mm}$, $L_{in} = L_{out} = 15.5\text{mm}$, $s_1 = s_2 = 0.3\text{mm}$ y $w = 2.10\text{mm}$. La constante dieléctrica relativa es $\epsilon_r = 6.15$ y el grosor $h = 1.45\text{mm}$.

Además, se puede lograr control independiente de las características pasobanda y la posición del cero de transmisión actuando asimétricamente en los acoplos de entrada y salida. Primero el ancho de banda se ajusta modificando simétricamente los acoplos de entrada y salida. Esto se ilustra en la figura 4 para un filtro con cero de transmisión sobre la banda de paso. La figura 4 también muestra que el nivel de pérdidas de retorno cambia a la vez que el ancho de banda. Este nivel se puede controlar a continuación ajustando asimétricamente los acoplos de entrada y salida, manteniendo la posición del cero de transmisión. Esto se ilustra claramente en la figura 5 para un filtro con un cero de transmisión sobre la banda de paso. La figura 5 muestra un primer filtro con ambos resonadores fuertemente acoplados ($s_1 = 0.25\text{mm}$ y $s_2 = 0.4\text{mm}$). Variando la asimetría, podemos disminuir el acoplo entre resonadores ($s_1 = s_2 = 0.3\text{mm}$) para aproximarse al valor crítico, hasta que finalmente ambos resonadores presentan un acoplamiento por debajo del crítico ($s_1 = 0.35\text{mm}$ y $s_2 = 0.2\text{mm}$). La figura 5 muestra que para estas tres respuestas la posición del cero de transmisión permanece invariable.

Otra ventaja de la configuración propuesta, es que varias estructuras del tipo previamente descrito se pueden poner en cascada y de forma sencilla sintetizar respuestas de ordenes mayores. La configuración en línea creada con esta propuesta, produce una estructura en la cual secciones diferentes se influyen de forma mínima. Como consecuencia, cada unidad

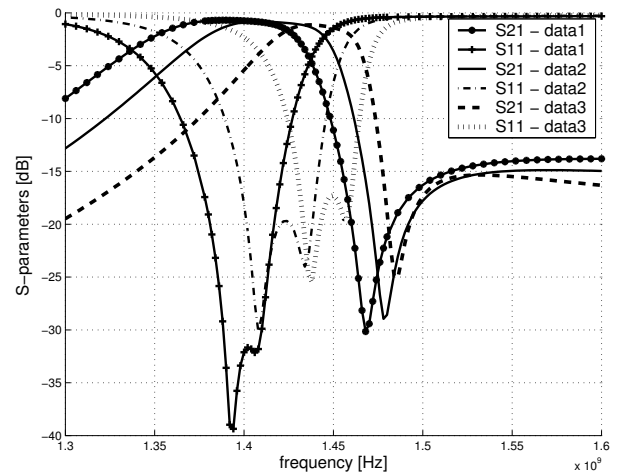


Fig. 4. Efecto de la variación en la respuesta de un filtro con respuesta tipo II mostrado en la figura 3, cuando varían los acoplos de entrada y salida. Data1: $s_1 = s_2 = 0.4\text{mm}$, Data2: $s_1 = s_2 = 0.2\text{mm}$ y Data3: $s_1 = s_2 = 0.1\text{mm}$.

básica se puede optimizar por separado, y entonces conectarla a la estructura final, siendo necesaria después poca sintonización o reajuste de las unidades individuales.

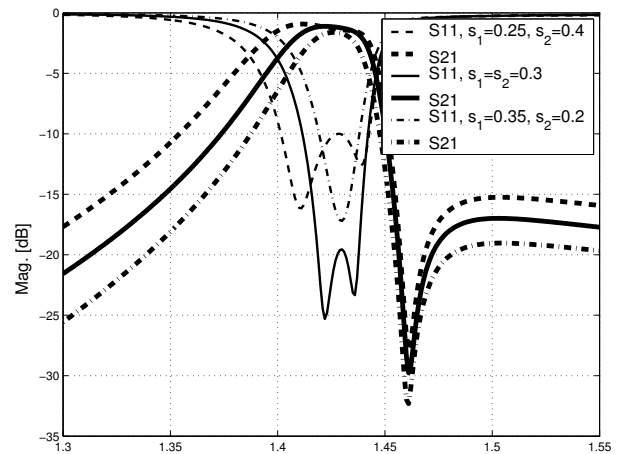


Fig. 5. Variación en la respuesta del filtro cuando los acoplos de entrada/salida varían asimétricamente.

III. RESULTADOS

Para la simulación y optimización de la estructura propuesta, se ha empleado una herramienta de análisis electromagnético completo, concretamente el software HP-ADS. Se ha fabricado un prototipo en tecnología microstrip, concretamente un filtro con respuesta tipo II mostrado en la figura 3, y se ha fabricado en sustrato Duroid RT/6006 ($\epsilon_r = 6.15$ y grosor $h = 1.45\text{mm}$). Este filtro tiene el layout y las dimensiones físicas mostradas en la figura 6. El cortocircuito se ha realizado con un via hole al plano de masa, cuyo diámetro es $\phi = 0.7\text{mm}$.

Los resultados medidos y simulados para los parámetros de scattering del filtro se comparan en la figura 7. En esta figura, los datos simulados se han calculado con el módulo

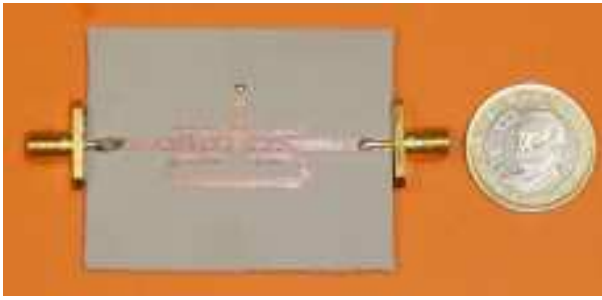


Fig. 6. Filtro prototipo fabricado. Las dimensiones corresponden al filtro con respuesta tipo II mostrado en la figura 3.

Momentum de la herramienta de simulación HP-ADS, mientras que las medidas se han obtenido con el analizador de redes vectorial HP-8720-ES. Los datos simulados incluyen pérdidas en ambos, el sustrato dieléctrico y las áreas metálicas de la estructura (conductividad finita). Puede comprobarse en la figura 7 la buena concordancia entre los resultados medidos y los simulados. Señalar que el ancho de banda mayor obtenido en las medidas con respecto a los resultados simulados, se piensa que se debe a la imperfecciones del proceso PCB.

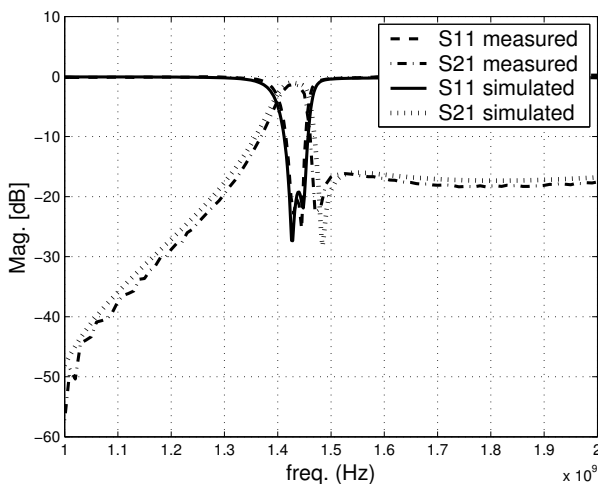


Fig. 7. Parámetros S simulados y medidos para el filtro mostrado en la figura 6.

Finalmente, comparando los resultados obtenidos por la nueva estructura propuesta con respecto a previas implementaciones planares mostradas en [9] y [10], que siguen el mismo principio de funcionamiento, podemos concluir que el tamaño se reduce aproximadamente en un 50% para la nueva configuración. Además, el ancho de banda relativo alcanzable por la nueva configuración varía desde 4% al 9%, mientras que los diseños presentados previamente mostraban anchos de banda menores (su rango de variación era de entre 1 – 3%).

IV. CONCLUSIONES

En esta contribución se ha presentado una nueva estructura de filtrado microstrip que exhibe alta selectividad. La estructura implementa un cero de transmisión proveyendo distintos

caminos a la señal entre las líneas de entrada y salida, para que pueda tener lugar una interferencia destructiva. La estructura consiste en dos resonadores de distinta longitud y presenta la propiedad de desplazamiento en frecuencia. La sustitución de un resonador de lazo abierto por una línea de transmisión cortocircuitada en una estructura de acoplo en forma de cruz permite una estructura más compacta y con mayor ancho de banda que implementaciones previas. Un filtro prototipo se ha diseñado, fabricado y medido. Los resultados medidos confirman la validez y utilidad de la estructura propuesta.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo se ha desarrollado gracias al apoyo de los proyectos nacionales ESP2001-4546-PE, TIC2000-0591-C03-03 y el proyecto regional Seneca 2002 Ref. PB/4/FS/02.

REFERENCES

- [1] A. Gogur, *A novel dual mode bandpass filter with wide stopband using the properties of microstrip open-loop resonator*, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 12, pp. 386-388, October 2002.
- [2] C.-Y. Chang and W.-C. Hsu, *Novel planar, square-shaped, dielectric-waveguide, single, and dual-mode filters*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, pp. 2527-2536, November 2002.
- [3] C.-C. Chen, Y.-R. Chen and C.-Y. Chang, *Miniaturized microstrip cross-coupled filter using quarter wave or quasi quarter wave resonators*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, pp. 120-131, January 2003.
- [4] J. S. Hong and M- J. Lancaster, *Design of highly selective microstrip bandpass filter with a single pair of attenuation poles at finite frequencies*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, pp. 1098-1107, 2000.
- [5] R. M. Kurzok, *General four-resonator filters at microwave frequencies*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 14, pp. 295-296, July 1966.
- [6] C. C. Yu and K. Chang, *Novel compact elliptic function narrow-band bandpass filters using microstrip open-loop resonators with coupled and crossing lines*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 46, pp. 952-958, 1998.
- [7] U. Rosenberg and S. Amari, *Novel coupling schemes for microwave resonator filters*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, pp. 2896-2902, December 2002.
- [8] M. Guglielmi, P. Jarry, E. Kerherve, P. Roquebrun and D. Schmitt, *A new family of all-inductive dual-mode filters*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 49, pp. 1764-1769, October 2001.
- [9] D. C. Rebenaque, A. A. Melcón and M. Guglielmi, *A new simple microstrip open-loop resonator filter for high selective applications*, IEEE MTT-S International Microwave Symposium, (Philadelphia, Pennsylvania, USA), pp. 1603-1606, 2003.
- [10] D. C. Rebenaque, A. A. Melcón, F. L. Lopez and F. Q. Pereira, *Novel high-selectivity open-loop resonator filter*, in International Conference on Communication Systems and Networks, (Benalmadena, Spain), pp. 311-316, IASTED, 2003.
- [11] A. A. Melcón, J. R. Mosig, and M. Guglielmi, *Broadside coupling for high selectivity microstrip filters*, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 30, pp. 295-302, September 2001.