

Nueva Familia De Filtros Microstrip Para Aplicaciones De Alta Selectividad

D. Cañete Rebenaque, A. Alvarez Melcón, F. D. Quesada Pereira, J. L. Gómez Tornero y F. Losilla López

Departamento de Tecnologías de la Información y las Comunicaciones

Universidad Politécnica de Cartagena

e-mail: david.canete@upct.es, alejandro.alvarez@upct.es, fernando.quesada@upct.es, josel.gomez@upct.es, fernando.losilla@upct.es

Abstract— In this paper the design of novel planar narrowband microstrip filter is presented. The structure is designed and manufactured in microstrip technology, and it is formed by set of pairs of resonators of different lengths. The length of one resonator in each pair is adjusted so that a suitable odd resonance is tuned to the center frequency of the filter. The length of the other resonator is adjusted so that the next even resonance is tuned again to the center frequency of the filter. The different path of the signal in each resonator produces a cancellation of energy at a given frequency, therefore implementing a transmission zero in the insertion loss response of the filter. First, this paper presents a design example of a single set of resonators (basic unit cell) working at fifth and sixth resonances. Then, two basic unit cells working at the first and second resonances are first optimized, and then they are cascaded to show how higher order filter responses can be implemented. Measured results confirm the theoretical predictions, and validate the new structure for high selectivity applications.

I. INTRODUCCIÓN

Los sistemas de comunicaciones modernos normalmente requieren componentes selectivos en frecuencia con abruptas pendientes para separar canales adyacentes y minimizar interferencias [1]. En el diseño de filtros, la selectividad es un parámetro de suma relevancia, y debe incrementarse para mejorar el rechazo de señales espúreas [2]. Dicha selectividad se puede aumentar mediante el uso de filtros cuya respuesta incluya polos de atenuación (ceros de transmisión) en frecuencias finitas en la respuesta de pérdidas de inserción [3].

En tecnología impresa, se han desarrollado varios trabajos para incrementar la selectividad. Por ejemplo, [4] presenta un filtro impreso compuesto por resonadores cuadrados. En esta estructura, los ceros de transmisión se obtienen por medio de las clásicas interacciones de acoplo cruzado entre resonadores no adyacentes. En [5] encontramos otro ejemplo, donde resonadores tipo peine se colocan en una matriz cuadrada para conseguir una función de transferencia elíptica en un filtro de segundo orden. Otras propuestas implementan acoplos verticales, como en [6], donde se propone un filtro de tres polos con un cero de transmisión debido al acoplo entre el primer y tercer resonador.

En esta comunicación presentamos un procedimiento alternativo para la implementación de ceros de transmisión en la respuesta de pérdidas de inserción de filtros microstrip. La principal diferencia con respecto a diseños previos es que el cero de transmisión se obtiene proporcionando más de un

camino a la señal entre las líneas de entrada y salida. La estructura se compone de conjuntos de dos resonadores de lazo abierto de longitudes diferentes. En cada conjunto, la longitud de un resonador se ajusta para sintonizar una resonancia impar adecuada de dicho resonador a la frecuencia central del filtro. Por el contrario, la longitud del segundo resonador se ajusta para sintonizar la siguiente resonancia par del resonador a la frecuencia central del filtro. La oposición de fase que tiene lugar por la diferencia en el trayecto recorrido por la señal entre la entrada y la salida produce una cancelación de energía a una frecuencia dada, creando así el cero de transmisión deseado. La estructura se basa en la misma estrategia de diseño presentada en [7]. Sin embargo, en [7] esta técnica se aplica al diseño de filtros duales en tecnología de guíaonda. La extensión de esta técnica a estructuras impresas planares microstrip conduce a filtros de microondas útiles y muy compactos que muestran alta selectividad. Esta idea ya se propuso en [8] en el contexto de nuevos esquemas de acoplo para conseguir funciones de transferencia elíptica, pero no se presentaban implementaciones planares.

Esta comunicación presenta la estrategia de diseño de un filtro básico de segundo orden, junto con el procedimiento para poner en cascada y optimizar varias configuraciones básicas y obtener estructuras de mayor orden con las respuestas deseadas. Las medidas obtenidas muestran que las estructuras propuestas son realizables, presentando alta selectividad y elevado rechazo en la banda de corte.

II. DESCRIPCIÓN DE LA ESTRUCTURA

La configuración básica (celda unidad) de la estructura del filtro se puede ver en la figura 1. Consiste en líneas de entrada y salida que están acopladas en configuración shunted a dos resonadores de lazo abierto de longitudes diferentes. En general, un resonador se diseña para trabajar a una adecuada resonancia impar, mientras que el otro se diseña para trabajar en la siguiente resonancia par. La interacción de las señales en ambos trayectos produce la cancelación de energía requerida a una determinada frecuencia, creando así el deseado cero de transmisión en la respuesta de pérdidas de inserción del filtro.

Los dos parámetros geométricos más importantes en esta estructura son las longitudes de los resonadores, cuyos valores aproximados son $N\lambda/2$ y $(N+1)\lambda/2$ de la frecuencia central de la banda de paso. Ajustando adecuadamente estas dos

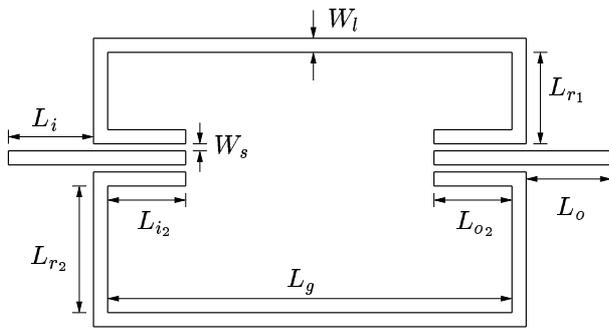


Fig. 1. Layout del filtro básico que produce un cero de transmisión.

longitudes, la cancelación de energía, y por tanto, el cero de transmisión, ocurre en la proximidad de la frecuencia central, logrando un transición abrupta entre la banda de transición y la de paso.

En esta estructura (ver figura 1) las longitudes L_{i2} y L_{o2} , junto con el gap W_s controlan el acoplamiento de entrada del filtro, y se deben ajustar cuidadosamente para conseguir el ancho de banda requerido. Las líneas de entrada y salida presentan acoplo lateral con los resonadores, por lo que se pueden obtener filtros de ancho de banda reducido.

Una característica interesante de esta configuración es que la posición del cero de transmisión se puede desplazar fácilmente de un lado a otro de la banda de paso, únicamente modificando la relación entre las longitudes de los resonadores. La figura 2 muestra una celda unidad básica de la figura 1 optimizada para producir un cero de transmisión sobre la banda de paso. Si la longitud del resonador más largo se aumenta ligeramente con respecto al resonador corto, entonces la respuesta es la que se muestra en la figura 3, donde vemos un cero de transmisión bajo la banda de paso.

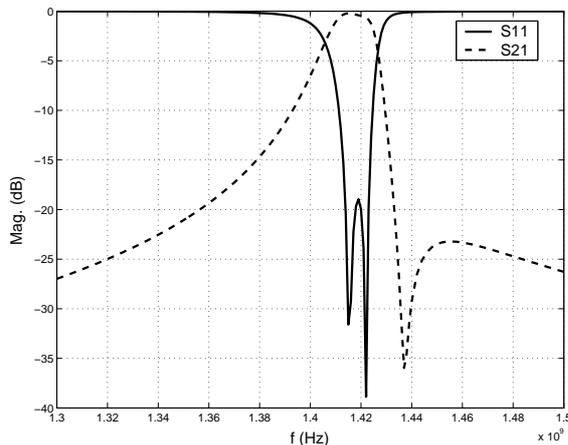


Fig. 2. Respuesta básica con un cero de transmisión sobre la banda de paso. $L_i = L_o = 8mm$, $L_{i2} = L_{o2} = 10.4mm$, $W_l = 2.5mm$, $W_s = 0.2mm$, $L_g = 29mm$, $L_{r2} = 34.70mm$ y $L_{r1} = 3.35mm$.

Las dos estructuras básicas cuyas respuestas vemos en las figuras 2 y 3 se utilizarán como puntos de partida para el diseño de filtros pasobanda de cuatro polos. Cuando las

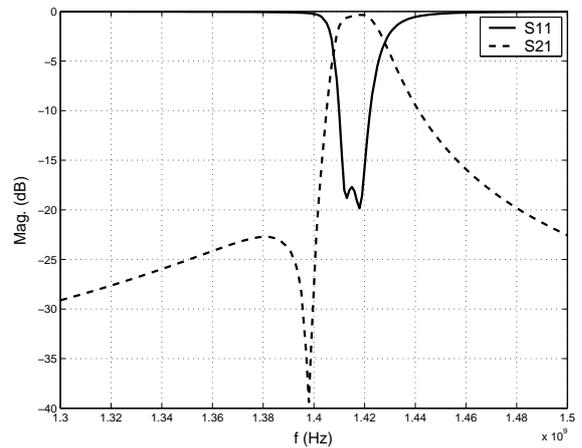


Fig. 3. Respuesta básica con un cero de transmisión sobre la banda de paso. $L_i = L_o = 8mm$, $L_{i2} = L_{o2} = 10.4mm$, $W_l = 2.5mm$, $W_s = 0.2mm$, $L_g = 29mm$, $L_{r2} = 34.45mm$ y $L_{r1} = 3.15mm$.

unidades básicas están optimizadas, el proceso de poner en cascada dos unidades únicamente implica la optimización de dos nuevos parámetros, concretamente la longitud y anchura de la línea de acoplo entre resonadores (L_d y W_d , ver figura 4). Modificando la longitud de esta línea (L_d) se controla el balance entre los dos pares de resonancias producidas por cada etapa; mientras que ajustando la anchura (W_d) se controla el nivel de acoplo entre los dos conjuntos de resonadores. Así se consigue que el filtro muestre una respuesta final con rizado constante en toda la banda de paso. Esto simplifica considerablemente la obtención de repuestas de filtros de orden mayor, puesto que únicamente será necesario optimizar dos nuevos parámetros.

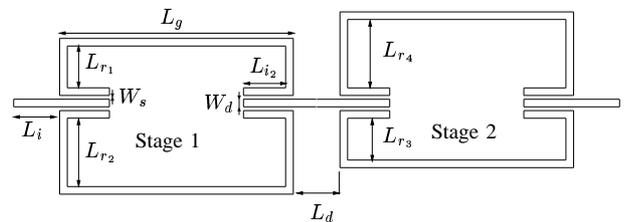


Fig. 4. Filtro con dos celdas unidad en cascada.

III. RESULTADOS

La herramienta de análisis electromagnético utilizada para la simulación y optimización de los filtros ha sido el software *HP-ADS*. El primer prototipo fabricado ha sido un filtro de una etapa con dos resonadores de lazo abierto operando a una resonancia de orden alto $N = 5$. Para fabricar la estructura se ha utilizado un sustrato *TMM-4* ($\epsilon_r = 4.5$ y grosor $h = 0.51mm$), con el layout y las dimensiones físicas mostradas en la figura 5.

Las respuestas en transmisión y reflexión de este primer prototipo se han obtenido por tres métodos distintos, concretamente con la herramienta de simulación *ADS* (que utiliza funciones de Green para medios multicapa de tamaño infinito

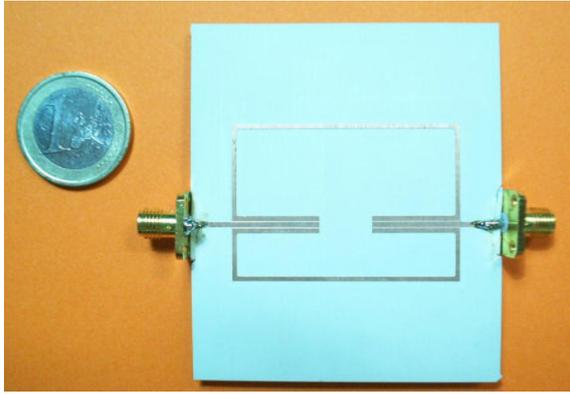


Fig. 5. Filtro prototipo fabricado. Las dimensiones según la figura 1 son: $L_i = L_o = 8.0mm$, $L_{i2} = L_{o2} = 16.0mm$, $L_g = 42.0mm$, $W_l = 1.0mm$, $L_{r2} = 16.8mm$, $L_{r1} = 8.4mm$ and $W_s = 0.2mm$. Las características del sustrato son: $\epsilon_r = 4.5$ y grosor $h = 0.51mm$.

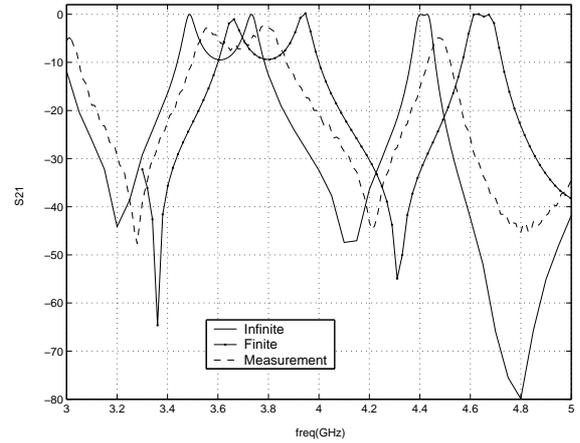


Fig. 7. Parámetro S_{21} medido y simulado para filtro sencillo con $N = 5$.

[9]), los resultados experimentales medidos con un analizador de redes vectorial *HP-8720-ES*, y con la aplicación de la ecuación integral volumen/superficie al análisis de estructuras microstrip finitas de tamaño arbitrario [10].

En las figuras 6 y 7 se comparan estos resultados. Se aprecia buena concordancia excepto por un desplazamiento en frecuencia de unos 50MHz. También, y puesto que usamos resonancias de orden superior ($N = 5$) para optimizar la banda de paso del filtro, se pueden observar resonancias de orden inferior antes de la banda de paso de trabajo. La optimización de filtros con $N = 1$ disminuirá las dimensiones del filtro con respecto a las mostradas en la fig. 5.

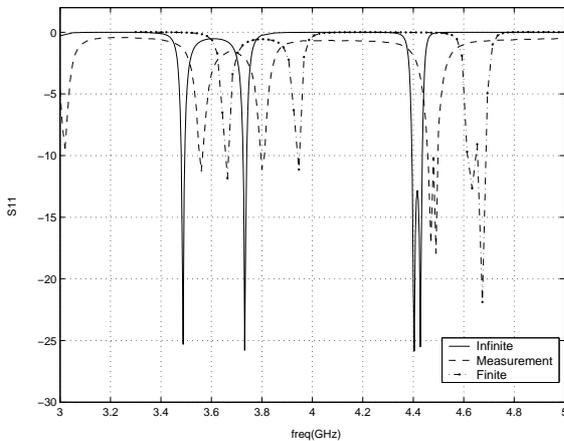


Fig. 6. Parámetro S_{11} medido y simulado para filtro sencillo con $N = 5$.

Además, señalar que mientras la simulación con ADS asume una capa dieléctrica de tamaño infinito, el método IE finito simula un escenario en el cual el tamaño del sustrato dieléctrico está ajustado a los límites de la pista conductora. Los resultados medidos muestran un ancho de banda relativo del 1.38% y una frecuencia central f_o de 4.43GHz. El rizado en la banda de paso permanece por debajo de 0.25dB.

Una vez se ha diseñado, fabricado y evaluado satisfactoriamente el filtro de una etapa, el siguiente paso es poner en cas-

cada dos unidades básicas para obtener un filtro de respuesta de mayor orden en una estructura compacta. Utilizaremos las dos estructuras básicas mostradas en las figuras 2 y 3. La optimización del filtro complejo supone esencialmente la optimización de la línea que conecta las dos unidades básicas. En este caso operaremos en la primera y segunda resonancias ($N = 1$) de la estructura. Ahora también se utiliza un sustrato distinto, concretamente un sustrato *DuroidRO-4003* ($\epsilon_r = 3.38$ y grosor $h = 1.1mm$).

Para el diseño del primer filtro de cuarto orden se utilizan dos etapas idénticas de tipo mostrado en la fig. 2, con lo que se obtienen dos ceros de transmisión sobre la banda de paso. Además, se diseña un segundo filtro utilizando una primera etapa del tipo mostrado en la fig. 2 y la segunda etapa del tipo mostrado en la fig. 3, para producir un cero de transmisión a cada lado de la banda de paso. El layout y las dimensiones comunes a ambos filtros se muestran en la fig. 8.

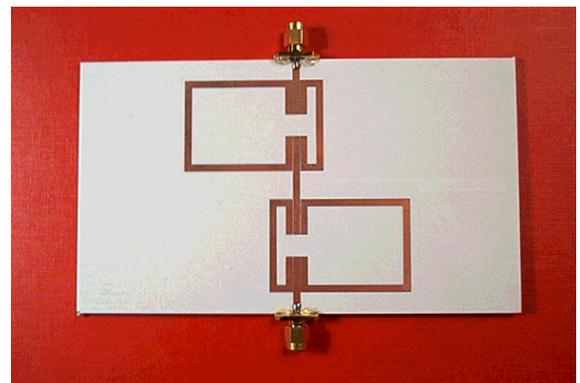


Fig. 8. Filtro prototipo de cuarto orden fabricado. Las dimensiones comunes según la fig. 4 son: $L_i = 8mm$, $W_s = 0.2mm$, $W_d = 2.4mm$, $W_l = 2.5mm$, $L_{i2} = 10.4mm$ y $L_g = 34.0mm$. Las características del sustrato son: $\epsilon_r = 3.38$ y grosor $h = 1.1mm$.

Para el primer diseño, ambos conjuntos de resonadores son iguales y sus dimensiones según la fig. 4 son: $L_{r1} = L_{r3} = 3.35mm$ y $L_{r2} = L_{r4} = 34.7mm$. Por el contrario, el segundo filtro se trata de una estructura no simétrica, en la

que cambian las dimensiones de la segunda etapa, quedando $L_{r3} = 3.15mm$ y $L_{r4} = 35.45mm$. Se puede ver que la relación entre las longitudes de los resonadores ha aumentado en esta segunda etapa, esto produce el cero de transmisión bajo la banda de paso. Finalmente, la distancia entre los dos bloques de resonadores se fija en $10.6mm$ para el primer caso y $6.3mm$ para el segundo filtro.

Los resultados obtenidos se muestran en las figuras 9 y 10 para el primer y segundo filtro respectivamente. Estas figuras muestran los resultados medidos y los comparan con las predicciones teóricas obtenidas con el software *HP-ADS*. Dichas predicciones incluyen dos medidas, una sin pérdidas y la otra con pérdidas, que se han tenido en cuenta tanto en el dieléctrico como en las zonas metalizadas de la estructura. Los resultados medidos concuerdan razonablemente bien con las predicciones, salvo por un desplazamiento en frecuencia de unos $20MHz$ y por un mayor ancho de banda que el esperado. Se cree que estas diferencias se deben a que la herramienta asume dieléctrico infinito y las imperfecciones del proceso PCB (que se ha realizado con una máquina de prototipado *Protomak*).

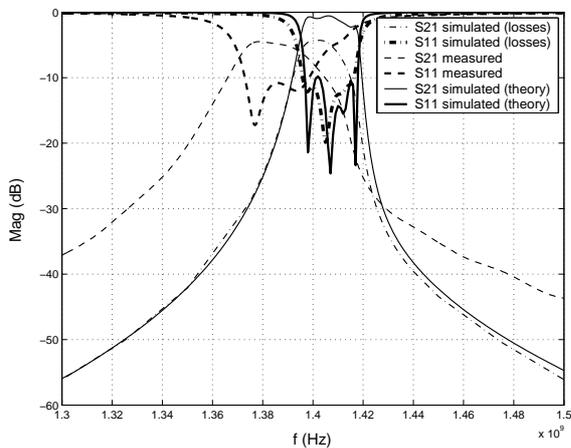


Fig. 9. Resultados medidos y simulados para un filtro de cuatro polos con dos ceros de transmisión sobre la banda de paso. Los resultados con pérdidas se han obtenido con $\sigma = 10^{11} S/m$ y $\tan\delta = 0.0027$.

IV. CONCLUSIONES

En este artículo se ha presentado una nueva estructura de filtros microstrip que exhiben alta selectividad. A diferencia de diseños tradicionales, los ceros de transmisión se implementan facilitando más de un camino a la señal entre la entrada y la salida, para que tenga lugar una interferencia destructiva. La estructura básica consiste en dos resonadores de lazo abierto de longitudes distintas. La oposición de fases de la señal de cada resonador produce la cancelación de energía necesaria para la implementación de un cero de transmisión. Se han diseñado, fabricado y evaluado configuraciones sencillas, así como prototipos de filtros más complejos, sintonizados a diferentes resonancias y fabricados sobre distintos sustratos. Se han propuesto dos filtros distintos de cuarto orden para maximizar la selectividad a uno o a ambos lados de la banda de

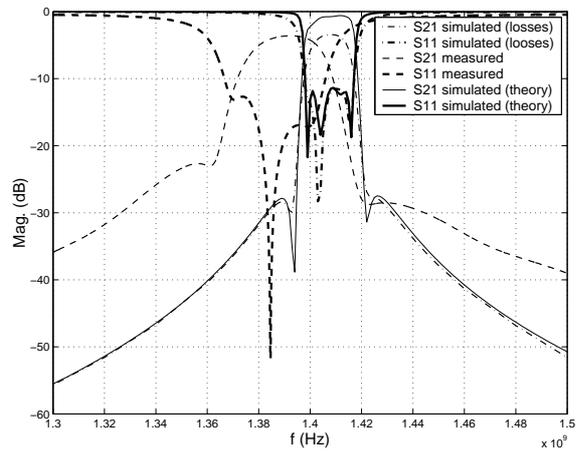


Fig. 10. Resultados medidos y simulados para un filtro de cuatro polos con ceros de transmisión a ambos lados de la banda de paso. Los resultados con pérdidas se han obtenido con $\sigma = 10^{11} S/m$ y $\tan\delta = 0.0027$.

paso. Los resultados medidos confirman la validez y utilidad de las configuraciones propuestas.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido desarrollado gracias a los proyectos nacionales ESP2001-4546-PE, TIC2000-0591-C03-03, proyecto Séneca 2003, y soporte de la *Agencia Espacial Europea*.

REFERENCES

- [1] 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.
- [2] J. S. Hong, M. J. Lancaster, D. Jedamzik, R. B. Greed, and J. C. Mage, *On the performance of HTS microstrip quasi-elliptic function filters for mobile communication application*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, pp 1240-1246, 2000.
- [3] C. C. Yu and K. Chang, *Novel compact elliptic-function narrow-band bandpass filters using microstrip open-loop resonators with coupled and crossed lines*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 46, pp. 1098-1107, 1996.
- [4] J. S. Hong and M. J. Lancaster, *Design of highly selective microstrip bandpass filters using microstrip open-loop resonators with coupled and crossing lines*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, pp 1240-1246, 2000.
- [5] J. S. Hong and M. J. Lancaster, *Cross-coupled microstrip hairpin-resonator filters*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, pp 1240-1246, 2000.
- [6] A. A. Melcón, J. R. Mosig, and M. Guglielmi, *Efficient CAD of oxed microwave circuits based on arbitrary rectangular elements*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, pp. 1045-1054, July 1999.
- [7] M. Guglielmi, P. Jarry, E. Kerherve, O. 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.
- [8] 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.
- [9] K. A. Michalski and J. R. Mosig, *Multilayered media green's functions in integral equation formulations*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, pp 1240-1246, 2000.
- [10] F. Quesada-Pereira and A. A. Melcon, *Analysis of finite microstrip structures using an efficient implementation of the integral equation technique*, in Proceedings of IEEE, MTT-Symposium, 2003. Accepted.