

# FILTROS DE LÍNEAS ACOPLADAS EN TECNOLOGÍA MICROSTRIP CON ELIMINACIÓN DE BANDAS ESPÚREAS

L. P. Cuevas<sup>+</sup>, T. Lopetegi<sup>+</sup>, M. A. G. Laso<sup>+</sup>, D. Benito<sup>+</sup>, M. J. Garde<sup>+</sup>, M. Sorolla<sup>+</sup> y M. Guglielmi<sup>\*</sup>.

<sup>+</sup>Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica. Universidad Pública de Navarra; Pamplona, Navarra.

<sup>\*</sup>RF Systems Division, ESTEC –ESA, 2200 AG Noordwijk, Holanda.

[mario@unavarra.es](mailto:mario@unavarra.es)

## ABSTRACT

In this paper we show the feasibility of introducing sinusoidal perturbations in the width of microstrip lines for the design of coupled line bandpass filters with rejection of a spurious pass-band. By using superposition principle several spurious pass-bands can be rejected at the same time bringing as a result very compact and efficient solutions.

## INTRODUCCIÓN

Los filtros de líneas paralelas acopladas en tecnología microstrip y stripline son muy comunes en filtros paso banda y de rechazo de banda. A pesar de la popularidad y simplicidad de este tipo de filtros, la presencia de bandas espúreas supone una gran limitación. Para eliminar estas espúreas, se recurre a colocar en cascada filtros adicionales capaces de suprimirlos. Esta solución, en cualquier caso, incrementa el área del circuito e introduce pérdidas adicionales de inserción [1]. Para eliminar estas espúreas de la señal, se propone la modificación de las líneas acopladas de los filtros por medio de perturbaciones sinusoidales [2].

## 2. PERTURBACIÓN SENOIDAL DE LÍNEAS ACOPLADAS

La perturbación de la línea sigue las siguientes consideraciones teóricas y reglas de diseño:

$$b_{e,o} = \frac{2pf}{c} \sqrt{e_{eff,e,o}} = \frac{2p}{I_{g,e,o}} \quad (1)$$

siendo ' $\lambda_{g,e}$ ', ' $\lambda_{g,o}$ ' las longitudes de onda de las guías de los modos par e impar; ' $c$ ' es la velocidad de la luz en el vacío.

$$b_1 = b(2f_d) \cong 2b(f_d) = 2 \frac{2p}{I_{gd}} \quad (2)$$

$$\Delta b = b_1 - (-b_1) = 2b_1 = \frac{2p}{I_B} = 2 \frac{4p}{I_{gd}} = \frac{2p}{I_B} \quad (3)$$

$$I_B = \frac{I_{gd}}{4} \quad (4)$$

Debido a la no-idealidad producida por el hecho de tener diferentes constantes de fase para ambos modos, tomamos el valor medio para calcular la longitud física de cada sección de líneas acopladas a fin de lograr la longitud eléctrica de  $90^\circ$  establecida en la frecuencia de diseño ( $\lambda_g/4$ ).

Para calcular el periodo de la perturbación sinusoidal que debe ajustarse a la banda armónica de la frecuencia de diseño ( $2 * f_d$ ) se tiene en cuenta las Ecs. (2-4). En las que ' $I_{gd}$ ' es la

longitud de onda de la guía a la frecuencia de diseño, y ' $I_B$ ' la longitud de onda de batido (es decir, el periodo de la perturbación necesario para satisfacer las relaciones de coherencia [3] y eliminar así el modo deseado). Cada sección de línea acoplada del filtro debe tener su propia constante de fase y su longitud de onda a la frecuencia de diseño escogida, pero siempre con una longitud eléctrica de  $90^\circ$  que corresponde con los  $I_{gd}/4$ . De esta forma, cada sección de línea acoplada tendrá exactamente un periodo de perturbación  $\lambda_B$ .

Este procedimiento se repetiría tantas veces como bandas espúreas necesitemos eliminar. Podemos interpretar este efecto como el de un reflector Bragg multibanda gracias al principio de coherencia de Kovalev y al de superposición de las ecuaciones de Maxwell. [3]

Si pretendemos eliminar el tercer armónico de la señal (en 7.5GHz) los pasos de diseño son similares a los anteriormente

descritos pero ahora obtendremos que  $I_B = \frac{3I_{gd}}{4}$ ; es decir, en

cada sección de línea acoplada entran exactamente 1.5 periodos de perturbación ' $I_B$ '.

## 3. APLICACIÓN. CASO PRÁCTICO

Para un filtro de líneas paralelas acopladas en tecnología microstrip de orden 3, se analizó el caso de modular varias etapas del filtro de forma sinusoidal para estudiar la mejor combinación posible que cancelase varias espúreas simultáneamente. Se optó por que las dos primeras pistas atacasen al segundo espúreo y las dos siguientes al tercero.

Se ha elaborado un estudio de la importancia de las distintas etapas del filtro. Para ello se ha introducido una perturbación sinusoidal en cada una de sus secciones de pistas acopladas independientemente y se compararon entre sí los distintos niveles

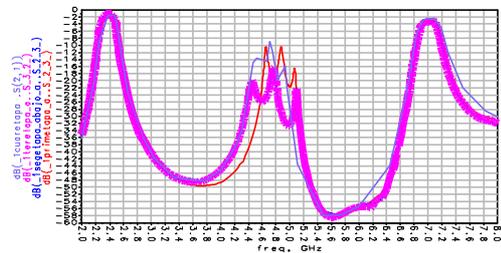


Figura 1. Comparación de la importancia de las etapas del filtro.

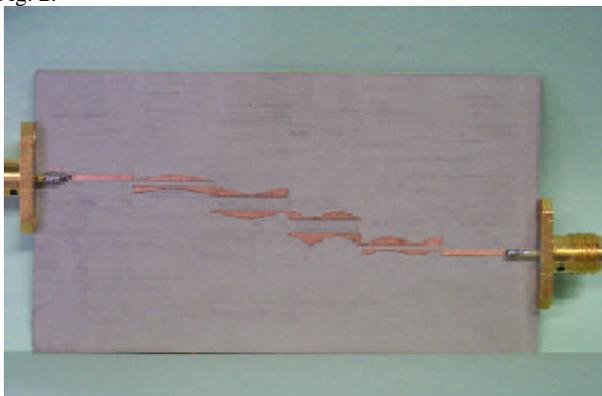
de cancelación del segundo armónico de la señal. Los resultados (ver Figura.1) mostraron la mayor importancia de las líneas centrales –línea gruesa- frente a las situadas en los extremos.

Por último, se ha introducido la perturbación sinusoidal en un filtro sin perturbar previamente diseñado (orden 3, de Butterworth, frecuencia central de 2.5 GHz, ancho de banda fraccional del 10%.) Esta perturbación se introducirá de forma asimétrica, modulando la cara externa de las líneas acopladas pero manteniendo la cara interna (correspondiente a la región de acoplo) inalterada. La variación de la anchura de la tira conductora,  $w_i(z)$ , en la sección de línea  $i$ -ésima, se expresa según la ecuación:

$$w_i(z) = w_i \left[ 1 + \frac{M(\%)}{100} \cos \left( \frac{2pz}{l_{B,i}} + f \right) \right] \quad (5)$$

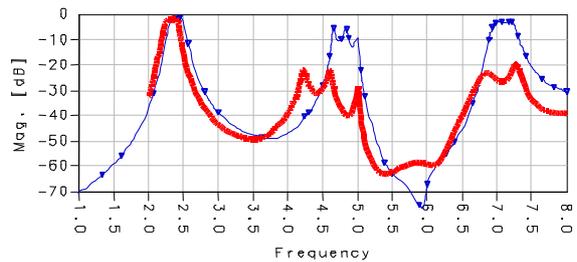
donde  $f$  es la fase inicial ( $0^\circ$  y  $180^\circ$ ) que será seleccionada para maximizar el nivel de rechazo,  $w_i$  es la anchura constante de las líneas calculada para el filtro convencional,  $l_{B,i}$  la longitud de onda de batido (o periodo de la perturbación sinusoidal para la sección  $i$ -ésima de línea acoplada) y  $M$  la amplitud de la perturbación en %.

Siguiendo estos pasos de diseño, y tras probar con distintas configuraciones que intentaban cancelar el primer y segundo armónico tanto de forma conjunta (con una frecuencia de diseño suma de las dos frecuencias que queremos eliminar) como por separado, se optó por el diseño expuesto en la figura siguiente en el cual, las dos primeras etapas se han diseñado para cancelar el segundo armónico mientras que las dos restantes consiguen cancelar el tercer armónico de la frecuencia central de diseño. Ver Fig. 2.

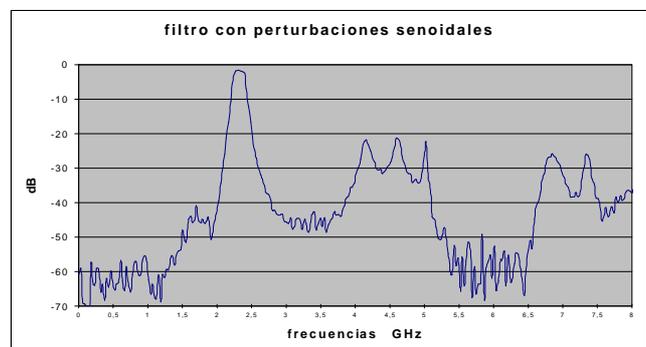


**Figura 2.** Filtro construido,  $M=50\%$  en las cuatro secciones,  $\phi=90^\circ$  para las secciones 1 y 3,  $\phi=270^\circ$  para las secciones 2 y 4.

Los resultados obtenidos mediante ADS Momentum de Agilent™ se muestran en la Fig. 3 junto a los del filtro sin perturbar. Los prometedores resultados de la simulación se han verificado construyendo un prototipo como el de la Fig. 2 en tecnología microstrip con substrato de  $\epsilon_r=10.2$ ,  $h=1.27\text{mm}$ . y  $\text{tang.}\delta=0.0027$ . La medida se ha realizado mediante un analizador escalar de redes, Rohde Schwarz FSM26M y confirman las expectativas de la simulación. Ver Fig. 4.



**Figura 3.** Comparación del parámetro  $S_{21}$  de la simulación con ADS Momentum del filtro perturbado (trazo grueso) y sin perturbar.



**Figura 4.** Medidas experimentales del filtro perturbado.

#### 4. CONCLUSIONES

Los resultados de este trabajo generalizan los publicados previamente en lo que se demostraba la viabilidad de introducir perturbaciones en la anchura de las pistas de líneas microtira acopladas para lograr importantes rechazos de la primera banda espúrea de un filtro de líneas acopladas. Ahora, demostramos la posibilidad de eliminar varias bandas espúreas del mismo filtro gracias al principio de superposición. Los filtros diseñados son extremadamente compactos.

Estos resultados confirman la validez de emplear conceptos y técnicas de la Teoría de Reflectores Bragg generalizada en guías de onda metálica empleadas en aplicaciones de alta potencia para el caso de líneas planas como la microtira.

#### 5. REFERENCIAS

- [1] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Second Edition, Addison-Wesley, Reading, MA, 1998.
- [2] T. Lopetegui, M. A. G. Laso, J. Hernández, M. Bacaicoa, D. Benito, M. J. Garde, M. Sorolla, and M. Guglielmi "New Microstrip "Wiggly-Line" Filters with Spurious Passband Suppression," accepted for publication in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, August 2001 issue.
- [3] B.Z. Katsenelenbaun, L. Mercader, M. Pereyaslavets, M. Sorolla and M. Thumm, *Theory of Nonuniform Waveguides-the Cross-Section Method*, IEE Electromagnetic Waves Series, 44, London, 1998.