

# Diseño de un filtro hairpin paso-banda

1° Arias Martínez, Gerardo  
Ingeniero Técnico de Telecomunicaciones  
Especialidad: Electrónica  
Granada, España  
garimar@teleco.upv.es

2° Ruz Nieto, Andrés  
Ingeniero Técnico de Telecomunicaciones  
Especialidad: Telemática  
Cartagena, España  
0000-0003-4092-0808

**Resumen**—El siguiente documento está orientado a la realización de filtros paso-banda. Para ello utilizaremos una aproximación basada en la matriz de acoplo de un filtro con resonadores acoplados. Comenzaremos segmentando la estructura y estudiando por separado cada una de las partes del filtro: resonador, acoplos de entrada/salida, y acoplo entre resonadores. Finalmente obtendremos un punto inicial para la optimización del filtro empleando simulación EM.

**Palabras clave**—Filtro, Hairpin, Paso-banda, Acoplo, Resonador.

## I. INTRODUCCIÓN

El segundo diseño está orientado en la realización de filtros paso-banda mediante resonadores acoplados. Se hará uso de la *matriz de acoplo* como metodología de diseño.

El diseño del filtro se va a realizar con resonadores *hairpin* (Fig 1), consistentes en resonadores microstrip de longitud  $\lambda/2$  plegados en forma de U. Los puertos de  $50\Omega$  están cortocircuitados con el primer y último resonador mientras que el acoplo entre los resonadores se realizará por proximidad entre secciones de acoplo de longitud de onda aproximada  $\lambda/4$ .

La respuesta del filtro corresponde con una respuesta *Chebyshev* de orden 5 con un rizado en banda de  $0.1dB$ .



Fig. 1. Filtro hairpin

## II. DISEÑO DEL FILTRO

La metodología de diseño que se va a seguir se basa en dividir el filtro en sus tres partes principales y estudiarlas:

- Resonador
- Acoplo de entrada/salida
- Acoplo entre resonadores

### A. Análisis teórico

La base de cualquier filtro son resonadores acoplados entre sí. Cada resonador se va a caracterizar por tener una cierta *frecuencia de resonancia*.

El filtro a diseñar va a estar sincronamente sintonizado, es decir, todos sus resonadores resuenan a la misma frecuencia que coincide con la frecuencia central del filtro.

Respecto a los acoplos, éstos son de carácter electromagnéticos por lo que hay interacción entre ellos, pero para el análisis teórico se va a asumir que sólo existe acoplo entre resonadores adyacentes. Por ejemplo, el primer resonador de la Figura 1 se acopla con la entrada y con el resonador siguiente pero no existe acoplo con el tercero.

El acoplo entre la entrada/salida con el primer/último resonador se llama *Factor de Calidad Externo* ( $Q_{ext}$ ) mientras que el acoplo entre resonadores se denomina *nivel de acoplo entre resonadores* ( $M_{ij}$ ), siendo los subíndices una referencia a la posición de los dos resonadores.

$$Q_{ext} = \frac{\omega_0 \cdot L}{R_i} \quad (1)$$

$$M_{ij} = \frac{L_{ij}}{L} \quad (2)$$

donde  $L$  es el valor de la inductancia del resonador y  $R_i$  el valor de la resistencia de entrada o salida si estamos con el último resonador.  $L_{ij}$  es la inducción mutua entre los resonadores  $i$  y  $j$ . El acoplo entre resonadores en la realidad es capacitivo e inductivo pero uno de los dos predomina, asumiendo el acoplo mayoritario.

Con el ancho de banda fraccionado (FBW), la frecuencia de resonancia, el Factor de Calidad Externo y el nivel de acoplo entre resonadores se crea la *matriz de acoplo* (Eqn 3):

$$|\bar{Z}| = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & p & \cdots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \cdots & \frac{1}{q_{en}} + p \end{bmatrix} \quad (3)$$

donde:

$$q_{ei} = Q_{ext} \cdot FBW \quad (4)$$

$$m_{ij} = \frac{M_{ij}}{FBW} \quad (5)$$

$$p = j \frac{1}{FBW} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (6)$$

### B. Especificaciones técnicas

El filtro paso-banda hairpin se va a diseñar usando tecnología microstrip con las siguientes características:

- Sustrato RO4003C con 0.508mm de espesor
- Respuesta Chebyshev de 5° orden con un rizado de 0.1 dB con una frecuencia central  $f_0 = 2.6 \text{ GHz}$  y un FBW de 5.2%

### C. Diseño

Tal y como se comentó al principio de este apartado, primero se pasa a diseñar un resonador. Para ello hay que definir una serie de parámetros:

- $L_{tap}$ : Punto en el que se va a realizar la conexión en cortocircuito.
- $W_{io}$ : Ancho de la línea de entrada/salida.
- $L_{io}$ : Longitud de la línea de entrada/salida.
- $W_{res}$ : Anchura que determina la impedancia de la línea que constituye el resonador. Esta variable va a influir en el nivel de acoplo. Con una impedancia alta va a ser más fácil el acoplo pero se tienen más pérdidas, es por eso que se toman impedancias ni muy superiores ni muy inferiores a 50Ω.
- $L_{v1}$ : Longitud del primer tramo vertical del resonador.
- $L_{v2}$ : Longitud del segundo tramo vertical del resonador.
- $R_c$ : Radio de curvatura. El hecho de usar curvas y no chaflanes mantiene la anchura durante toda la sección.
- $L_h$ : Longitud horizontal del resonador. Las secciones de acoplo tienen que estar lo suficientemente separadas, en este caso se ha tomado una separación de 2.5 veces  $W_{res}$ .

La forma de controlar la frecuencia de resonancia se hace con la longitud total del resonador, de forma que si queremos una resonancia a menor frecuencia, el resonador tiene que presentar una longitud mayor. Es por eso que se necesita una variable de diseño,  $L_{tot}$ . Mediante la herramienta *TX Line* de *AWR* se calcula la longitud física de la línea con la que el resonador resonaría a nuestra frecuencia de diseño.

El valor de Lv1 y Lv2 se obtiene a partir de unas ecuaciones que aparecen en la Figura 2.

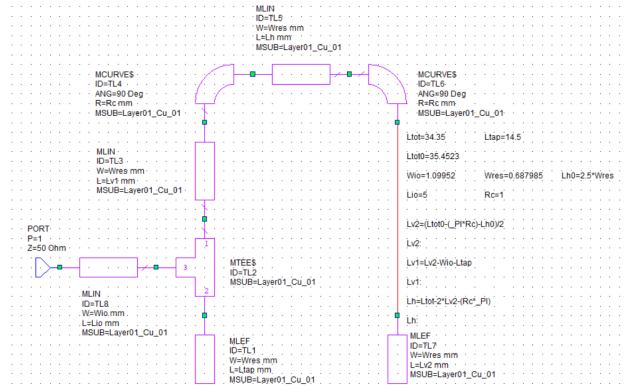


Fig. 2. Esquemático y valores del resonador

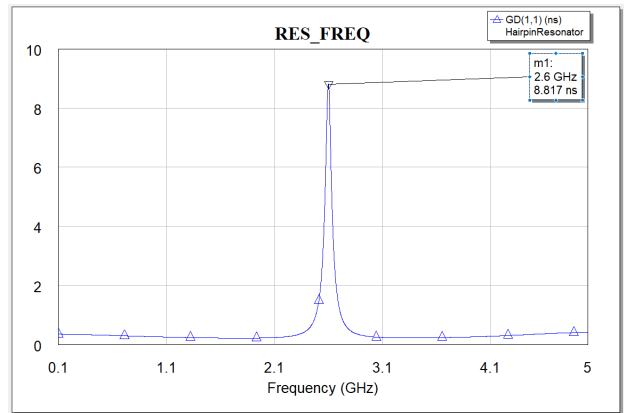


Fig. 3. Frecuencia de resonancia

En un filtro se necesita el resonador de entrada con un determinado nivel de acoplo que viene determinado por el factor de calidad externo  $Q_{ext}$ . Ahora se va a estudiar el resonador hairpin acoplado.

Se necesita saber el valor del factor de calidad externo. Además de la Ecuación 1, como la respuesta del filtro corresponde con una respuesta Chebyshev de orden 5 con un rizado en banda de 0.1dB,  $Q_{ext}$  puede calcularse como:

$$Q_{ext} = \frac{g_0 \cdot g_1}{FBW} \quad (7)$$

donde  $g_0$  y  $g_1$  son los coeficientes de prototipo paso-bajo.

El retardo de grupo  $\tau_{S11}$  se puede relacionar con  $Q_{ext}$  de la siguiente forma:

$$\tau_{S11} = \frac{4 \cdot Q_{ext}}{\omega_0} \quad (8)$$

Se tiene que modificar  $L_{tap}$  para conseguir el valor de  $\tau_{S11}$  obtenido de la Ecuación 8 sin que la frecuencia de resonancia varíe. En caso de variación, se debería ajustar de nuevo  $L_{tot}$ . Una vez se obtenga el ajuste, se tienen los resonadores de entrada y salida acoplados.

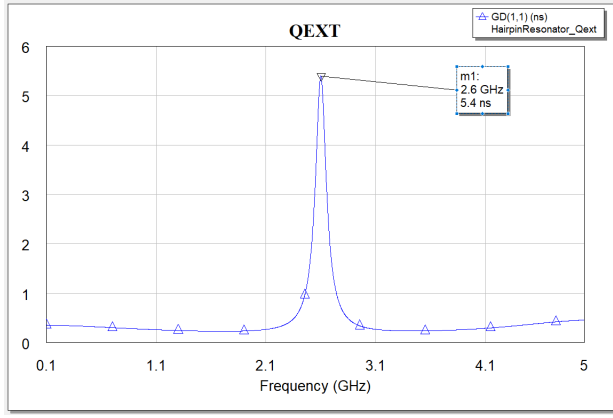


Fig. 4. Retardo de grupo ajustado

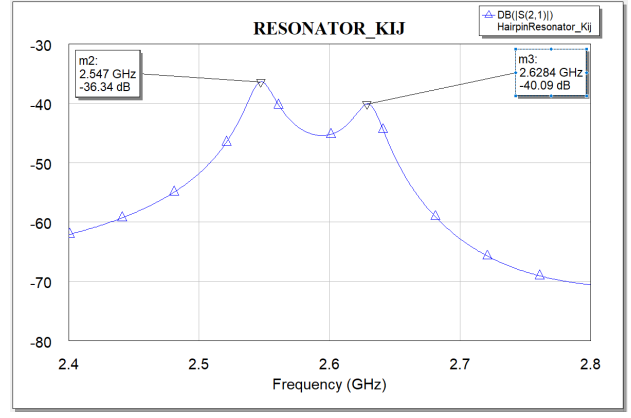


Fig. 6. Frecuencia par e impar de los resonadores 2 y 3

El siguiente paso consiste en estudiar el acoplo entre resonadores. Para ello se crea una nueva estructura, dos resonadores hairpin acoplados tal y como se muestra en la Figura 5:

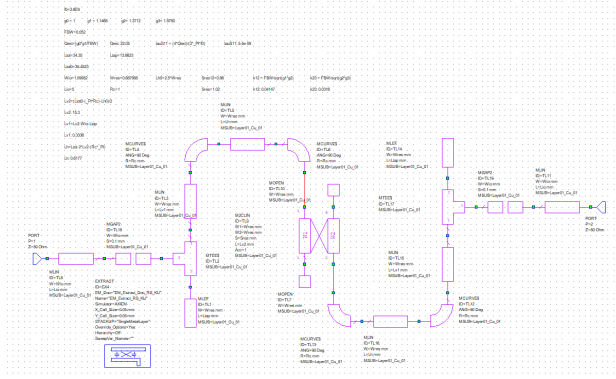


Fig. 5. Resonadores acoplados

Dependiendo de la separación entre los resonadores  $S_{res}$  se obtendrá un nivel de acoplo  $M_{ij}$  determinado:

$$M_{ij} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i \cdot g_j}} \quad (9)$$

En caso de los resonadores 1 y 2, en la Ecuación 9, i sería 1 y j sería 2. De igual forma se procedería para los resonadores 2 y 3.

$M_{ij}$  no se estudia a través del retardo de grupo. La resonancia de cada uno de ellos, al ser a la misma frecuencia, se desdobra en una resonancia par e impar en la transmisión. Una vez se conoce el valor del nivel de desacoplo, se ajustan las frecuencias par e impar mediante la siguiente relación:

$$M = \frac{f_{sup}^2 - f_{inf}^2}{f_{sup}^2 + f_{inf}^2} \quad (10)$$

Una vez se han ajustado las frecuencias para todos los resonadores, se procede a completar el diseño del filtro paso-banda.

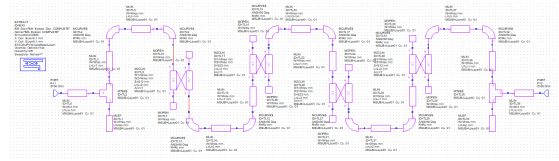


Fig. 7. Esquemático del filtro paso-banda



Fig. 8. Visualización 3D del filtro

### III. RESULTADOS

Al ser un filtro con un rizado de 0.1 dB, las pérdidas de retorno deben ser inferiores a -16 dB. Tras optimizar el diseño, el resultado obtenido es de -19.8 dB superando este parámetro crítico.

Que el ancho de banda fraccionado  $FBW$  sea pequeño supone una mayor dificultad a la hora de optimizar el filtro, por ejemplo, las pérdidas de inserción son mayores. Una manera de reducirlas es mejorando la tangente de pérdidas del sustrato. También, como la respuesta del filtro de orden 5, se esperan 5 ceros de reflexión pero como se observa en la Figura 10, aparecen 3 ya que los más externos desaparecen.

A continuación se muestran la respuesta del filtro con elementos concentrados ideales y la respuesta del filtro con líneas de transmisión tras una simulación electromagnética:

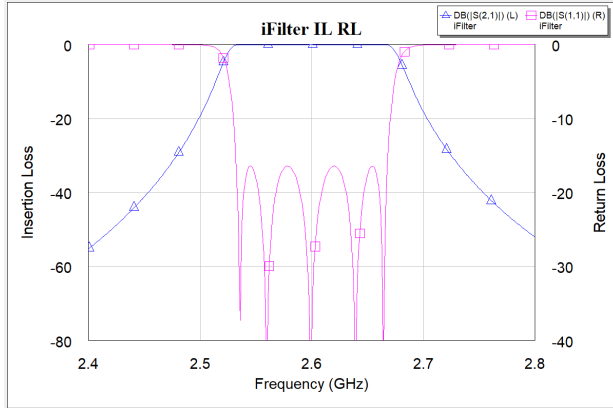


Fig. 9. Resultados del filtro generado por iFilter

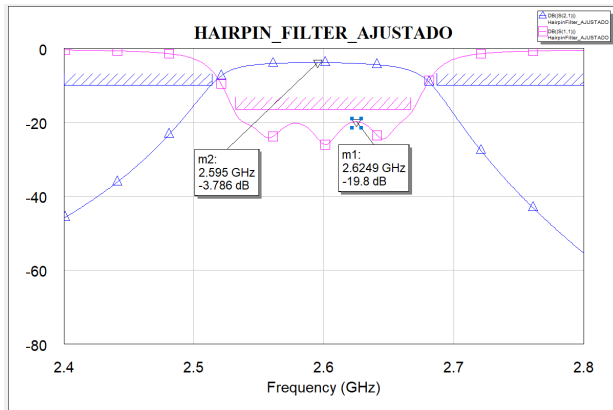


Fig. 10. Resultados del filtro Hairpin después de optimizar

#### IV. CONCLUSIONES

Al comenzar este diseño, optamos por hacerlo empleando simulación circuital, ya que, nos iba a facilitar el poder realizar un ajuste fino de los parámetros clave del filtro y hacer una optimización del circuito final mucho más rápido. El problema aparece cuando llegamos al final del diseño, realizamos una simulación EM y observamos que la banda de trabajo y la frecuencia central han cambiado por completo. Esto nos obliga a cambiar la forma de diseñar el filtro realizando simulaciones EM en cada paso. Al no poder usar la herramienta de *Tune* hemos empleado la librería *scipy* de Python para realizar interpolaciones de los valores que íbamos obteniendo con el fin de llegar a un resultado óptimo para el diseño. Finalmente, una vez obtenido el filtro completo se realizó una optimización la cual, a pesar de su larga duración, nos ha dado un resultado que consideramos bueno para este diseño.

En la Figura 11 se ve un ejemplo de la Interpolación polinómica de Lagrange realizada para obtener el valor de  $L_{tap}$ . En naranja se ven los puntos que se han obtenido mediante simulaciones y en azul la interpolación.

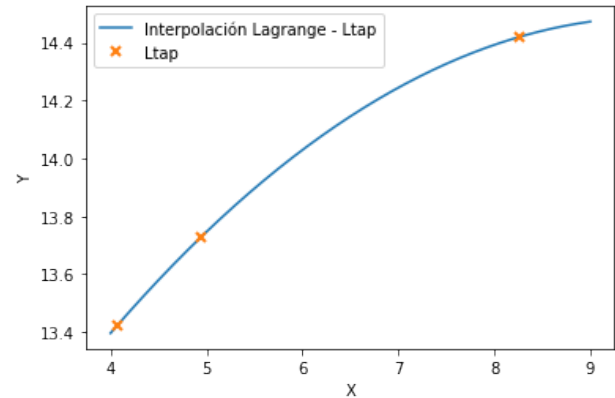


Fig. 11. Interpolación para  $L_{tap}$