

**UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA**

ESCOLA TÈCNICA SUPERIOR D'ENGINYERIA DE  
TELECOMUNICACIÓ DE BARCELONA

**Departament de Teoria del Senyal i Comunicacions**



# **FILTROS SINTONIZABLES DE BANDA DUAL**

**Autora: Esther Martínez Lacambra**  
**Director: David Girbau Sala**  
**Ponente: Lluís Pradell Cara**  
**Julio 2009**

---



# **AGRADECIMIENTOS**

---

Llegados a esta etapa de la vida, no puedo pasar la oportunidad de agradecer a todas aquellas personas que me han apoyado y han hecho posible la realización de este proyecto.

En primer lugar me gustaría agradecer la guía, apoyo, dirección y dedicación que me ha ofrecido mi director de proyecto, David Girbau, durante toda la realización del proyecto.

También deseo agradecer al departamento de *Teoria del Senyal i Comunicacions* y muy especialmente a Lluís Pradell, quien despertó mi interés en las microondas, por la ayuda mostrada y permitirme realizar este proyecto dentro del departamento, al igual que Ignacio Llamas, por su disposición y ayuda ofrecida.

Por otra parte, quiero dedicar unas líneas a todos aquellos compañeros/as de la universidad que he conocido y que tanto tiempo hemos llegado a compartir.

Por otro lado, no puedo olvidar a todos aquellos buenos amigos que siempre me han apoyado y ayudado continuamente, especialmente a Juan que siempre ha estado a mi lado sobretodo en esta última etapa.

Finalmente, no hay palabras para poder expresar mi agradecimiento por haber podido contar con la mejor guía, educación, apoyo y cariño que día a día y durante toda mi vida me ha ofrecido mi familia: mis padres, Fausto y Clara, y mis hermanos, Susana y Carlos. Muy especialmente mis padres, quienes siempre me han apoyado en todo y me han dado esos sabios consejos que necesitaba. Por último, agradecer a mi hermana, Susana, quien es mucho más que una hermana y siempre ha tenido una palabra de ánimo en el momento adecuado. ¡Gracias por estar siempre ahí!

En fin, a todos vosotros, ¡muchas gracias!

# ÍNDICE

---

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1.  Sistemas de banda dual .....	1
1.2.  Circuitos de banda dual .....	3
1.3.  Circuitos reconfigurables .....	3
1.4.  Objetivos.....	4
1.5.  Organización de la memoria.....	5
1.6.  Referencias.....	5
CAPÍTULO 2. METODOLOGÍA DE DISEÑO DE FILTROS.....	9
2.1.  Teoría general de acoplamiento M.....	9
2.1.1. Acoplamiento eléctrico.....	11
2.1.2.  Acoplamiento magnético.....	13
2.1.3.  Acoplamiento mixto .....	15
2.2.  Teoría del factor de calidad ( $Q_e$ ).....	17
2.2.1.  Estructuras de acoplo del acceso .....	17
2.2.2.  Cálculo $Q_e$ .....	18

2.3.	Implementación de la metodología de síntesis de M y $Q_e$ mediante Momentum. Aplicación caso real .....	22
2.3.1.	Revisión de la teoría clásica de filtros .....	22
2.3.2.	Modelo con elementos concentrados del filtro paso banda.....	25
2.3.3.	Metodología de cálculo coeficiente de calidad $Q_e$ .....	28
2.3.4.	Metodología de cálculo del acoplamiento M .....	30
2.3.5.	Diseño filtro resultante .....	33
2.4.	Conclusiones metodología diseño de filtros. ....	36
2.5.	Referencias.....	36

### CAPÍTULO 3. DISEÑO DE FILTRO DE BANDA DUAL CON TOPOLOGÍA

<i>HAIRPIN</i> .....	37	
3.1.	Introducción .....	37
3.2.	Obtención del factor de calidad $Q_e$ .....	38
3.2.1.	Tapped line.....	38
3.2.2.	Coupled line.....	40
3.3.	Obtención del coeficiente de acoplamiento M.....	41
3.3.1.	Caso a .....	41
3.3.2.	Caso b .....	42
3.3.3.	Caso c.....	43
3.3.4.	Conclusiones.....	44
3.4.	Simulación y medidas filtro orden 2 .....	45
3.4.1.	Caso a .....	45
3.4.2.	Caso b .....	50
3.5.	Conclusiones.....	51

CAPÍTULO 4. DISEÑO DE FILTRO DUAL RECONFIGURABLE BASADO EN RESONADORES <i>CAPACITOR-LOADED</i> .....	53
4.1. Introducción .....	53
4.2. El resonador <i>capacitor loaded</i> .....	54
4.3. Metodología de diseño de filtros de banda dual sintonizables.....	59
4.4. Diseño del filtro de banda dual basado en el <i>capacitor-loaded</i> <i>resonator</i> .....	59
4.5. Medidas del filtro de banda dual basado en el <i>capacitor-loaded</i> <i>resonator</i> .....	65
4.6. Conclusiones.....	69
4.7. Referencias.....	70
 CAPÍTULO 5. DISEÑO DE FILTRO DE BANDA DUAL RECONFIGURABLE CON RESONADORES SIR PARA APLICACIONES WLAN.....	 71
5.1. Introducción .....	71
5.2. El resonador SIR cargado capacitivamente.....	72
5.3. Diseño resonador SIR.....	78
5.4. Diseño filtro SIR .....	82
5.4.1. Red de adaptación .....	82
5.4.2. Filtro SIR reconfigurable .....	84
5.4.3. Medidas del filtro de banda dual basado en el resonador <i>capacitor-loaded</i> SIR .....	87
5.5. Conclusiones.....	90
5.6. Referencias.....	91

CAPÍTULO 6. DISEÑO DE FILTRO DUAL RECONFIGURABLE CON RESONADORES MINIATURIZADOS .....	93
6.1. Introducción .....	93
6.2. Filtro de banda dual miniaturizado basado en resonadores <i>open- loop</i> de impedancia constante.....	94
6.2.1. Diseño 1. Filtro de banda dual con resonadores <i>open-loop</i> de impedancia constante .....	96
6.2.2. Medidas del filtro 1 con resonadores <i>open-loop</i> de impedancia constante .....	99
6.2.3. Diseño 2. Filtro de banda dual con resonadores <i>open-loop</i> de impedancia constante .....	100
6.2.4. Medidas del filtro 2 con resonadores <i>open-loop</i> de impedancia constante .....	103
6.3. Filtro miniaturizado con resonadores SIR.....	105
6.3.1. Diseño filtro miniaturizado basado en n resonadores SIR <i>open- loop</i> .....	105
6.3.2. Medidas filtro miniaturizado con resonadores SIR <i>open-loop</i>	108
6.4. Conclusiones.....	110
6.5. Referencias.....	110
CAPÍTULO 7. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS. ....	111
7.1. Conclusiones.....	111
7.2. Líneas futuras .....	113





# **CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN**

## **1.1. Sistemas de banda dual**

El continuo desarrollo y aumento de los sistemas de telecomunicaciones es una característica principal de la sociedad de la información y es innegable que cada vez se hace más patente en nuestras vidas. La tendencia es hacia la convergencia entre comunicaciones, multimedia y computación con el objetivo de una conexión universal en cualquier momento y en cualquier sitio [1]. Como mejor ejemplo, en los años 90 se introdujo el teléfono móvil, un aparato que en sus inicios solo permitía realizar y recibir llamadas y además con muchas restricciones. Actualmente, los móviles no tienen nada que ver con los de entonces. Mientras entonces tenían grandes dimensiones y únicamente se utilizaban para llamar, actualmente se incorporan todo tipo de servicios: llamadas, SMS, MMS, conexión a Internet, correo electrónico, sincronización con correo de la empresa, etc.

Las necesidades de comunicación actuales son cada vez más diversas y más exigentes, lo que provoca la necesidad de terminales capaces de adaptarse al cambiante escenario. Ya no sólo hablamos del teléfono móvil, sino que hablamos de otros terminales móviles que su uso se está extendiendo exponencialmente como puede ser el ordenador portátil (con acceso WiFi), las PDAs... En consecuencia, el incremento de servicios y sistemas de telecomunicaciones implica la necesidad de terminales multibanda y multiestándar capaces de trabajar de manera totalmente transparente con diferentes redes y diferentes sistemas inalámbricos existentes.

Tradicionalmente los terminales multiestándar han utilizado circuitos separados para cada estándar y/o banda, esto implica un mayor consumo, terminales con dimensiones más grandes y, por lo tanto, un coste mayor [2]. Esta aproximación es irreal cuando el terminal llega a ser más diversificado. Esta nueva demanda ha generado la necesidad de terminales-plataformas que incluyan y compartan diversas tecnologías y acceso a múltiples servicios [3]. El objetivo es compartir al máximo los circuitos para los diferentes sistemas, de manera que un único terminal sea capaz de interactuar y comunicarse con cualquier red en cualquier momento y en cualquier sitio. Estos nuevos terminales deberían soportar la conmutación entre distintos modos del mismo sistema así como la conmutación entre distintos sistemas (u operación simultánea) de la forma más compacta, eficiente y económica posible. De manera que surge la necesidad de diseñar sistemas de banda dual capaces de operar no únicamente con diferentes sistemas sino también con diferentes países.

Como consecuencia del crecimiento experimentado por los sistemas inalámbricos, en algunos de los servicios ha sido necesario desdoblarse las bandas frecuenciales asignadas a cada servicio. Este es el caso de la telefonía móvil, donde se ha pasado de la banda GSM a 900 MHz a la DCS-1800 y más recientemente a la banda UMTS con tecnología CDMA. Otro ejemplo claro son las redes de área local inalámbricas (WLAN), que operan a 2.45 GHz y a 5.25 GHz, en el caso de Europa, además de 5.75 GHz en EE.UU. Aquí se demuestra otra característica principal de este tipo de servicios, como es la proliferación no homogénea de estándares a nivel mundial, de forma que un mismo servicio corresponde a un estándar en una región y a otro estándar en otra región.

Estas dos características de los sistemas inalámbricos (desdoblaje de bandas y no homogeneidad en los estándares) determinan de forma directa las arquitecturas de los terminales móviles actuales, pero especialmente los de próxima generación. Para hacer frente al reto de trabajar de forma simultánea en varias bandas, se propone el estudio de sistemas multibanda. Por otro lado, para ser capaz de trabajar correctamente de forma global y no limitada a una región, se proponen arquitecturas reconfigurables. Tampoco debe olvidarse en este punto la convivencia de distintas formas de acceso al medio, especialmente TDMA, FDMA y CDMA. Esto significa que habrá servicios que necesitarán visibilidad constante del medio mientras que otros podrán tener visibilidad durante slots de tiempo.

Teniendo en cuenta todas estas premisas respecto a las arquitecturas de futuros terminales móviles, este trabajo propone unir en una misma estructura o circuito las estructuras multibanda y el concepto de reconfigurabilidad. Concretamente, se propone el diseño de filtros de banda dual (esto significa que operan correctamente en dos bandas de forma simultánea) que permitan la sintonización frecuencial de una de las dos bandas mientras la otra permanece fija.

## 1.2. Circuitos de banda dual

En este contexto introducido anteriormente, durante los últimos años han aparecido multitud de diseños y circuitos con funcionamiento multibanda, y especialmente de banda dual. El filtro es seguramente (junto a la antena) el circuito clave en cualquier terminal de comunicaciones. Esto ha generado que un gran número de topologías y estructuras de filtro hayan sido propuestos con funcionamiento en banda dual para aplicación a sistemas de comunicación inalámbricos.

Algunas de estas topologías utilizan el resonador con saltos de impedancia (*stepped-impedance resonador, SIR*), tales como los presentados en [4,5]. El resonador SIR tiene la particularidad que permite fijar la respuesta espuria de forma arbitraria ajustando la relación entre las impedancias características de las líneas que lo componen [6,7].

Otra topología de filtros en banda dual basada en el resonador de comportamiento dual (*dual-behavior resonador, DBR*) ha sido propuesta en [8,9]. El DBR consiste en dos estructuras elimina-banda que generan dos ceros de transmisión a banda y banda de un polo [8].

Otra topología de filtro de banda dual basada en un resonador cargado con un *stub* ha sido propuesta en [10], mientras que en [11] se ha propuesto un filtro dual basado en una combinación de resonadores de lazo abierto en anillo (*open-loop ring resonators, OLRR*).

## 1.3. Circuitos reconfigurables

La tendencia de los terminales futuros a operar con múltiples servicios y estándares, además de ser capaz de reconfigurarse en caso de viajar entre distintas regiones, ha llevado a una revolución reciente de las distintas arquitecturas de terminales móviles, basándose éstos en circuitos reconfigurables y adaptables a cada situación. En este contexto ha emergido la tecnología RF MEMS (*MicroElectroMechanical Systems*) que ha proporcionado capacidad de sintonía y miniaturización de forma simultánea. Dos ejemplos interesantes de filtros monobanda sintonizables mediante dispositivos MEMS se proponen en los trabajos [12,13].

De todas formas, es importante destacar que esta sintonía siempre se ha aplicado a filtros monobanda y no a filtros de banda dual. En este sentido, el trabajo que se propone en este proyecto es muy novedoso y mancado de referencias en la bibliografía. De todas formas, cabe destacar que de forma simultánea a la realización de este proyecto, apareció en la bibliografía en

artículo [14] donde se propone el concepto de sintonía en filtros de banda dual. Parcialmente algunas de las conclusiones de [14] son muy similares a las obtenidas en este proyecto, aunque aquí se propone una visión mucho más amplia por lo que hace a tipos de resonadores y estructuras de filtro estudiadas.

### 1.4. Objetivos

Una vez centrada la aplicación y el contexto del proyecto es el momento de formular los objetivos de este trabajo. El objetivo principal que engloba todos los demás objetivos de este trabajo es el de demostrar la viabilidad y el diseño de filtros de banda dual reconfigurables. Para su consecución ha sido necesario el planteamiento de toda una serie de objetivos que se enumeran a continuación:

- El primer objetivo es presentar una metodología de síntesis de filtros de banda dual, que se explicará de forma paralela al diseño de un filtro dual *hairpin*. Esta metodología tiene que permitir el diseño sistemático de filtros con la herramienta ADS/Momentum a partir del proceso de síntesis teórico explicado en [15].
- El segundo objetivo es experimentar con distintos tipos de resonadores planares, en el sentido de evaluar su capacidad para ser modificados con el objetivo que sean sintonizables en frecuencia, y la posibilidad de integrarlos en distintas topologías de filtros. Se han estudiado y modificado convenientemente los resonadores de media longitud de onda y sección constante y el resonador SIR y el resonador OLRR.
- El tercer objetivo es el diseño, fabricación y medida de distintos filtros de banda dual y reconfigurables, basados con los resonadores anteriores, con el fin de demostrar la viabilidad del concepto propuesto en este trabajo.
- Finalmente, como objetivo último de este trabajo, se propone el diseño de un filtro de banda dual reconfigurable para aplicaciones WLAN, es decir, que la primera banda esté centrada en 2.45GHz mientras que la segunda banda se pueda sintonizar fácilmente de 5.75GHz a 5.25GHz.

## 1.5. Organización de la memoria

Después de la introducción del capítulo 1, en el capítulo 2 se mostrará la metodología para sintetizar filtros sobre una aplicación para diseñar un filtro de banda dual a 2.5 y 5GHz. Esto permitirá implementar el método teórico propuesto en [15] con la herramienta ADS/Momentum.

En el capítulo 3 se analizarán diferentes estructuras de filtros *hairpin* y se diseñará un filtro *hairpin* de banda dual a las frecuencias de 2.5 y 5GHz; finalmente se fabricará el diseño y se realizará una comparativa entre las simulaciones realizadas y las medidas de la fabricación realizadas.

En el capítulo 4 se introducirá el resonador cargado con condensador (*capacitor-loaded resonator*). Con este resonador nos será posible diseñar un filtro de banda dual reconfigurable de manera que la primera banda esté centrada a 2.5GHz y la segunda se pueda resintonizar a frecuencias igual o inferior a 5GHz. Finalmente también se fabricará el diseño y se realizarán las medidas adecuadas para poder realizar una comparativa entre la simulación y la fabricación.

A continuación, en los capítulos 5 y 6 se introducirá el resonador SIR, el cual se variará convenientemente de forma que nos permita elegir la relación entre ambas bandas frecuenciales mediante un condensador variable. De esta forma no estaremos limitados a tener una segunda banda a la frecuencia doble de la fundamental, como se verá que sucede con los resonadores del capítulo 4. También se diseñará y fabricará tanto el filtro de banda dual como el filtro de banda dual y reconfigurable para aplicaciones WLAN. De esta manera llegaremos al objetivo final con el diseño de un filtro dual a 2.45GHz y reconfigurable entre 5.75GHz y 5.25GHz. Al final, en el capítulo 6, también se introducirán estructuras de resonadores del tipo *open-loop* con el objetivo de miniaturizar las estructuras.

Finalmente, en el capítulo 7, se extraerán las conclusiones de este trabajo así como se propondrán las líneas futuras de investigación que de él se derivan.

## 1.6. Referencias

- [1] R. Castello, "Introduction to the Special Issue on Wireless Reconfigurable Terminals", IEEE Circuits and Systems Magazine, Vol.6, N°1, pp.7. 2006.

- [2] J. Ryyänen, S. Lindfors, K. Stadius, K.A. Halonen, "Integrated circuits for multi-band multi-mode receivers", IEEE Circuits and Systems Magazine, Vol.6, N°2, pp.5-16. 2006.
- [3] G. Desoli, E. Filippi, "An outlook on the evolution of mobile terminals: from monolithic to modular multi-radio, multi-application platforms", IEEE Circuits and Systems Magazine, Vol.6, N°2, pp.17-29. 2006.
- [4] M. Makimoto, S. Yamashita, "Bandpass filters using parallel coupled stripline stepped impedance resonators", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.28, N°12, pp.1413-1417. Dec. 1980.
- [5] M. Sagawa, M. Makimoto, S. Yamashita, "Geometrical structures and fundamental characteristics of microwave stepped-impedance resonators", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.45, N°7, pp. 1078-1085. July 1997.
- [6] M. Mokhtaari, J. Bornemann, S. Amari, "New reduced-size step-impedance dual-band filters with enhanced bandwidth and stopband performance", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1181-1184, June 2006.
- [7] Y.P. Zhang, M. Sun, "Dual-band microstrip bandpass filter using stepped-impedance resonators with new coupling schemes", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.54, N°10, pp.3779-3785. October, 2006.
- [8] C. Quendo, E. Rius, C. Person, "Narrow bandpass filters using dual-behavior resonators", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.51, N°3, pp.734-743. March 2003.
- [9] C. Quendo, E. Rius, C. Person, "An original topology of dual-band filter with transmission zeros", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol.2, pp.1093-1096. June, 2003.
- [10] X.Y. Zhang, J.-X. Chen, Q. Xue, S.-M. Li, "Dual-band bandpass filters using stub-loaded resonators", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol.17, N°8, pp.583-585. Aug. 2007.
- [11] C.-Y. Chen, C.-Y. Hsu, "A simple and effective method for microstrip dual-band filters design", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol.16, N°5, pp.246-248. May 2006.
- [12] G.M. Krauss, C.L. Goldsmith, C.D. Nordquist, C.W. Dyck, P.S. Finnegan, A. Austin, A. Muyschondt, C.T. Sullivan, "A widely tunable RF-MEMS end-coupled filter", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol.2, pp. 429-432, June 2004.

- [13] B. Pillans, A. Malczewski, R. Allison, J. Brank, "6-15 GHz RF MEMS tunable filters", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 919-922, June 2005.
- [14] X.Y. Zhang, Q. Xue, "Novel Centrally Loaded Resonators and Their Applications to Bandpass Filters", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 56, Nº4, pp.913-921. April, 2008.
- [15] J.S. Hong, M.J. Lancaster, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications", John Wiley & Sons, 2001.





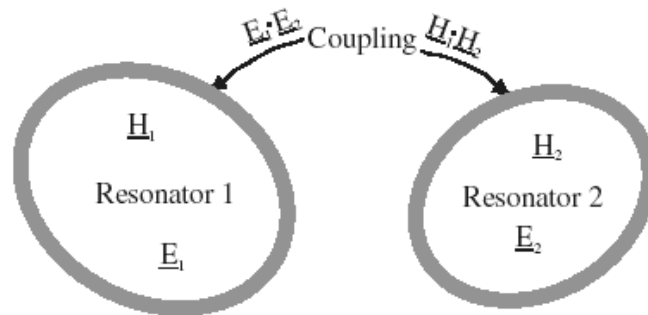
# **CAPÍTULO 2. METODOLOGÍA DE DISEÑO DE FILTROS.**

## **2.1. Teoría general de acoplamiento M**

En el diseño de filtros mediante resonadores acoplados, son factores clave del diseño tanto la estructura como las dimensiones del filtro a diseñar. La elección de dichos parámetros viene determinada por el acoplamiento entre resonadores  $M$  y el factor de calidad externo  $Q_e$ . En esta sección se hace referencia al acoplamiento entre resonadores. Este factor hace necesario conocer la teoría general de acoplamiento para poder determinar la estructura más apropiada en cada filtro. Por este motivo realizaremos una pequeña introducción a la teoría de acoplamientos, con el fin de conocer la relación entre el acoplamiento entre resonadores y las dimensiones y estructuras de los resonadores acoplados.

En primer lugar se analizará el acoplamiento entre los resonadores de manera general y, posteriormente, se estudiará el efecto del acoplamiento para diferentes estructuras de acopladores.

El acoplamiento entre dos resonadores genéricos ha sido ampliamente estudiado [1]. La fig. 2.1 muestra la situación genérica de dos resonadores próximos. Es inevitable que, entre ambos resonadores, exista un acoplamiento eléctrico y magnético.



**Fig. 2.1 Acoplamiento general entre dos resonadores**

El coeficiente de acoplamiento entre resonadores viene determinado por la ecuación (2.1).

$$M = \frac{\iiint \epsilon \vec{E}_1 \cdot \vec{E}_2 dv}{\sqrt{\iiint \epsilon |\vec{E}_1|^2 dv \times \iiint \epsilon |\vec{E}_2|^2 dv}} + \frac{\iiint \mu \vec{H}_1 \cdot \vec{H}_2 dv}{\sqrt{\iiint \mu |\vec{H}_1|^2 dv \times \iiint \mu |\vec{H}_2|^2 dv}} \quad (2.1)$$

Es interesante notar que, tal y como adelantábamos en la fig. 2.1, en el acoplamiento entre resonadores intervienen dos componentes: el acoplamiento eléctrico y el acoplamiento magnético. Observamos la contribución de ambos componentes en el primer y segundo término, respectivamente, de (2.1).

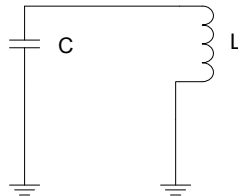
Por otro lado, observamos que las contribuciones de acoplamiento eléctrico y magnético pueden tener el mismo signo o el contrario. Este punto es importante tenerlo en cuenta debido que, si tienen signos contrarios, pudiera ser que se cancelaran mutuamente, lo que provocaría un acoplamiento total menor entre resonadores.

No obstante, el cálculo de las integrales anteriores para obtener el acoplamiento entre resonadores puede llegar a ser realmente complejo e incluso, imposible de resolver analíticamente; por este motivo, se utilizan simuladores electromagnéticos para llegar a obtener el acoplamiento de manera más sencilla a partir de las frecuencias características que se relacionan con el acoplamiento.

En los próximos apartados analizaremos de manera más detenida el acoplamiento eléctrico, magnético y ambos juntos.

### 2.1.1. Acoplamiento eléctrico

El propósito de este apartado es analizar el acoplamiento eléctrico entre dos resonadores. Con este motivo, se propone partir del modelo circuital de un resonador L-C como el que se muestra en la fig. 2.2.

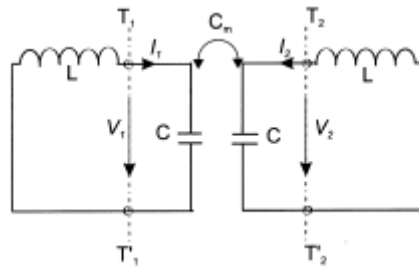


**Fig. 2.2. Modelo circuital resonador L-C.**

La frecuencia de resonancia  $f$  de dicho resonador viene determinada por (2.2).

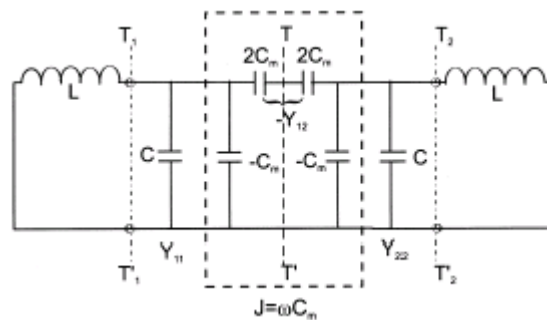
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.2)$$

Analizaremos el acoplamiento eléctrico y magnético utilizando el modelo circuital equivalente para dos resonadores expuesto en la fig. 2.3. Cada resonador provoca un campo eléctrico que afecta al contiguo, provocando de esta manera un acoplamiento eléctrico, objetivo de análisis en este apartado.



**Fig. 2.3. Modelo circuital de dos resonadores acoplados eléctricamente.**

No obstante, en concordancia con la teoría de redes, el circuito anterior se puede transformar en el circuito equivalente de la fig. 2.4.



**Fig. 2.4. Modelo circuital equivalente de dos resonadores acoplados eléctricamente.**

Sustituyendo en la fig. 2.4 el plano T-T' por un plano eléctrico o, lo que es lo mismo, un circuito abierto, obtenemos la siguiente frecuencia de resonancia  $f_e$ :

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_m)}} < f \quad (2.3)$$

Sin embargo, sustituyendo el plano T-T' por una pared magnética, o cortocircuito, obtenemos la siguiente frecuencia de resonancia  $f_m$ :

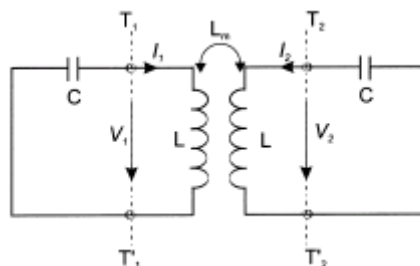
$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C - C_m)}} > f \quad (2.4)$$

De las ecuaciones anteriores obtenemos la relación entre el acoplamiento eléctrico  $k_E$  y las frecuencias de resonancia:

$$k_E = \frac{C_m}{C} = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} \quad (2.5)$$

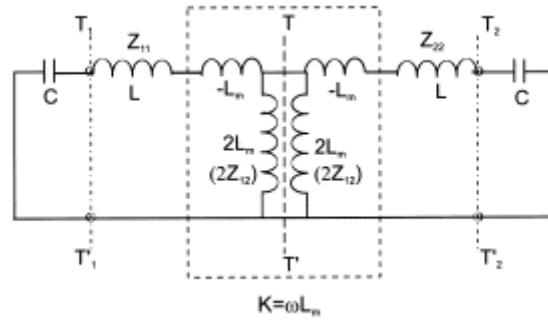
### 2.1.2. Acoplamiento magnético

De la misma manera que en el apartado anterior, a partir del modelo circuital equivalente para estructuras de resonadores acoplados magnéticamente, mostrado en la fig. 2.5, podemos obtener la relación entre las frecuencias de resonancia y el acoplamiento magnético.



**Fig. 2.5 Modelo circuital de dos resonadores acoplados magnéticamente.**

Idénticamente al caso anterior, se puede obtener un circuito equivalente al de la fig.2.5 para dos resonadores acoplados magnéticamente, el cual se muestra en la fig. 2.6.



**Fig. 2.6 Modelo circuital equivalente de dos resonadores acoplados magnéticamente.**

En este caso, sustituyendo el plano T-T' por una pared magnética obtenemos la frecuencia de resonancia  $f_m$ :

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L-L_m)}} > f \quad (2.6)$$

Y sustituyendo el plano por una pared eléctrica obtenemos la frecuencia de resonancia  $f_e$ :

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L+L_m)}} < f \quad (2.7)$$

Por lo tanto, a partir de las ecuaciones anteriores volvemos a obtener el coeficiente de acoplamiento, en este caso magnético  $k_m$ :

$$k_M = \frac{L_m}{L} = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} \quad (2.8)$$

No obstante, en las estructuras de resonadores acoplados que utilizaremos, intervendrán tanto acoplamientos magnéticos como eléctricos. Este factor hace necesario analizar tanto el acoplamiento eléctrico como magnético simultáneamente, tal y como estudiaremos en el siguiente apartado.

### 2.1.3. Acoplamiento mixto

Hemos analizado la relación entre las frecuencias de resonancia  $f_e$  y  $f_m$  con el acoplamiento magnético o eléctrico. No obstante, en las estructuras de resonadores que utilizaremos, intervendrán tanto acoplamientos magnéticos como eléctricos. En consecuencia, de manera análoga al procedimiento realizado en los apartados anteriores, obtendremos en esta sección la relación entre las frecuencias de resonancia y el acoplamiento mixto. La fig. 2.7 muestra el modelo de dos resonadores acoplados eléctrica y magnéticamente de forma simultánea. Los circuitos equivalentes que modelan ambos acoplos son los utilizados anteriormente.

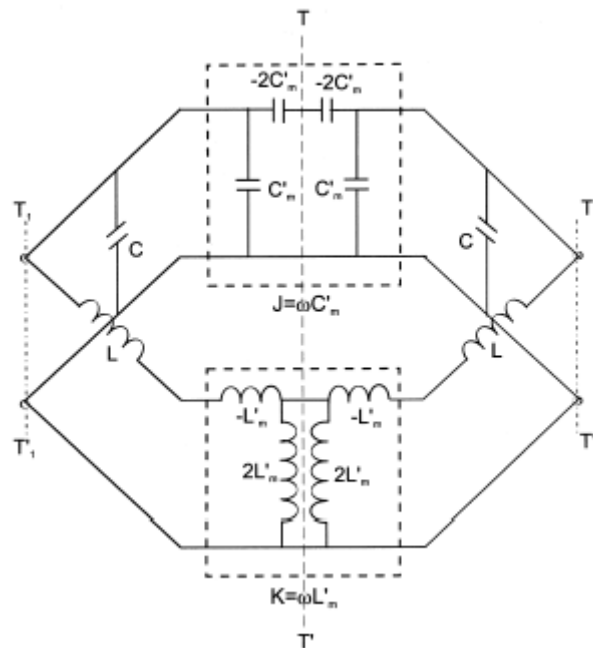
Sustituyendo el plano T-T' del circuito de la fig. 2.7, por una pared eléctrica y magnética, obtenemos las siguientes frecuencias de resonancia para el caso de acoplo mixto:

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L - L_m)(C - C_m)}} \quad (2.9)$$

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L + L_m)(C + C_m)}} \quad (2.10)$$

De las ecuaciones anteriores se obtiene el acoplamiento mixto de la expresión (2.11):

$$k_X = \frac{L_m}{L} = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{CL'_m + LC'_m}{LC + L'_m C'_m} \approx k_M + k_E \quad (2.11)$$



**Fig. 2.7 Modelo circuital equivalente de dos resonadores acoplados eléctrica y magnéticamente.**

Finalmente, cabe destacar que ambos acoplamientos pueden tender a cancelarse, provocando una disminución en el acoplamiento resultante. El signo del acoplamiento depende de la estructura del filtro, por lo que algunas estructuras pueden ser más propensas a auto-cancelarse los acoplamientos.

Por último, cabe mencionar que este procedimiento teórico sirve de muy poco si no se consigue implementarlo. Se verá en la sección 2.3 un método sistemático para que mediante estas expresiones y simulaciones electromagnéticas de Momentum se pueda calcular fácilmente el acoplamiento total. Mediante el simulador electromagnético se simulará la estructura de resonadores acoplados, obteniéndose las frecuencias de resonancia  $f_e$  y  $f_m$ , a partir de las cuales se podrá obtener una curva de acoplo en función de los parámetros físicos.

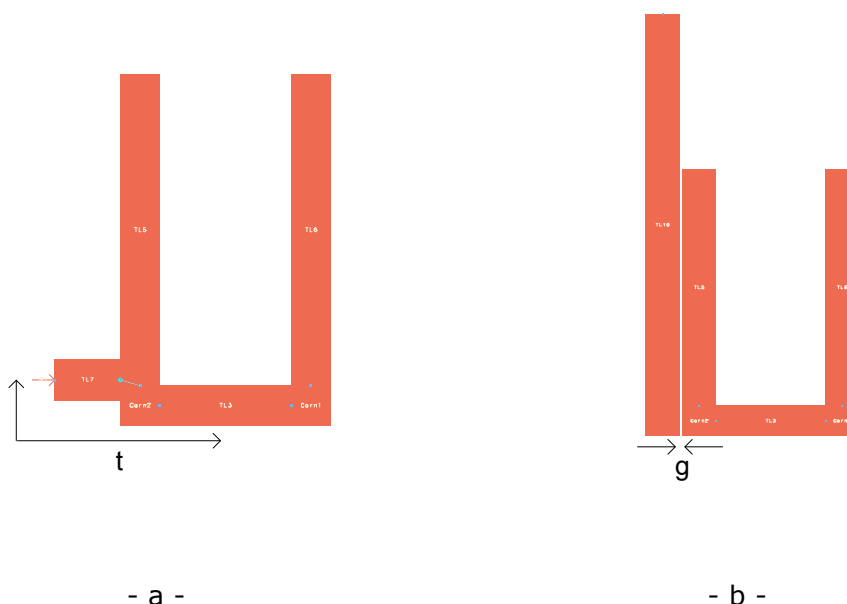


## 2.2. Teoría del factor de calidad ( $Q_e$ )

El segundo parámetro importante en el diseño de filtros planares es el factor de calidad externo,  $Q_e$ . Este parámetro básicamente depende de la línea y forma de acceso. Por este motivo dedicaremos un apartado para mostrar dos de las más habituales líneas de acceso para, posteriormente, estudiar el efecto en el factor de calidad de ambas estructuras y finalmente presentar su metodología de síntesis.

### 2.2.1. Estructuras de acoplo del acceso

La fig. 2.8 muestra dos estructuras típicas de acoplamiento entrada/salida (E/S). En el primer caso se accede insertando directamente en un punto del resonador una línea de una determinada impedancia. Sin embargo, en el segundo caso, la línea de acceso se sitúa muy cerca del resonador de manera que no llega a tocar el resonador pero sí se produce un acoplo entre el resonador y la línea de acceso.



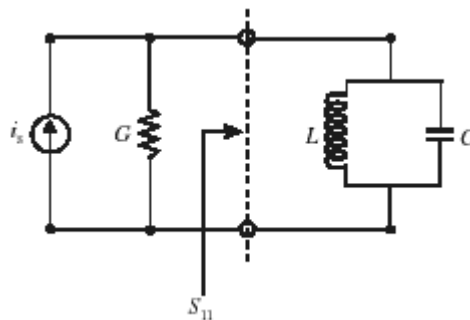
**Fig. 2.8. Dos formas posibles de acceso a los resonadores; acceso directamente por línea de transmisión (a) o acceso mediante línea acoplada (b).**

En el caso de la fig.2.8.a, el acceso al resonador es directo mediante línea de transmisión. El factor clave en este diseño es la posición de la conexión; este parámetro ( $t$ ) se define como la distancia entre la conexión y el centro del resonador, tal como se ve en la figura. Cuanto menor es la distancia, menor es el acoplamiento  $\gamma$ , por lo tanto, mayor es el factor de calidad externo. En el caso de la fig.2.8.b., el acceso es mediante línea acoplada. En este caso el parámetro de diseño más importante es la separación entre la línea de acceso y el resonador, conocido como gap ( $g$ ). Obviamente en este caso también es importante la longitud del acoplo y la anchura de la línea de acceso. De todas formas, normalmente la longitud está fijada por las dimensiones del propio resonador y es difícil de modificar, al revés del gap  $g$  y de la anchura del acceso. Cuanto menor es el gap (y también cuanto menor la anchura  $w$ ), mayor es el acoplamiento  $\gamma$ , por lo tanto, menor es el factor de calidad externo del resonador.

Una vez mostradas las estructuras típicas de acoplamiento pasaremos a estudiar el factor de calidad en ambas estructuras.

### 2.2.2. Cálculo $Q_e$

La fig. 2.9 muestra el circuito equivalente de un resonador L-C conectado a una fuente de excitación externa (que podría ser un circuito cualquiera); este circuito se utilizará para poder extraer el factor de calidad  $Q_e$ .



**Fig. 2.9 Circuito equivalente resonador L-C conectado a una fuente de excitación externa.**

A partir del circuito de la fig.2.9, se puede obtener el parámetro  $S_{11}$  o coeficiente de reflexión a la entrada:

$$S_{11} = \frac{G - Y_{in}}{G + Y_{in}} = \frac{1 - Y_{in}/G}{1 + Y_{in}/G} \quad (2.12)$$

La admitancia de entrada  $Y_{in}$  es:

$$Y_{in} = j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = j\omega_0 C \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2.13)$$

Donde la frecuencia de resonancia es:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.14)$$

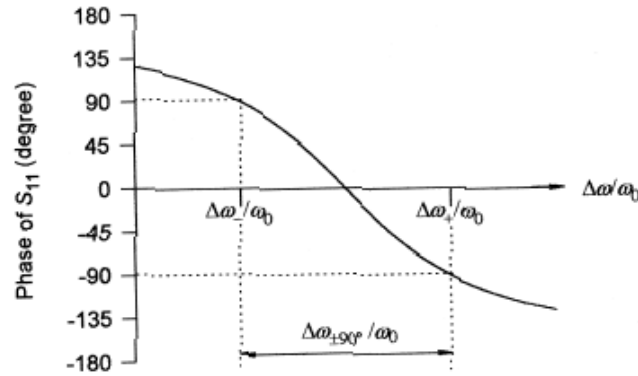
Considerando las frecuencias próximas a la frecuencia de resonancia, la ecuación (2.13) se puede aproximar obteniendo el resultado mostrado en la expresión (2.15).

$$Y_{in} = j\omega_0 C \left( \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right) \quad (2.15)$$

Finalmente, sustituyendo la ec. (2.15) en (2.12) obtenemos la siguiente expresión:

$$S_{11} = \frac{1 - jQ_e(2\Delta\omega/\omega_0)}{1 + jQ_e(2\Delta\omega/\omega_0)} \quad (2.16)$$

En este desarrollo asumimos que el resonador no tiene pérdidas,  $|S_{11}|=1$ . Sin embargo, la respuesta de la fase cambia dependiendo de la frecuencia, tal y como muestra la fig.2.10.



**Fig. 2.10. Respuesta de fase de  $S_{11}$  para el circuito de la fig. 2.9**

Cuando la fase es  $\pm 90^\circ$ , obtenemos el valor de  $\Delta\omega$  a partir de la siguiente expresión:

$$2Q_e \frac{\Delta\omega_{\mp}}{\omega_0} = \mp 1 \quad (2.17)$$

Por lo tanto, el ancho de banda es:

$$\Delta\omega_{\pm 90^\circ} = \Delta\omega_+ - \Delta\omega_- = \frac{\omega_0}{Q_e} \quad (2.18)$$

Finalmente, obtenemos el factor de calidad en la expresión (2.19):

$$Q_e = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{\pm 90^\circ}} \quad (2.19)$$

No obstante, debe tenerse en cuenta que el circuito equivalente de la fig.2.9 es un modelo teórico, y normalmente no es idéntico al circuito que se implemente y se simule electromagnéticamente, por lo que la fase no sería exactamente cero en la frecuencia de resonancia. En este caso,  $\Delta\omega_{\mp 90}$  se debe determinar a partir de las fases  $\pm 90^\circ$  con respecto a la fase en la frecuencia de resonancia  $\omega_0$ .

Finalmente, como alternativa al método expuesto, el factor de calidad también puede ser extraído a partir del retardo de grupo de  $S_{11}$  a la frecuencia de resonancia. A continuación pasamos a analizar cómo obtener dicho  $Q_e$  a partir del retardo de grupo.

La fase de  $S_{11}$  es:

$$\phi = \tan^{-1}\left(\frac{2Q_e\Delta\omega}{\omega_0}\right) \quad (2.20)$$

Por otro lado,  $S_{11}$  puede escribirse de la siguiente manera:

$$S_{11} = e^{-j2\phi} \quad (2.21)$$

Finalmente, el retardo de grupo es:

$$\tau_{s_{11}}(\omega) = -\frac{\partial(-2\phi)}{\partial\omega} = \frac{4Q_e}{\omega_0} \cdot \frac{1}{1+(2Q_e\Delta\omega/\omega_0)^2} \quad (2.22)$$

Teniendo en cuenta que  $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ , observamos que el retardo de grupo es máximo en la frecuencia de resonancia:

$$\tau_{s_{11}}(\omega) = \frac{4Q_e}{\omega_0} \Rightarrow Q_e = \frac{\omega_0 \cdot \tau_{s_{11}}(\omega)}{4} \quad (2.23)$$

De la misma manera que en el caso anterior, el  $S_{11}$  de la estructura a sintetizar normalmente no coincidirá con el circuito equivalente de la fig. 2.9. Sin embargo, cabe destacar, que la frecuencia de resonancia  $\omega_0$  puede ser determinada a partir del retardo de grupo en su punto máximo.

## 2.3. Implementación de la metodología de síntesis de M y $Q_e$ mediante Momentum. Aplicación caso real

El propósito de este apartado es mostrar con un ejemplo práctico cómo extraer el coeficiente de calidad  $Q_e$  y el acoplo M diseñando un filtro paso banda con topología *hairpin* centrado a la frecuencia de 2.5GHz con un ancho de banda (BW / FBW) del 6%.

En primer lugar se expondrá el modelo ideal de Chebyshev, posteriormente explicaremos la metodología para extraer el coeficiente de calidad  $Q_e$  y el acoplamiento M para, finalmente, diseñar el filtro con las características requeridas.

### 2.3.1. Revisión de la teoría clásica de filtros

La teoría de síntesis de filtros clásica está extensamente desarrollada [1,2]; está basada en la utilización de elementos discretos como bobinas y condensadores para modelar resonadores con un determinado comportamiento frecuencial que nos permita implementar filtros con características controlables como la frecuencia central, el ancho de banda, el rizado, etc. [3].

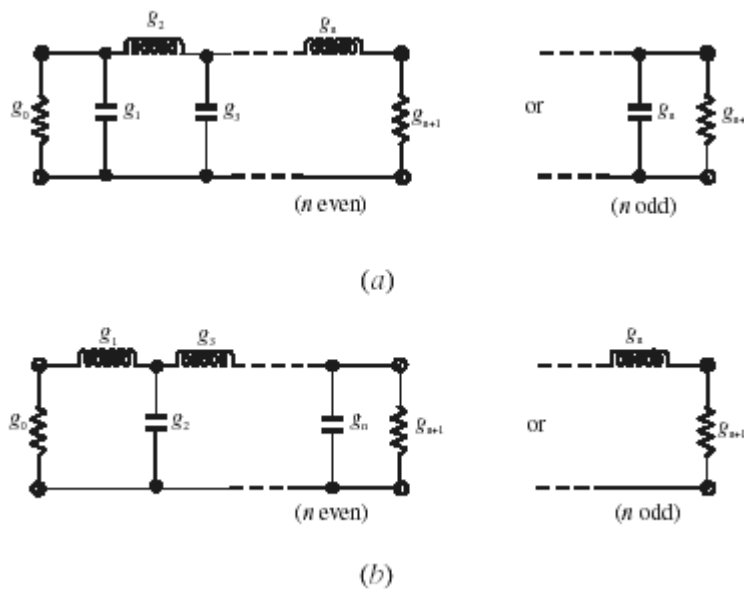
El punto inicial de partida está en la implementación del prototipo de filtro paso bajo que responde a aproximaciones estándar (Butterworth, Chebyshev, etc.) utilizando una de las dos configuraciones que aparecen en la fig. 2.11. Estos prototipos los utilizaremos como base para diseñar nuestro filtro paso banda.

Los valores que toman las capacidades e inducciones de los prototipos propuestos están tabulados en función del orden y del tipo de respuesta que se quiera implementar y, normalmente, estos valores tabulados se exponen normalizados en frecuencia e impedancia. A modo de ejemplo en la fig.2.12 se expone la tabla con los valores de los elementos ( $g_i$ ) del prototipo paso-bajo Chebyshev, para un rizado de la banda de paso de 0.01dB, 0.04321dB y 0.1dB, en función del orden del filtro  $n$ .

Con el fin de obtener el filtro paso banda a partir del prototipo paso bajo, es necesario aplicar una transformación. Un elemento inductivo  $g_i$  en el prototipo paso bajo se transformará en un circuito LC serie, como muestra la fig. 2.13, con los siguientes valores de inductancia  $L_s$  y capacidad  $C_s$  (siendo  $Z_0$  la impedancia característica de referencia, normalmente  $50\Omega$ ):

$$L_s = \frac{g_1 \cdot Z_0}{BW \cdot \omega_0}$$

$$C_s = \frac{BW}{g_1 \cdot \omega_0 \cdot Z_0}$$
(2.24)



**Fig. 2.11. Prototipos filtros paso bajo.**

For passband ripple $L_{dr} = 0.01$ dB										
$n$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$	$g_9$	$g_{10}$
1	0.0960	1.0								
2	0.4489	0.4078	1.1008							
3	0.6292	0.9703	0.6292	1.0						
4	0.7129	1.2004	1.3213	0.6476	1.1008					
5	0.7563	1.3049	1.5773	1.3049	0.7563	1.0				
6	0.7814	1.3600	1.6897	1.5350	1.4970	0.7098	1.1008			
7	0.7970	1.3924	1.7481	1.6331	1.7481	1.3924	0.7970	1.0		
8	0.8073	1.4131	1.7825	1.6833	1.8529	1.6193	1.5555	0.7334	1.1008	
9	0.8145	1.4271	1.8044	1.7125	1.9058	1.7125	1.8044	1.4271	0.8145	1.0

For passband ripple $L_{dr} = 0.04321$ dB										
$n$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$	$g_9$	$g_{10}$
1	0.2000	1.0								
2	0.6648	0.5445	1.2210							
3	0.8516	1.1032	0.8516	1.0						
4	0.9314	1.2920	1.5775	0.7628	1.2210					
5	0.9714	1.3721	1.8014	1.3721	0.9714	1.0				
6	0.9940	1.4131	1.8933	1.5506	1.7253	0.8141	1.2210			
7	1.0080	1.4368	1.9398	1.6220	1.9398	1.4368	1.0080	1.0		
8	1.0171	1.4518	1.9667	1.6574	2.0237	1.6107	1.7726	0.8330	1.2210	
9	1.0235	1.4619	1.9837	1.6778	2.0649	1.6778	1.9837	1.4619	1.0235	1.0

For passband ripple $L_{dr} = 0.1$ dB										
$n$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$	$g_9$	$g_{10}$
1	0.3052	1.0								
2	0.8431	0.6220	1.3554							
3	1.0316	1.1474	1.0316	1.0						
4	1.1088	1.3062	1.7704	0.8181	1.3554					
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1.0				
6	1.1681	1.4040	2.0562	1.5171	1.9029	0.8618	1.3554			
7	1.1812	1.4228	2.0967	1.5734	2.0967	1.4228	1.1812	1.0		
8	1.1898	1.4346	2.1199	1.6010	2.1700	1.5641	1.9445	0.8778	1.3554	
9	1.1957	1.4426	2.1346	1.6167	2.2054	1.6167	2.1346	1.4426	1.1957	1.0

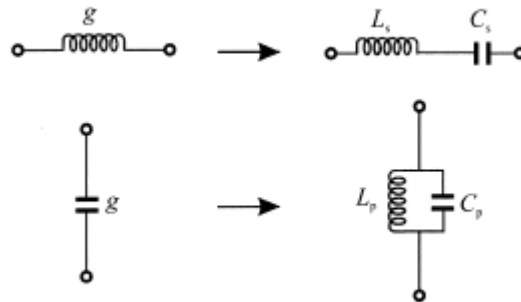
**Fig. 2.12. Tabla elementos  $g_i$  del prototipo paso bajo Chebyshev para un rizado en la banda de paso de 0.01dB, 0.04321dB y 0.1dB**

Por otro lado, un elemento capacitivo  $g_i$  en el prototipo paso bajo se transformará en un circuito LC paralelo, tal como se muestra en la fig.2.13, con los siguientes valores de inductancia  $L_p$  y capacidad  $C_p$ :

$$L_p = \frac{BW \cdot Z_0}{g_2 \cdot \omega_0} \tag{2.25}$$

$$C_p = \frac{g_2}{BW \cdot \omega_0 \cdot Z_0}$$





**Fig. 2.13. Transformación elementos capacitivos e inductivos del prototipo del filtro paso bajo a filtro paso banda.**

### 2.3.2. Modelo con elementos concentrados del filtro paso banda.

En este apartado diseñaremos un filtro de Chebychev de orden 2, centrado en 2.5GHz y permitiendo un rizado en la banda de paso de 0.04321 dB.

En primer lugar simularemos un filtro de Chebychev con elementos inductivos y capacitivos a partir de los elementos del prototipo paso-bajo, en este caso de orden 2 y con rizado en la banda de paso de 0.04321dB. Los coeficientes de Chebychev extraídos en la tabla de la fig.2.12 [1] son los siguientes:

$$g_0=1$$

$$g_1=0.6648$$

$$g_2=0.5445$$

$$g_3=1.221$$

Aplicando las funciones de transformación paso-bajo a paso-banda, expuestas en las expresiones (2.24) y (2.25), obtenemos los valores de los elementos inductivos y capacitivos del filtro requerido:

$$L_s = \frac{g_1 \cdot Z_0}{BW \cdot \omega_0} \Rightarrow L_1 = 35.2687nH$$

$$C_s = \frac{BW}{g_1 \cdot \omega_0 \cdot Z_0} \Rightarrow C_1 = 0.114913pF$$

$$L_p = \frac{BW \cdot Z_0}{g_2 \cdot \omega_0} \Rightarrow L_2 = 0.350755nH$$

$$C_p = \frac{g_2}{BW \cdot \omega_0 \cdot Z_0} \Rightarrow C_2 = 11.5546pF$$

$$Z = g_3 \cdot Z_0 \Rightarrow Z = 61.05\Omega$$

Finalmente, la fig. 2.14 muestra el circuito resultante implementado con ADS. En la fig. 2.15 se muestra el resultado de su simulación (módulos de  $S_{11}$  y  $S_{21}$ ). Observamos como, efectivamente, el filtro está diseñado centrado a la frecuencia de 2.5GHz y con los parámetros de rizado y ancho de banda requeridos.

Una vez obtenido el resultado teórico del modelo circuital, pasaremos a diseñar el filtro mediante resonadores acoplados en topología *hairpin*. En primer lugar, de acuerdo con la teoría de filtros *hairpin* desarrollada [1], los factores de calidad externa y el acoplo entre resonadores se pueden calcular mediante las siguientes fórmulas:

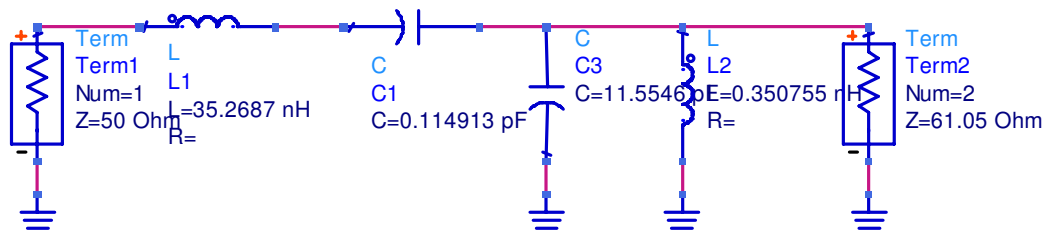
$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{FBW} \quad (2.26)$$

$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad (2.27)$$

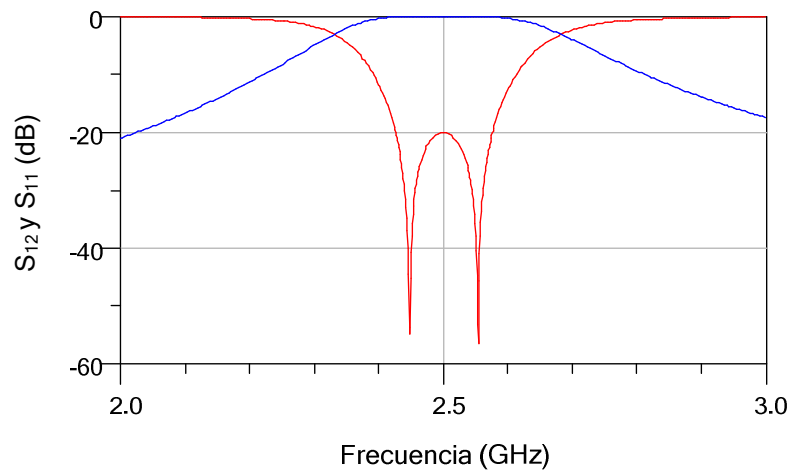
Para nuestro caso, teniendo en cuenta los coeficientes de Chebychev para un filtro de orden 2, los factores de calidad externa y acoplo son:

$$Q_{e1} = Q_{e2} = 11.08$$

$$M_{12} = M = 0.0997$$



**Fig. 2.14. Circuito filtro paso banda a partir de la transformación del prototipo filtro paso bajo de Chebyshev.**

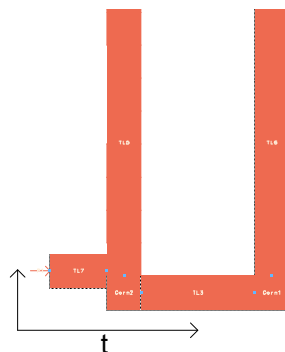


**Fig. 2.15. Resultado de la simulación ADS del filtro paso banda de la fig. 2.14 ( $S_{12}$  y  $S_{11}$ )**

Finalmente, una vez calculado el coeficiente externo y el acoplamiento que se debe obtener para el cumplimiento de las especificaciones del filtro son 11.08 y 0.0997, respectivamente, pasamos a extraer estos parámetros a partir de la teoría expuesta en las secciones 2.1-2.2 y mediante el simulador electromagnético ADS/Momentum.

### 2.3.3. Metodología de cálculo coeficiente de calidad $Q_e$

El factor de calidad externo viene determinado por la distancia  $t$ , a la que se encuentra la línea de acceso respecto el centro del resonador. Para encontrar el valor de  $t$  con el que se obtiene la  $Q_e=11.08$  requerida iremos desplazando la posición de la línea de acceso. Para cada desplazamiento realizaremos la simulación EM y encontraremos la  $Q_e$  obtenida para dicha distancia  $t$  a partir de la expresión 2.19. Repitiendo las simulaciones para diferentes distancias obtendremos una gráfica a partir de la cual determinaremos la distancia  $t$  a la que se obtiene el  $Q_e$  requerido. La fig.2.16 muestra el circuito que simulamos. Comentar que se hace para el caso de acceso directo y no acoplado (que sería idéntico), ya que como se verá en el siguiente capítulo, los gaps entre el acceso y el resonador salen muy pequeños y no son fabricables con la tecnología disponible.

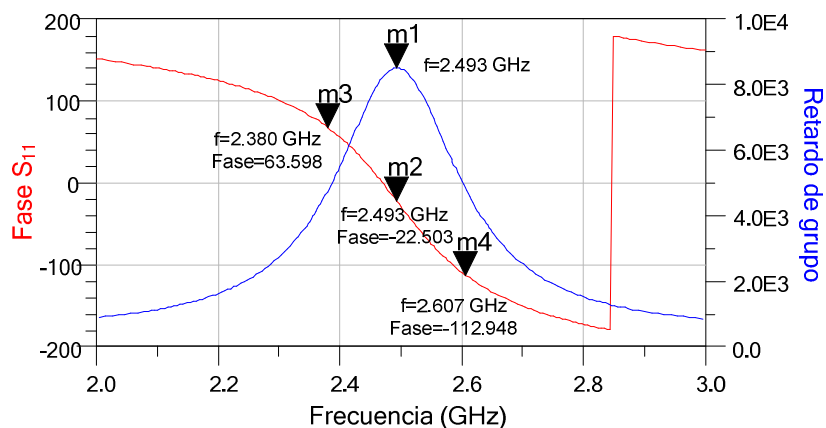


**Fig. 2.16. Layout simulado para extraer el factor de calidad  $Q_e$  requerido.**

Por ejemplo, situando el stub de acceso a una distancia de 5mm ( $t=5\text{mm}$ ) respecto el centro del resonador, obtenemos el resultado de la simulación mostrado en la fig.2.17.

En primer lugar observamos que obtenemos la gráfica de retardo de grupo, y sabemos que el máximo se produce a la frecuencia  $\omega_0$ . A continuación, mediante la fase de  $S_{11}$  nos desplazamos, respecto  $\omega_0$ ,  $\pm 90^\circ$ , y de esta manera utilizando la expresión (2.19) obtenemos el factor de calidad  $Q_e$ :

$$Q_e = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{\pm 90^\circ}} = \frac{2.493\text{GHz}}{(2.607 - 2.380)\text{GHz}} = 10.98 \quad (2.28)$$

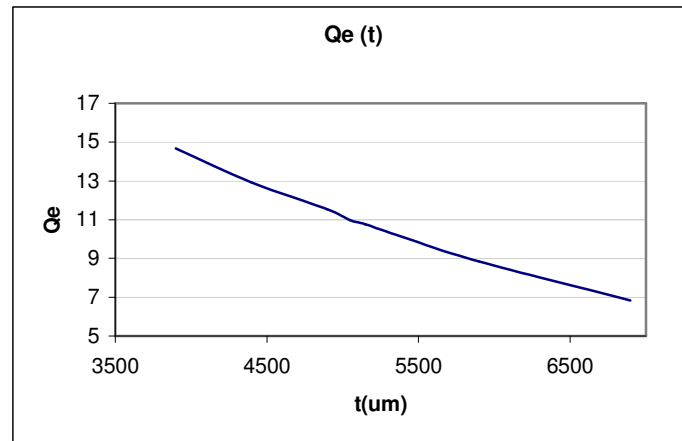


**Fig. 2.17. Fase  $S_{11}$  del layout de la fig. 2.16 para una distancia del acceso  $t$  de 5mm.**

Repitiendo este procedimiento para diferentes distancias  $t$ , obtenemos los datos mostrados en la tabla 2.1. Los resultados de esta tabla se muestran en forma de gráfica en la fig. 2.18. De los resultados obtenidos se observa que, la  $Q_e$  necesaria de 11 se alcanza para una distancia de, aproximadamente, 5mm.

$t$ (um)	$t$ (mm)	Frec central	Frec+	Frec-	$Q_e$
3897.2421	3.8972421	2.495	2.579	2.409	14.6764706
4397.2421	4.3972421	2.495	2.591	2.398	12.9274611
4897.2421	4.8972421	2.492	2.599	2.383	11.537037
5047.2421	5.0472421	2.493	2.607	2.38	10.9823789
5147.2421	5.1472421	2.495	2.612	2.38	10.7543103
5397.2421	5.3972421	2.493	2.617	2.37	10.0931174
5897.2421	5.8972421	2.486	2.622	2.341	8.84697509
6897.2421	6.8972421	2.471	2.648	2.286	6.82596685

**Tabla 2.1. Factor de calidad externo en función de la posición del acceso.**



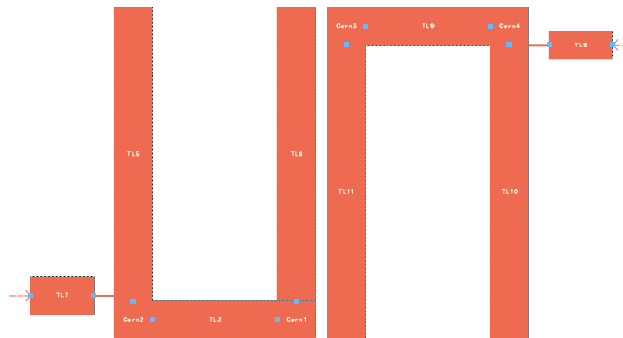
**Fig. 2.18.** Gráfica del factor de calidad externo en función de la posición del acceso (t).

### 2.3.4. Metodología de cálculo del acoplamiento M

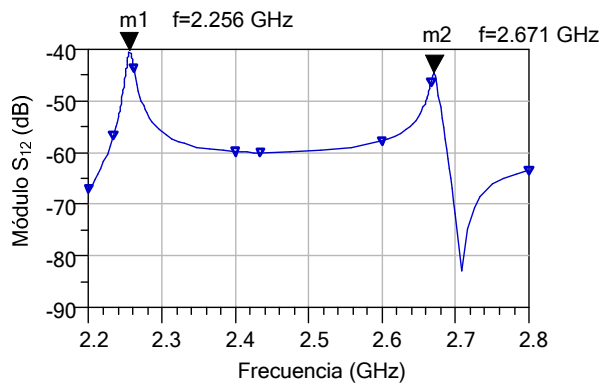
Con el fin de obtener el acoplamiento entre resonadores, obtendremos la respuesta  $S_{12}$  para diferentes distancias entre resonadores. La fig. 2.19 muestra el circuito a simular. Es importante destacar que como necesitamos una simulación en transmisión, hace falta poner dos accesos. Es esencial que estos accesos no carguen a los resonadores. Es por este motivo que los dos accesos se sitúan a una cierta distancia para que el acoplo sea absolutamente débil y no cargue externamente los resonadores. A partir de la simulación electromagnética de esta estructura y aplicando la expresión (2.11) se encuentra el acoplamiento entre resonadores.

Para mostrar un ejemplo de este caso, en la fig. 2.20 se muestra la simulación obtenida con un gap entre resonadores de  $100\mu\text{m}$ . Los valores de los dos picos que se obtienen corresponden a  $f_e$  y  $f_m$  según la teoría desarrollada, por lo que podemos extraer el valor del acoplamiento fácilmente a partir de (2.29).

$$M = k_x = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} \quad (2.29)$$



**Fig. 2.19. Layout para extraer el acoplamiento M entre los dos resonadores.**

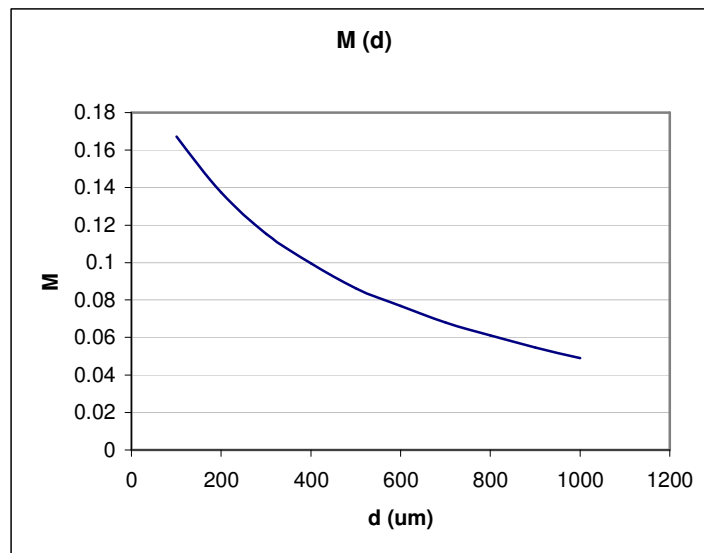


**Fig. 2.20. Módulo S<sub>12</sub> del circuito de la fig. 2.19.**

Repitiendo las simulaciones variando la distancia entre resonadores, se obtienen los resultados que se muestran en la tabla 2.2. Los resultados de esta tabla se muestran en forma de gráfica en la fig. 2.21. De los resultados obtenidos se observa que el acoplamiento teórico de 0.0997 se obtiene para una distancia entre resonadores de unos 400µm.

gap (um)	fp1	fp2	M
100	2.256	2.671	0.16727277
200	2.305	2.647	0.13747032
300	2.335	2.622	0.11540897
400	2.359	2.607	0.0996307
500	2.378	2.593	0.0863402
600	2.389	2.58	0.07676322
700	2.401	2.57	0.06791587
800	2.411	2.563	0.06106079
900	2.419	2.555	0.05464351
1000	2.426	2.548	0.04902559

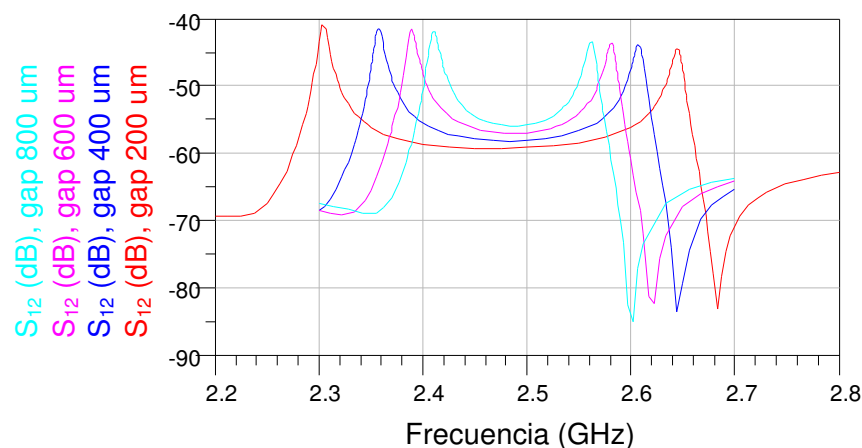
**Tabla 2.2. Acoplo entre resonadores en función de la separación.**



**Fig. 2.21. Gráfica del acoplo entre resonadores en función de la separación.**

Finalmente, para mostrar mejor el proceso de diseño del acoplo M entre dos resonadores, en la fig. 2.22 se muestran los resultados superpuestos de las simulaciones para diferentes valores de gaps, donde se puede observar que, a medida que los resonadores se van separando, las frecuencias  $f_m$  y  $f_e$  se acercan entre ellas; esto debe interpretarse como que al alejarse el acoplo es menor, las dos frecuencias tienden a acercarse.





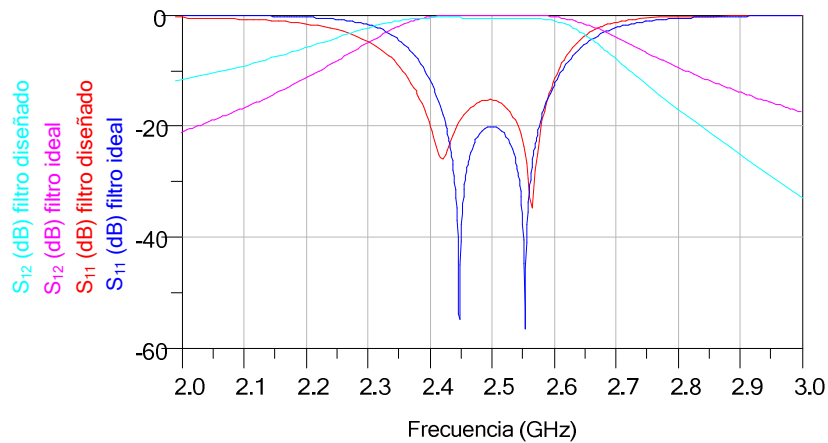
**Fig. 2.22. Resultado  $S_{12}$  para gaps de 200, 400, 600 y 800  $\mu\text{m}$ .**

### 2.3.5. Diseño filtro resultante

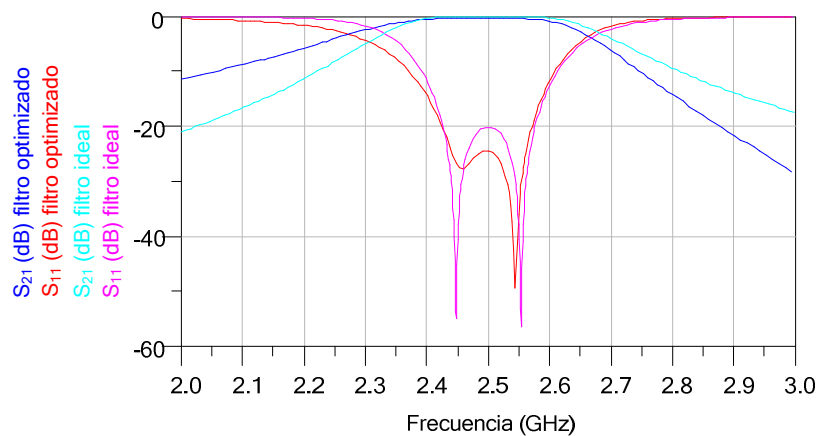
Gracias a los resultados obtenidos en los puntos 2.3.3 y 2.3.4, se ha determinado que la  $t$  es de 5mm y la distancia entre resonadores de 400 $\mu\text{m}$ . Partiendo de estos valores, podemos proceder a dibujar el layout del filtro *hairpin* resultante y su posterior simulación electromagnética. La fig. 2.23 muestra una comparativa entre la simulación del filtro real obtenido y el filtro ideal, es decir, considerando el circuito con elementos inductivos y capacitivos.

De los resultados obtenidos observamos cómo el filtro diseñado se ajusta bastante bien al diseño ideal. Sin embargo, con el fin de mejorar el filtro diseñado podemos realizar un último paso: optimización. En la fase de optimización realizamos varias simulaciones electromagnéticas variando ligeramente el gap entre resonadores así como la distancia  $t$  de la línea de acceso hasta obtener una respuesta frecuencial que se ajuste al máximo a la respuesta ideal.

Realizando múltiples simulaciones llegamos a la conclusión que, como es de esperar, a medida que acercamos los resonadores la adaptación es mayor. Por otro lado, a medida que la distancia  $t$  aumenta, el coeficiente de calidad  $Q_e$  disminuye. La fig. 2.24 muestra los resultados obtenidos después de la optimización.



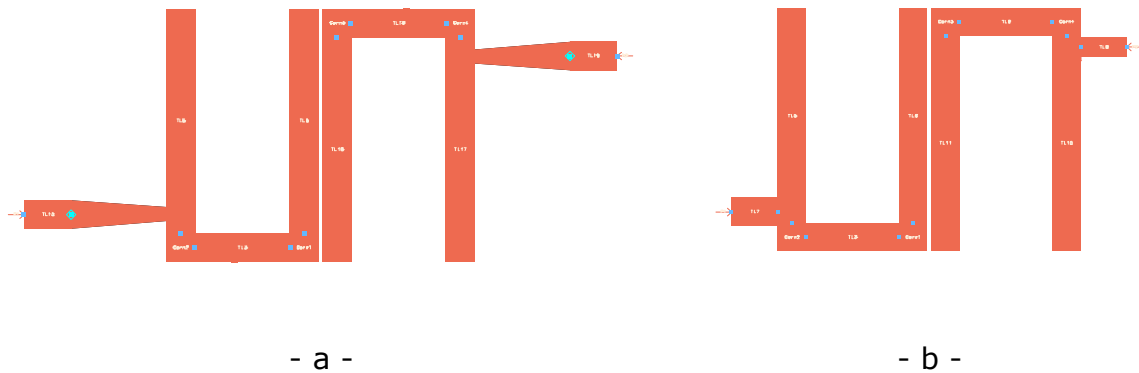
**Fig. 2.23. Comparación  $S_{12}$  y  $S_{11}$  para el filtro *hairpin* y filtro ideal (fig. 2.14).**



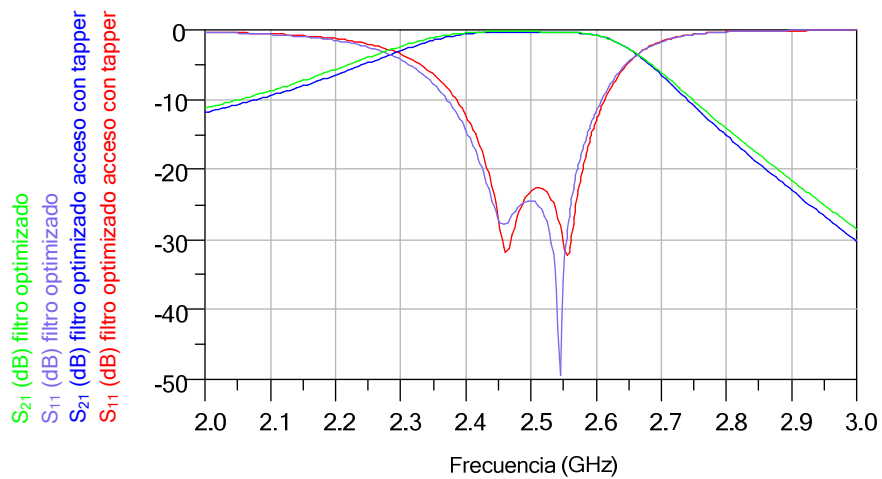
**Fig. 2.24. Comparación  $S_{12}$  y  $S_{11}$  para el filtro *hairpin* optimizado y filtro ideal (fig. 2.14).**

Por último, realizamos la simulación accediendo al resonador por medio de un *taper* (fig. 2.25.a), en lugar de línea de transmisión de impedancia constante (fig. 2.25.b). Esto nos permite acceder con más precisión al punto de acceso, ya que hemos comprobado que éste es un parámetro importante. Como se muestra en la fig. 2.26 se obtiene una respuesta más simétrica y se diferencian perfectamente los dos picos correspondientes a la adaptación de un filtro de segundo orden en la banda de paso, pareciéndose

aún más a la respuesta ideal. Por lo tanto, del resultado obtenido se desprende que es mejor acceder a través de un *taper*, y que la línea de transmisión que hace contacto con el resonador sea más estrecha que la impedancia característica  $Z_0$ .



**Fig. 2.25** Filtro *hairpin* accediendo mediante *taper* (a) y mediante línea de transmisión de impedancia constante (b).



**Fig. 2.26.** Comparación filtro *hairpin* optimizado accediendo con *taper* o con línea de transmisión de impedancia constante.

## 2.4. Conclusiones metodología diseño de filtros.

En este capítulo se ha introducido la teoría general de acoplamiento entre resonadores. En primer lugar se ha expuesto la ecuación general para calcular el acoplamiento, no obstante, ante la alta complejidad y, en muchos casos, la imposibilidad de resolver la ecuación, se ha pasado a mostrar una teoría alternativa para resolver el factor de calidad y acoplo fácilmente. Se ha introducido una metodología sistemática basada en simulaciones de Momentum más la teoría expuesta que permite la síntesis de filtros planares basados en resonadores acoplados.

A continuación, aplicando la metodología expuesta que relaciona el análisis teórico del acoplo y el factor de calidad externo con los parámetros físicos del filtro, se ha encontrado una distancia  $t$  para el acceso y un gap  $g$  entre resonadores que se puede obtener fácilmente mediante la simulación electromagnética con Momentum. Se ha comprobado la fiabilidad del método propuesto, ya que se ha obtenido una respuesta muy cercana a la del filtro ideal para un caso práctico de un filtro con topología *hairpin* de orden 2.

Finalmente, realizando diferentes variaciones de  $t$  y  $g$  hemos optimizado el filtro para obtener una mejor respuesta en la banda de paso. También se ha demostrado importante que el acceso sea delgado de forma a optimizar el punto de acceso. Por lo tanto, en vista de los resultados obtenidos queda comprobado la metodología propuesta para el diseño de filtros paso banda.

## 2.5. Referencias

- [1] Jia-Sheng Hong and M.J. Lancaster, "Microstrip filters for RF/Microwave Applications," John Wiley & Sons, 2001
- [2] David M. Pozar, "Microwave Engineering", John Wiley & Sons, 1998
- [3] Jordi Bonache Albacete, "Filtros de microondas basados en metamateriales y en resonadores concentrados", Tesis doctoral, Universitat Autònoma de Barcelona.

# **CAPÍTULO 3. DISEÑO DE FILTRO DE BANDA DUAL CON TOPOLOGÍA *HAIRPIN***

## **3.1. Introducción**

Los filtros paso banda diseñados para operar en una única banda, únicamente tienen la banda de paso alrededor de la frecuencia central diseñada; un ejemplo es el filtro propuesto en el capítulo 2. Este tipo de filtros se los conoce como monobanda. Sin embargo, cuando realizamos filtros mediante líneas (o resonadores) acopladas, como el comportamiento de las líneas de transmisión es periódico, es decir, repite su respuesta cada múltiple entero de la frecuencia de resonancia, este comportamiento mediante un diseño adecuado se puede extender al comportamiento del filtro. Esta propiedad provoca que, si tenemos una banda de paso centrada en la frecuencia  $f_0$ , tendremos otras bandas a las frecuencias múltiples enteras de la resonancia. De todas formas, este comportamiento ideal, viene limitado por las pérdidas del circuito, con lo cual no se puede diseñar estructuras que funcionen correctamente para  $N$  armónicos, pero sí que funcionen correctamente como mínimo a la fundamental y primera resonancia armónica, como es el caso de las estructuras de banda dual, o, en este caso, los filtros de banda dual.

En este capítulo aprovecharemos la propiedad de periodicidad de este tipo de filtros basados en resonadores acoplados, para diseñar un filtro dual que servirá de base para los diseños en los siguientes capítulos. El objetivo será

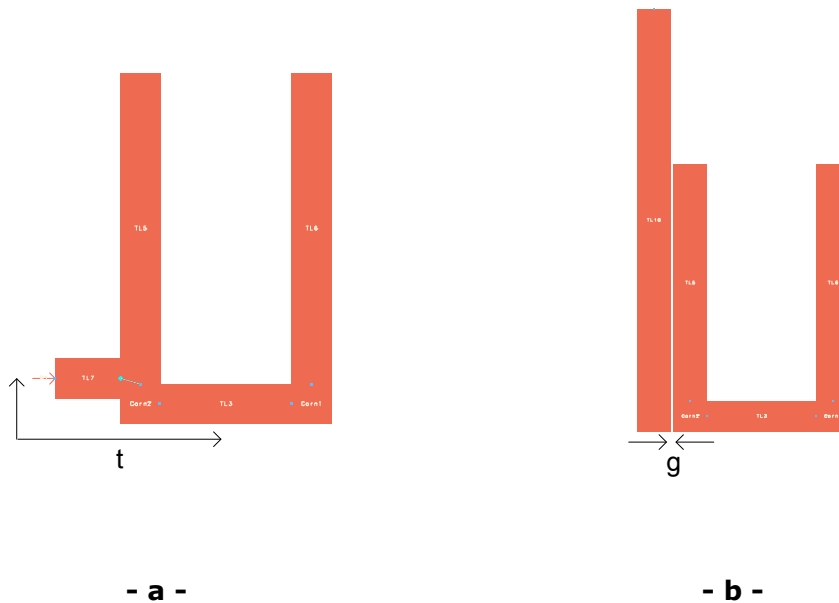
obtener un filtro optimizado con buenas respuestas en ambas bandas. El objetivo final es diseñar un filtro de banda dual mediante resonadores acoplados, basado en topología *hairpin* (o similares), aplicando la teoría desarrollada en el capítulo 2 con variaciones en la etapa final de optimización para adecuar la respuesta en ambas bandas, y utilizando la topología más apropiada para nuestro caso. Para este último objetivo, en primer lugar analizaremos algunas de las diferentes estructuras que podemos utilizar para realizar el filtro y haremos una comparativa entre las estructuras estudiadas. El filtro a diseñar tiene los parámetros que se enumeran a continuación. La primera banda centrada a 2.5 GHz, la segunda a 5 GHz. Los parámetros del prototipo paso bajo de partida (para un ancho de banda del 6% y un rizado 0.04 dB) son los siguientes:  $g_0=1$ ,  $g_1=0.6648$ ,  $g_2=0.5445$  y  $g_3=1.221$ . Los parámetros del prototipo paso banda son  $Q_e=11.08$  y  $M=0.0997$ .

## 3.2. Obtención del factor de calidad $Q_e$

La primera opción de diseño es si hacer un acceso directo o mediante línea acoplada, ya que sabemos que el factor de calidad viene determinado principalmente por el acceso a los resonadores. En el apartado 2.2.1 se expusieron dos maneras diferentes para acceder: *tapped line* y *coupled line*, que se muestran en la fig. 3.1. El objetivo de este apartado es mostrar la comparación entre ambas estructuras obteniendo las curvas del factor de calidad externo.

### 3.2.1. Tapped line

El acceso *tapped-line* es el que se muestra en la fig. 3.1.a. Tal como se ha comentado en la sección 2.2, el factor de calidad externo depende, en este caso, de la distancia  $t$  a la que se sitúe la línea de acceso respecto el centro del resonador.

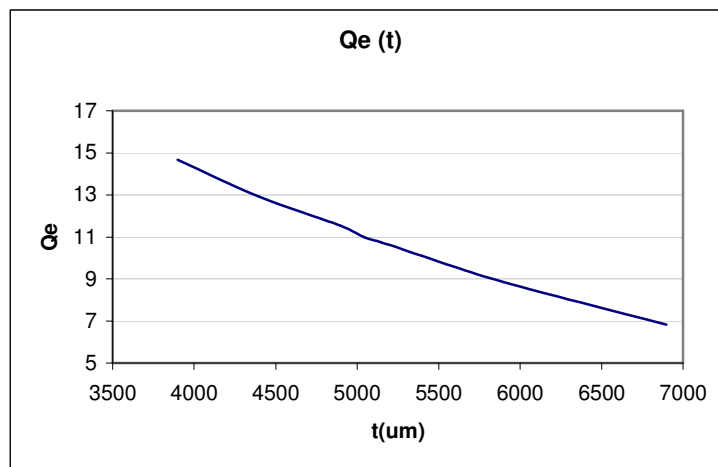


**Fig. 3.1. Acceso a los resonadores directamente por línea de transmisión (a) o acceso mediante línea acoplada (b).**

Siguiendo el procedimiento mostrado en el apartado 2.3.3 obtenemos los resultados expuestos en la tabla 3.1. En la gráfica de la fig. 3.2 se muestran los resultados de la tabla, donde se ve la evolución del factor de calidad externo en función de la distancia  $t$ . Se observa cómo al aumentar  $t$  el factor de calidad disminuye y, para obtener un factor de calidad de 11 la distancia a la que debemos situar el acceso es  $a$ , aproximadamente, 5mm.

$t$ (um)	$t$ (mm)	Frec central	Frec+	Frec-	Qe
3897.2421	3.8972421	2.495	2.579	2.409	14.6764706
4397.2421	4.3972421	2.495	2.591	2.398	12.9274611
4897.2421	4.8972421	2.492	2.599	2.383	11.537037
5047.2421	5.0472421	2.493	2.607	2.38	10.9823789
5147.2421	5.1472421	2.495	2.612	2.38	10.7543103
5397.2421	5.3972421	2.493	2.617	2.37	10.0931174
5897.2421	5.8972421	2.486	2.622	2.341	8.84697509
6897.2421	6.8972421	2.471	2.648	2.286	6.82596685

**Tabla 3.1. Factor de calidad externo en función de la distancia  $t$ .**



**Fig. 3.2. Gráfica factor de calidad externo en función de la distancia t.**

### 3.2.2. Coupled line

En el caso del *coupled line* (ver 3.1.b), el factor de calidad vendrá determinado por la separación entre la línea de acceso y el resonador (sabemos que también depende de la longitud del acoplo, pero este viene determinado por el tamaño del resonador y no lo consideraremos, e idénticamente la anchura de la línea de acceso). Siguiendo el mismo procedimiento indicado en el punto 2.3.3, es fácil notar que necesitamos *gaps* extremadamente pequeños para conseguir el factor de calidad requerido, tal y como se deduce de los valores obtenidos mediante simulaciones electromagnéticas y mostrados en la tabla 3.2.

Gap	Frec central	Frec+	Frec-	Qe
100	2.46	2.513	2.408	23.4285714
10	2.415	2.508	2.323	13.0540541
7	2.368	2.495	2.24	9.28627451

**Tabla 3.2. Factor de calidad externo en función del gap g.**

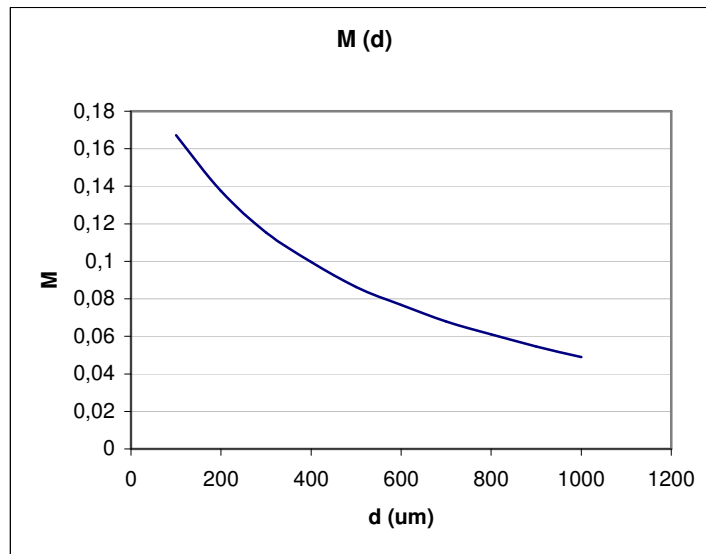
En nuestro caso resulta inviable utilizar *coupled line*, ya que el *gap* necesario para conseguir el factor de calidad externo deseado es inferior a 10µm, lo que provoca que no sea fácilmente fabricable. Por último, comentar que se ha intentado sin éxito aumentar este *gap* haciendo el acceso más estrecho, pero la mejora es muy pequeña, haciendo totalmente





<b>gap (um)</b>	<b>fp1</b>	<b>fp2</b>	<b>M</b>
100	2.256	2.671	0.16727277
200	2.305	2.647	0.13747032
300	2.335	2.622	0.11540897
<b>400</b>	<b>2.359</b>	<b>2.607</b>	<b>0.0996307</b>
500	2.378	2.593	0.0863402
600	2.389	2.58	0.07676322
700	2.401	2.57	0.06791587
800	2.411	2.563	0.06106079
900	2.419	2.555	0.05464351
1000	2.426	2.548	0.04902559

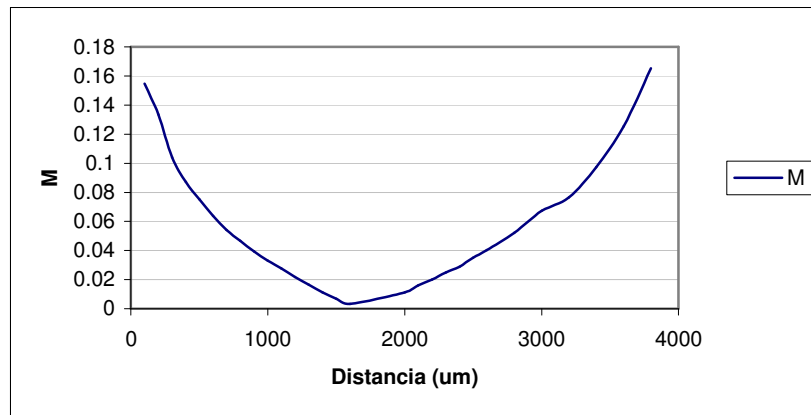
**Tabla 3.3. Acoplamiento en función del gap.**



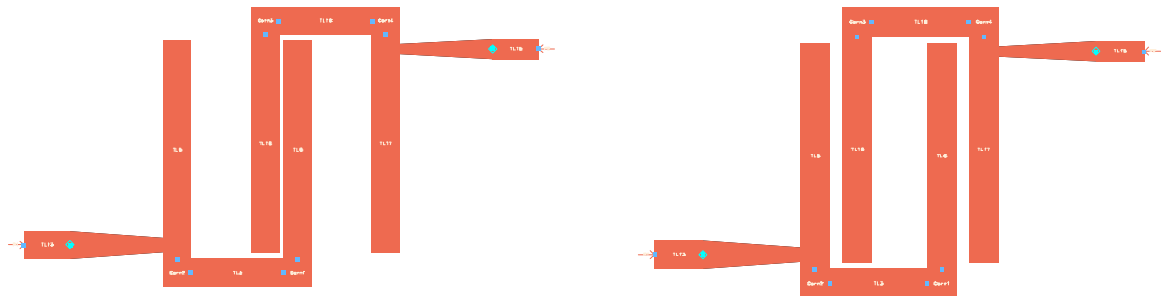
**Fig. 3.4. Gráfica de acoplamiento en función del gap.**

### 3.3.2. Caso b

La fig. 3.5 muestra los resultados de acoplamiento obtenidos para el segundo caso analizado (la topología mostrada en la fig. 3.3.b). Para este caso, obtenemos dos diferentes soluciones: *gap* de 300  $\mu m$  o 3400  $\mu m$ . La fig. 3.6 muestra las dos posiciones de los resonadores para las dos soluciones. Ambos *gaps* son perfectamente asumibles con la tecnología de fabricación disponible.



**Fig. 3.5. Acoplamiento en función el *gap*.**



**Fig. 3.6. Posiciones de los resonadores para las dos soluciones posibles de la fig. 3.5.**

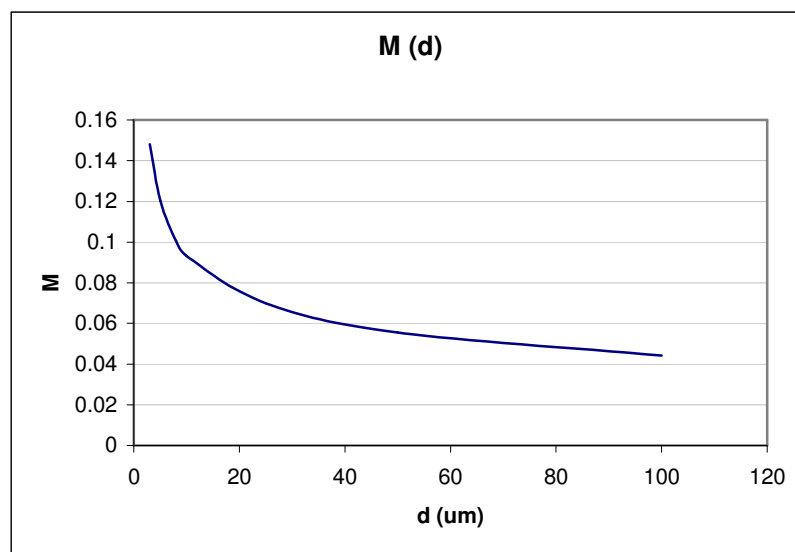
### 3.3.3. Caso c

Finalmente, al analizar el acoplamiento para resonadores situados en la misma orientación, se obtienen los datos mostrados en la tabla 3.4. y fig. 3.7. Se observa un acoplamiento mucho menor que en los dos casos anteriores, de tal modo que, para conseguir los 0.0997 de acoplamiento los resonadores únicamente se pueden separar 8 μm. Por lo tanto, en este caso resulta inviable utilizar esta estructura, por la imposibilidad de fabricación.

Por último, comentar que el bajo acoplamiento en este tipo de estructura indica que los acoplamientos magnéticos y eléctricos tienden a cancelarse. Esta cancelación provoca que la distancia entre resonadores sea muy inferior a las estructuras anteriores.

gap (um)	fp1	fp2	M
3	2.171	2.52	0.14797651
5	2.233	2.52	0.12032711
<b>8</b>	<b>2.278</b>	<b>2.52</b>	<b>0.10061939</b>
10	2.295	2.52	0.09325431
25	2.35	2.52	0.06973023
50	2.382	2.518	0.05546747
100	2.41	2.519	0.04420642

**Tabla 3.4. Acoplamiento en función del gap.**



**Fig. 3.7. Gráfica de acoplamiento en función del gap**

### 3.3.4. Conclusiones

De los resultados del acoplamiento de las tres estructuras estudiadas, podemos rechazar la tercera opción (caso c) ya que es inviable por la imposibilidad de implementar los *gaps* entre líneas. Tanto la opción a) como la b) son viables. Por último, comentar que la segunda opción (b) sería

interesante de implementar respecto la primera, ya que miniaturizaríamos más las dimensiones del filtro, lo que llevaría a un ahorro tanto de coste como de tamaño, aunque por otro lado es una estructura más difícil de aplicar para filtros de orden mayor (nótese también que aquí hay un doble acoplamiento más difícil de optimizar electromagnéticamente). En el siguiente apartado diseñaremos el filtro utilizando las estructuras a y b.

## 3.4. Simulación y medidas filtro orden 2

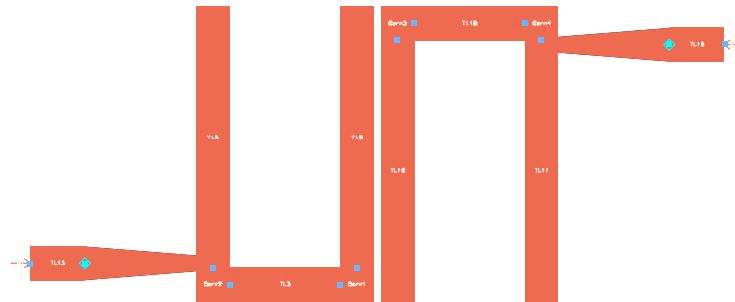
A partir de los resultados del capítulo 2 y especialmente de las secciones anteriores de este capítulo, se procede a mostrar el diseño de dos filtros de banda dual que se han realizado. Las topologías realizadas corresponden a la mostrada en la sección 3.3.1 (caso a) y en la sección 3.3.2 (caso b). El acceso a ambos filtros es directo mediante *tapped line* (con un *taper* para tener un acceso en la ubicación óptima).

### 3.4.1. Caso a

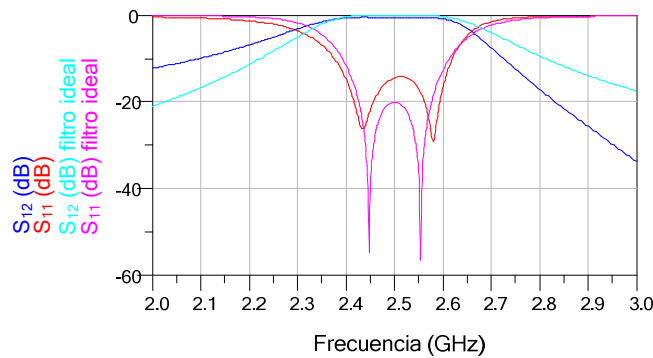
Una vez obtenidos los valores de diseño  $t$  y  $g$  (ver 3.3.1) pasamos a realizar el layout y simular el filtro. La fig. 3.8 muestra el layout del filtro y en la fig. 3.9 se compara la simulación electromagnética del filtro con el filtro ideal, es decir, con elementos inductivos y capacitivos.

Llegados a este punto cabe notar que, al trabajar con un filtro de orden 2, la impedancia de los dos puertos no es la misma (ya que el elemento  $g_4$  del prototipo paso-bajo no es 1). Hasta el momento se ha trabajado con una impedancia de  $50\Omega$  en el puerto 1 y de  $61\Omega$  en el puerto 2. El paso final es trabajar con impedancias de  $50\Omega$  en ambos puertos, lo que requiere un último paso de simulación y optimización. En consecuencia, en los futuros diseños ya siempre se partirá de impedancia idéntica en ambos puertos de  $50\Omega$ , realizándose la adaptación de  $61$  a  $50\Omega$  mediante el proceso de optimización (especialmente con el *taper* que conecta el puerto 2 con el filtro).

Este filtro se comporta de forma correcta en la banda de paso centrada a 2.5 GHz, tal como se demostró en el capítulo 2, ya que se ha seguido un método de síntesis para filtros monobanda. A partir de este resultado, y basándonos en el comportamiento periódico de los resonadores y por lo tanto, de los circuitos basados en resonadores, como es el caso de los filtros, se propone optimizar el layout obtenido para que tenga un buen comportamiento en banda dual. La primera banda seguirá centrada en 2.5 GHz, mientras que la segunda estará centrada en 5 GHz.



**Fig. 3.8.** Layout del caso a, para *gap* de 400um y  $t=5047 \mu\text{m}$ .



**Fig. 3.9.** Comparación entre la simulación del layout de la fig. 3.8 y el filtro ideal.

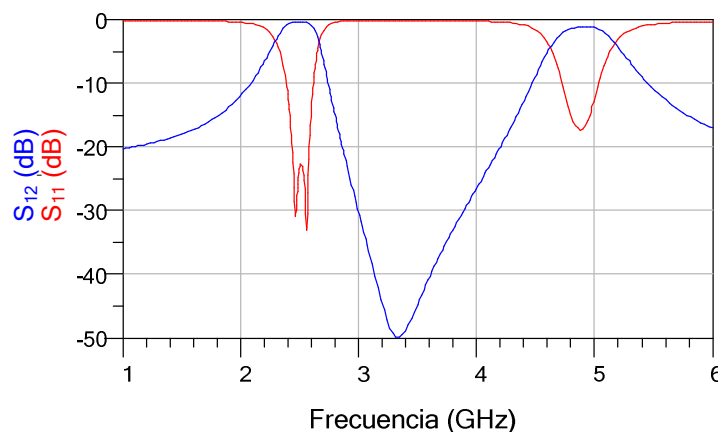
El proceso para pasar del filtro monobanda a banda dual está basado en simulación electromagnética. No era objetivo de este proyecto desarrollar un método de síntesis de filtros de banda dual, ya que el interés se centraba en demostrar que este tipo de filtros pueden ser sintonizados en frecuencia. Entonces, en una primera fase obtenemos los resultados con los parámetros  $Q_e$  y  $M$  encontrados a partir de la metodología del diseño. En esta fase hemos obtenido una buena respuesta en la frecuencia de diseño, 2.5GHz (tal como se desprende de la fig. 3.8).

La necesidad de conseguir una buena respuesta en ambas bandas de paso, hace indispensable optimizar el diseño. El procedimiento para optimizar el filtro será realizar diferentes simulaciones electromagnéticas para distintas

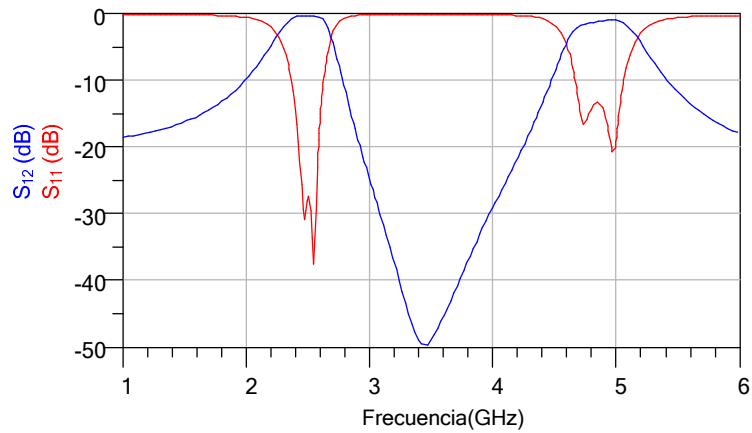
variaciones del *gap* y *t* hasta encontrar un compromiso entre las dos bandas, de manera que se obtenga una buena adaptación y pérdidas de inserción bajas en ambas bandas. Este proceso de optimización para buena respuesta en ambas bandas se ha llegado a sistematizar a partir del *know-how* obtenido en estos primeros diseños, de manera que de forma más o menos ágil se procede para cualquier estructura de una forma similar para dicha optimización con un número de simulaciones limitado y con el mínimo tiempo de diseño.

En el procedimiento de optimización se debe notar que podemos mejorar en gran medida la adaptación en la primera banda, sin embargo, si nos centramos solo en la primera banda, la adaptación de la segunda banda empeora. Por otro lado, a medida que mejoramos la segunda banda también se puede empeorar la primera banda. Finalmente encontramos un compromiso entre ambas bandas, tal y como muestra la fig.3.10. En otras palabras, el proceso de diseño de la estructura en banda dual requiere la simulación simultánea de ambas bandas.

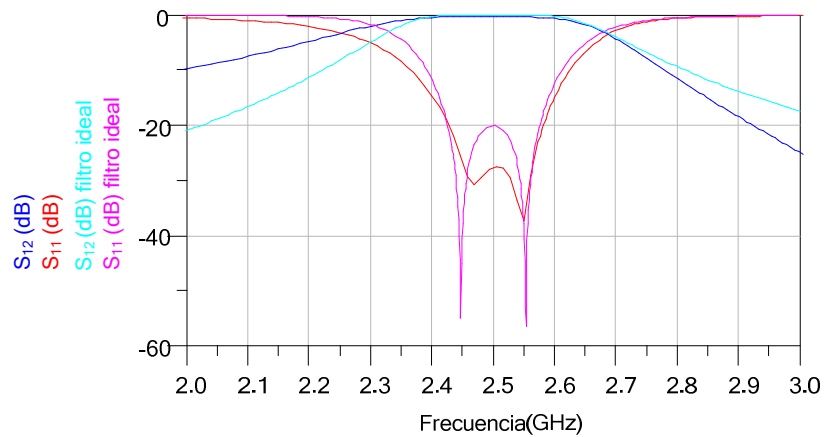
Después de realizar múltiples simulaciones llegamos también al resultado optimizado mostrado en la fig 3.11. En este punto obtenemos una buena adaptación en ambas bandas. Cabe destacar que llegamos a un compromiso: si mejoramos la adaptación en la primera banda empeoramos la segunda, y viceversa. Finalmente, se ha llegado a un compromiso entre las especificaciones en ambas bandas realizando un filtro que en la primera banda se ajuste al filtro ideal y en ambas bandas se obtiene una adaptación por encima de los 15 dB, tal y como se muestra en las fig.3.10 y fig. 3.11. En la fig. 3.11.a se muestra el diseño final del filtro de banda dual, mientras que en la fig.3.11.b se muestra la respuesta de la primera banda comparado al filtro monobanda ideal con bobinas y condensadores.



**Fig. 3.10. Simulación del filtro dual fijo optimizado ( $g=400\mu\text{m}$  y  $t=5547\mu\text{m}$ )**



- a -



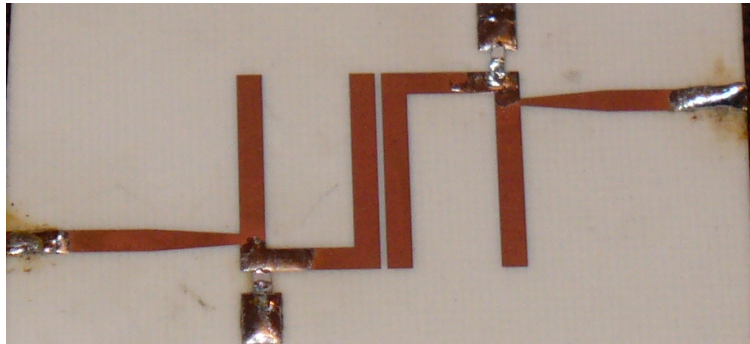
- b -

**Fig. 3.11. Simulación filtro dual fijo optimizado ( $g=300\mu\text{m}$  y  $t=6147\mu\text{m}$ ) (a) y comparación de la primera banda del filtro simulado con filtro ideal (b).**

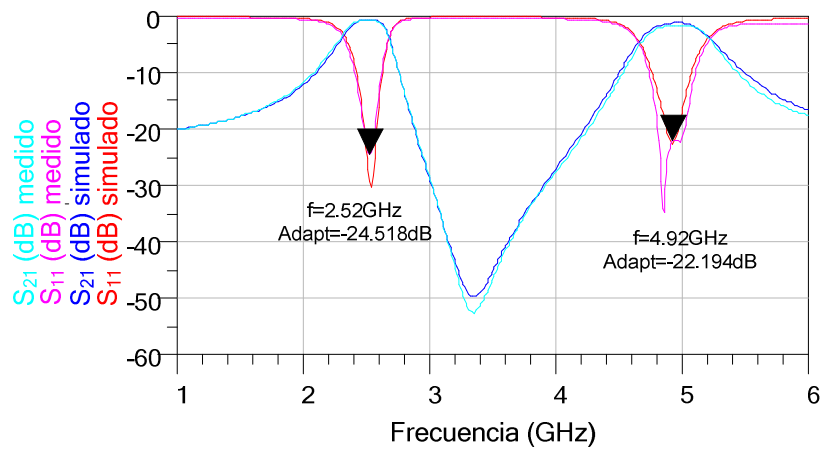
Ambos diseños obtenidos, fig. 3.10 y 3.11, son correctos para el filtro dual fijo, no obstante cabe mencionar que en el capítulo 4 se verá que la respuesta del filtro de la fig. 3.11 tendrá mayores pérdidas cuando se aplique la reconfiguración.



Finalmente fabricamos el filtro diseñado, la fig. 3.12.a muestra la fotografía del diseño fabricado y la fig.3.12.b el resultado final de la simulación comparado a las medidas. El sustrato que se ha usado para la fabricación de los dispositivos es Rogers RO4003, con  $\epsilon_r=3.55$ , grosor  $t=0.813$  mm y  $\text{tg}\delta=0.0027$ .



- a -

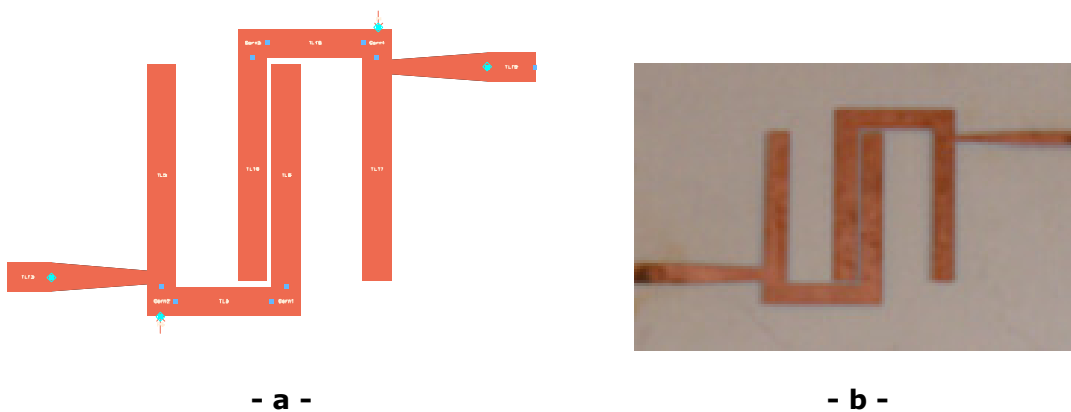


- b -

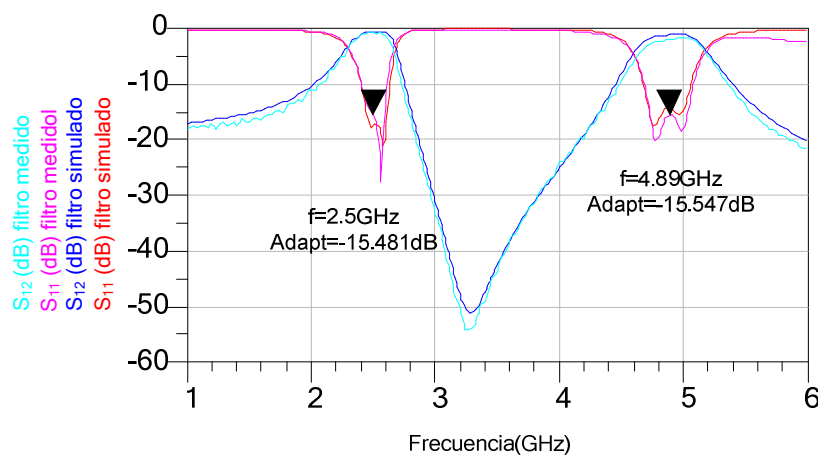
**Fig. 3.12. Fotografía del diseño fabricado (a) y comparación entre simulación electromagnética y medidas de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$ .**

### 3.4.2. Caso b

Del mismo modo que en el apartado 3.4.1, pasamos a diseñar el filtro considerando la estructura propuesta en la fig.3.3.b (que se ha denominado filtro de banda dual caso b y que se ha desarrollado en el apartado 3.3.2), donde los resonadores están superpuestos, con el objetivo de miniaturización de la estructura. El proceso de diseño y optimización ha sido idéntico al expuesto al apartado 3.4.1. En consecuencia, pasamos directamente a mostrar el diseño que se ha realizado y los resultados finales. En la fig. 3.13.a se muestra el esquema del layout final del diseño, mientras que en la fig. 3.13.b se muestra una fotografía del prototipo fabricado. En la fig. 3.14 están los parámetros S del filtro simulados y medidos.



**Fig. 3.13. Layout del filtro diseñado caso b (a) y fotografía (b)**



**Fig. 3.14. Comparación entre simulación y medidas del filtro dual de la fig. 3.13**

### **3.5. Conclusiones**

En este capítulo se han diseñado dos filtros de banda dual basados en variaciones de la topología *hairpin* con frecuencias centrales de las bandas de 2.5GHz y 5GHz. En primer lugar se han analizado las diferentes opciones y topologías para este tipo de filtros con el fin de escoger la opción más conveniente en nuestro caso. De esta manera se ha descartado hacer el acceso tipo *coupled line* por inviabilidad de implementación y nos hemos decantado por acceder al resonador mediante *tapped line*. También se ha descartado una de las tres topologías iniciales debido al acoplamiento débil entre resonadores. Finalmente, las dos topologías escogidas se han simulado mediante ADS/Momentum. Esta fase de simulación de la estructura en banda dual ha requerido de un proceso de optimización que ha sido sistematizado en la medida de lo posible para acortar el proceso de diseño de los futuros filtros. Finalmente, se han presentado también las medidas de los dos filtros diseñados y fabricados, donde se muestra un buen comportamiento en banda dual, tal como era de esperar de las simulaciones.



# **CAPÍTULO 4. DISEÑO DE FILTRO DUAL RECONFIGURABLE BASADO EN RESONADORES *CAPACITOR-LOADED***

## **4.1. Introducción**

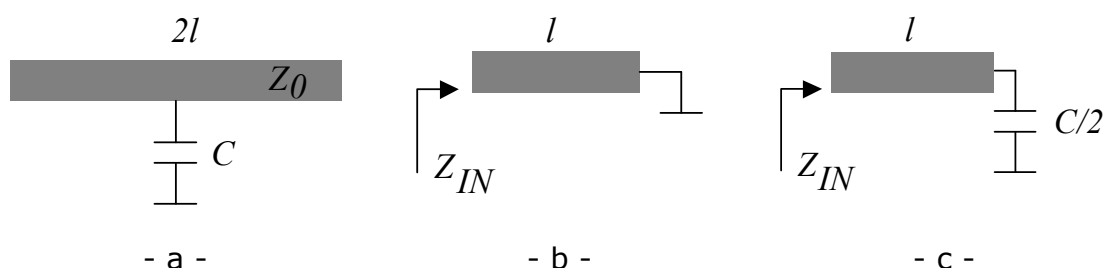
En los capítulos anteriores se ha mostrado la metodología del diseño de un filtro dual con topología *hairpin* a las frecuencias de 2.5GHz y 5 GHz basado en resonadores de media longitud de onda y sección constante. En este capítulo se aplicará la metodología de los capítulos anteriores para el diseño de un filtro dual reconfigurable. Para permitir la capacidad de sintonización de frecuencia, los resonadores anteriores deben modificarse añadiendo un condensador conectado entre el centro del resonador y masa. A este resonador lo hemos denominado *capacitor-loaded resonator*. Esta nomenclatura está basada en la nomenclatura de una estructura equivalente que ha aparecido recientemente en la literatura: el *stub-loaded resonator*, que se basa en conectar un stub acabado en circuito abierto en el centro del resonador [1]. En este artículo proponen un resonador de banda dual basado en un resonador monosección cargado con un stub acabado en circuito abierto conectado al centro del resonador. Este mismo artículo presenta resultados simulados de la capacidad de sintonía de este resonador variando la longitud del stub (algo que obviamente en la realidad no es sintetizable). En este capítulo proponemos, basándonos en la equivalencia entre un stub acabado en circuito abierto y una capacidad, diseñar un resonador de banda dual sintonizable en frecuencia e insertarlo en un filtro para aplicarle esta característica de reconfigurabilidad.

Paralelamente a la realización de este trabajo, en [2] también se presentó la idea de introducir un stub acabado en circuito abierto en el centro del resonador para conseguir una segunda frecuencia de resonancia no necesariamente en el múltiple entero de la fundamental. No obstante, en este artículo se aplicaba para resonadores duales fijos, pero no sintonizables. Por último mencionar que simultáneamente a este proyecto publicó el artículo [3], donde se utilizaba el resonador cargado capacitivamente para realizar un filtro sintonizable.

En primer lugar presentaremos el resonador *capacitor-loaded* y demostraremos cómo a partir de estos resonadores podremos realizar un filtro reconfigurable. Finalmente diseñaremos un filtro de banda dual cuya segunda banda será sintonizable en frecuencia. Se mostrarán los resultados de esta estructura tanto simulados como medidos, así como sus limitaciones (que serán superadas mediante la nueva estructura propuesta en el capítulo 5).

## 4.2. El resonador *capacitor loaded*

La fig.4.1.a muestra el resonador *capacitor-loaded* presentado en este trabajo. Consiste en un resonador de media longitud de onda y un condensador en paralelo situado en el centro del resonador y conectado a masa por el otro extremo. Debido a la simetría del resonador, se puede hacer un análisis a partir del modo par y el modo impar de la estructura a estudiar. La primera frecuencia de resonancia corresponde a condición de resonancia del modo impar (ver la fig.4.1.b), mientras que la segunda resonancia viene determinada por la resonancia del modo par (ver la fig.4.1.c).



**Fig. 4.1. Esquema del *capacitor-loaded resonator* (a) y los circuitos para el análisis del modo impar (b) y modo par (c).**

Para el análisis del resonador, en primer lugar obtenemos la primera frecuencia de resonancia analizando el modo impar, es decir, cuando la tensión en el punto central del resonador es cero. En este caso (ver fig. 4.1.b), la impedancia a la entrada  $Z_{IN}$  de la línea de transmisión viene determinada por:

$$Z_{in} = Z_0 \cdot \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)} \quad (4.1)$$

Donde  $Z_L$  es la impedancia de carga,  $l$  la longitud del tramo de línea,  $Z_0$  la impedancia característica del resonador y  $\beta$  la constante de propagación. Teniendo en cuenta que en este caso  $Z_L=0$  y que la condición de resonancia es  $Y_{in}=1/Z_{in}=0$ , se puede desarrollar (4.1) y obtenemos:

$$Y_{in} = \frac{1}{Z_0} \cdot \frac{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)}{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)} = \frac{1}{jZ_0 \tan(\beta l)} = 0 \Rightarrow \cot g(\beta l) = 0 \quad (4.2)$$

De la expresión (4.2) se obtiene que las frecuencias de resonancia para el caso impar son:

$$f_{impar,n} = \frac{(2n-1)v}{4l} \quad (4.3)$$

Donde  $v$  es la velocidad de propagación en la línea de transmisión y  $n$  el orden de la resonancia. El caso  $n=1$  corresponde a la resonancia fundamental,  $f_1=v/(4l)$ , cuando la longitud del resonador ( $2l$ ) es media longitud de onda. Como se observa en la ecuación obtenida, la frecuencia de resonancia para el análisis impar es totalmente independiente del condensador.

Una vez hecho el análisis en modo impar del resonador, pasamos a hacer el análisis del modo par. Partimos también de la expresión (4.1) pero en este caso la impedancia de carga es la siguiente:

$$Z_L = \frac{1}{j\omega C/2} \quad (4.4)$$

Sustituyendo (4.4) en (4.1) y aplicando la condición de resonancia  $Y_{in}=1/Z_{in}=0$ , obtenemos:

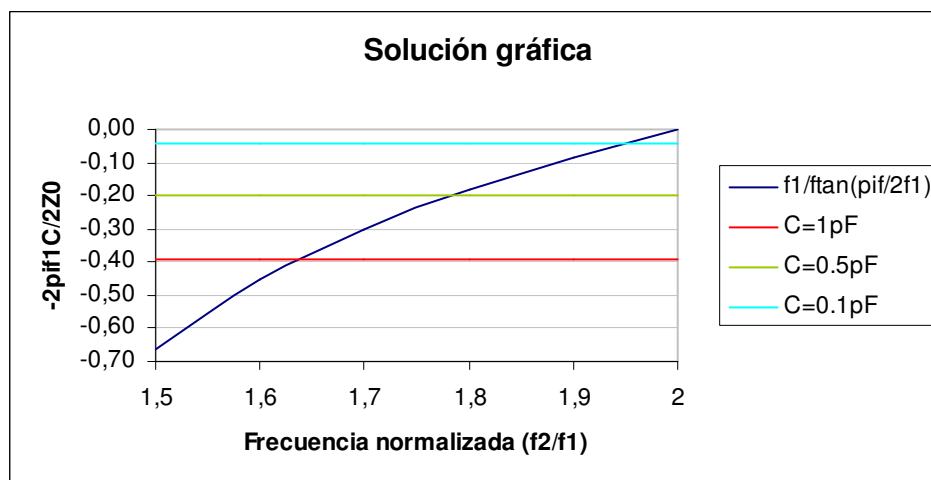
$$1 + \frac{\tan(\beta l)}{\omega Z_0 C/2} = 0 \quad (4.5)$$

Expresando (4.5) en función de la frecuencia normalizada  $x=f_2/f_1$  se obtiene:

$$\frac{\tan\left(\frac{\pi}{2}x\right)}{x} = -2\pi f_1 Z_0 C/2 \quad (4.6)$$

Se observa que se ha llegado a una ecuación no lineal que depende de la frecuencia y de la capacidad  $C$ . Para resolver la ecuación se ha optado por obtener la solución gráficamente, tal y como muestra la fig. 4.2. Para este caso, se ha tomado una  $f_1$  de 2.5GHz y una impedancia  $Z_0$  de  $50\Omega$ . Observamos que la relación entre frecuencias máxima que se puede obtener es  $f_2=2f_1$ . Esta limitación impide que se pueda utilizar para sistemas como WLAN (donde  $f_2>2f_1$ ), y una solución a esta limitación se presentará en el capítulo 5. De todas formas, de la solución observamos que efectivamente, variando el condensador variamos la relación  $f_2/f_1$  manteniendo completamente fija  $f_1$ . Este resultado es excelente, ya que precisamente este era uno de los objetivos prioritarios del proyecto.

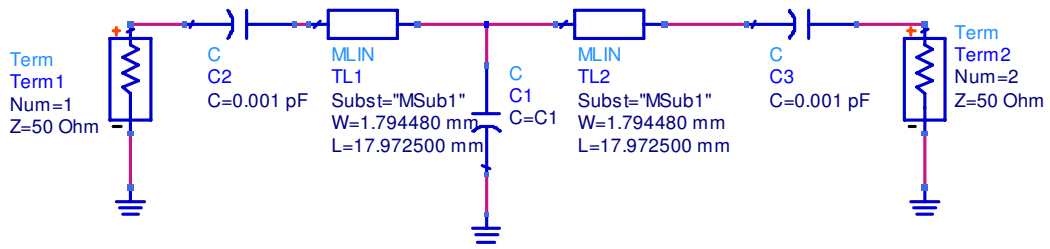




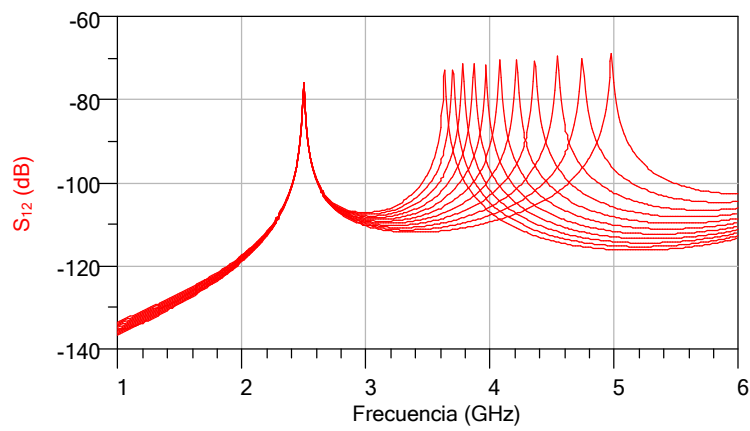
**Fig. 4.2. Solución gráfica de la ecuación (4.6) para diferentes valores de C (0.1pF, 0.5pF y 1pF).**

Finalmente se ha simulado el resonador mostrado en la fig. 4.3.a con ADS para demostrar con simulación de ADS este resultado obtenido teóricamente: ver como se puede reconfigurar la segunda frecuencia de resonancia mientras que la frecuencia fundamental permanece totalmente fija. Notar en este esquema del resonador que se ha excitado por sus extremos mediante condensadores de valor muy pequeño que simulan *gaps*. La fig.4.3.b muestra el resultado de la simulación. La simulación se ha realizado para un resonador en 2.5 GHz (su longitud eléctrica se corresponde a media longitud de onda a esta frecuencia, caso  $C=0$ ) y variando el condensador entre 0 y 2 pF. Se observa cómo efectivamente la primera frecuencia queda totalmente fija, independiente de la capacidad, sin embargo la segunda frecuencia comienza en 5GHz ( $2f_1$ ) y va disminuyendo a medida que aumenta la capacidad.

La fig.4.4 muestra la relación entre  $f_2/f_1$  en función de la capacidad. Se observa que a medida que aumentamos la capacidad del condensador la relación entre  $f_2$  y  $f_1$  va disminuyendo, tal y como se ha demostrado analíticamente.

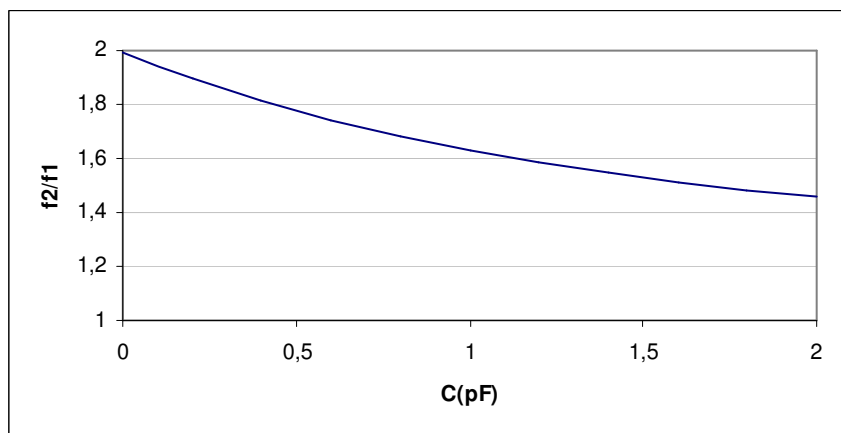


- a -



- b -

**Fig. 4.3. Esquema ADS del resonador cargado capacitivamente (a) y resultados simulación ADS para diferentes valores de C entre 0 y 2pF.**



**Fig. 4.4. Relación  $f_2/f_1$  para diferentes valores de C.**

### **4.3. Metodología de diseño de filtros de banda dual sintonizables.**

En el capítulo 3 se ha aplicado la metodología de diseño de filtros de banda dual fijos, en aquel caso a unas frecuencias filtro de 2.5GHz y 5GHz. Sin embargo la novedad de este apartado es conseguir un filtro reconfigurable, de manera que la primera banda permanezca fija a 2.5GHz mientras que la segunda banda pueda variar.

Como hemos adelantado en los apartados anteriores, la reconfigurabilidad del filtro la realizaremos mediante el resonador *capacitor-loaded*. La sintonía se aplicará mediante la variación del valor de un condensador (o condensador variable, varactor).

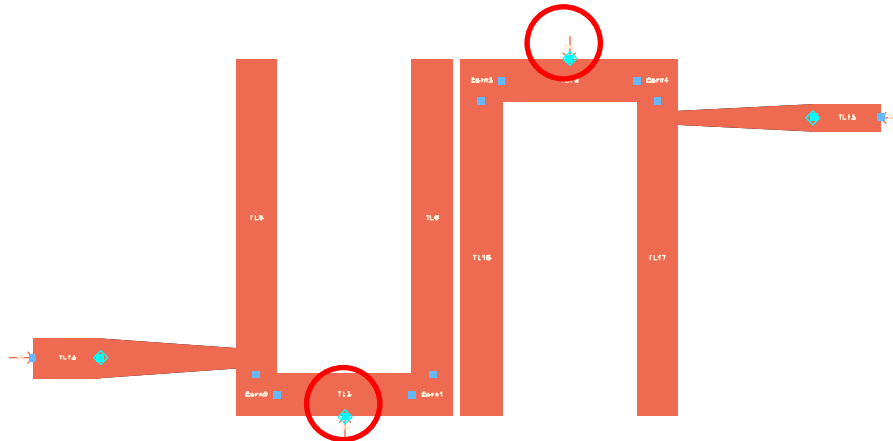
La metodología de simulación propuesta es la siguiente. En primer lugar partimos del filtro de banda dual fijo obtenido en el capítulo 3 (sección 3.4.1). En el layout obtenido para el filtro fijo añadiremos unos puertos tipo *internal* justo en el centro de los resonadores (tal como se ha visto en la sección 4.2), de este modo y utilizando la cosimulación ADS-Momentum podremos insertar los condensadores que harán reconfigurable nuestro filtro.

Finalmente habrá una parte de optimización, donde se requiere optimizar ambas bandas. Como veremos en los próximos apartados, a medida que la capacidad aumenta, aunque sí es cierto que la frecuencia de la segunda banda varia, también es cierto que esta segunda banda disminuye las prestaciones, de manera que la adaptación disminuye sustancialmente, aumentan las pérdidas y el rizado. Veremos como se soluciona este efecto de degradación con la sintonía variando la posición del condensador en el filtro. De esta forma, una vez optimizadas ambas bandas pasaremos a encontrar el punto óptimo del condensador, es decir, partiremos del condensador en el punto central del resonador, pero después iremos desplazando el condensador para ver cual es la mejor posición.

### **4.4. Diseño del filtro de banda dual basado en el *capacitor-loaded resonator***

Partiendo del filtro de banda dual fijo diseñado en la sección 3.4.1 añadimos unos puertos tipo *internal* (estos puertos permiten acceder a puntos del diseño de forma que no afecten a su respuesta ya que se puede seleccionar una impedancia de puerto muy elevada) en la parte central de los resonadores para insertar los condensadores. De esta manera podremos

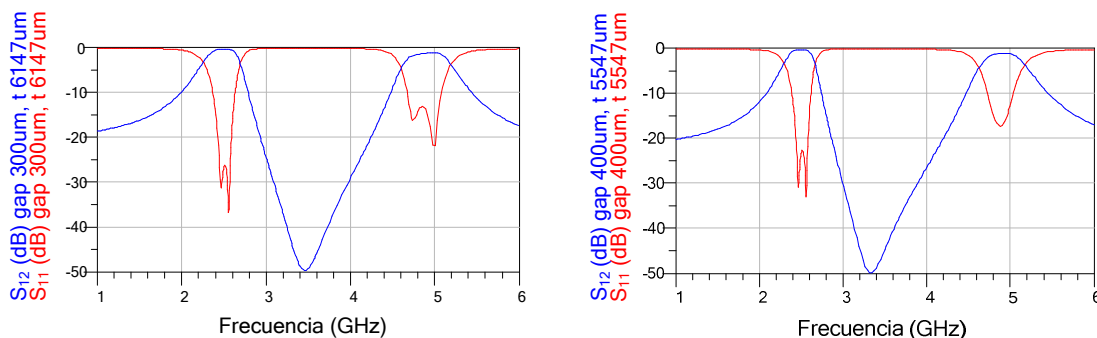
cargar la simulación electromagnética del filtro en el programa de simulación circuital ADS. Esta simulación EM tendrá 4 puertos: los dos de entrada y salida y los dos *internals* donde se podrán conectar los condensadores. De esta forma analizaremos el comportamiento de nuestro filtro con la variación de la capacidad. La fig. 4.5 muestra el layout del filtro dual fijo con los puertos tipo *internal* para insertar los condensadores.



**Fig. 4.5. Filtro de banda dual con los puertos tipo internal conectados en el centro de cada resonador (ver círculos rojos) para una posterior conexión de condensadores.**

Tal como se mostró en el diseño de este filtro, había dos soluciones posibles de *gap* (o separación entre resonadores). En la fig. 4.6 se muestran las respuestas para los dos casos: *gap* 300  $\mu\text{m}$  ( $t=6147 \mu\text{m}$ ) en la fig.4.5.a y *gap* 400  $\mu\text{m}$  ( $t=5547 \mu\text{m}$ ).

Por último, utilizando la cosimulación ADS/Momentum, obtendremos la respuesta frecuencial final del filtro de banda dual sintonizable variando la capacidad. En la fig.4.7 se muestra el esquemático de ADS simulado; en este esquema el bloque central (*data item*) tiene cargado la simulación electromagnética del filtro e incluimos los condensadores. Finalmente hacemos un barrido en los valores del condensador para obtener la respuesta frecuencial a medida que variamos la capacidad. Repitiendo el procedimiento para ambos diseños de variar la capacidad, obtenemos los resultados mostrados en la fig.4.8.



- a -

- b -

Fig. 4.6. Resultados  $S_{12}$  y  $S_{11}$  para del circuito de la fig. 4.4 para  $gap$  de  $300\mu\text{m}$  y  $t$  de  $6147\mu\text{m}$  (a) y  $gap$  de  $400\mu\text{m}$  y  $t$  de  $5547\mu\text{m}$  (b)

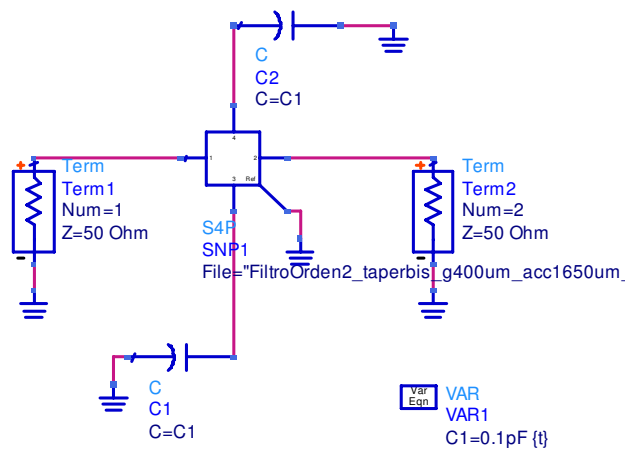
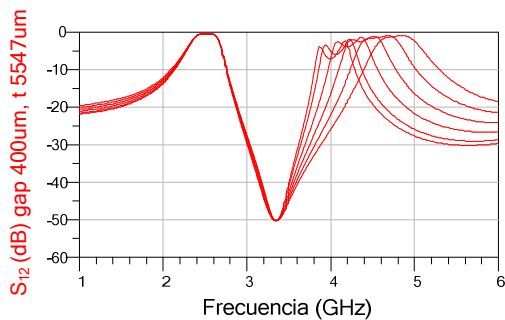
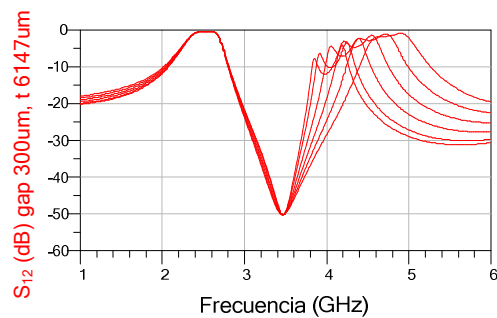


Fig. 4.7. Esquema para la cosimulación ADS/Momentum del filtro de banda dual sintonizable.



- a -



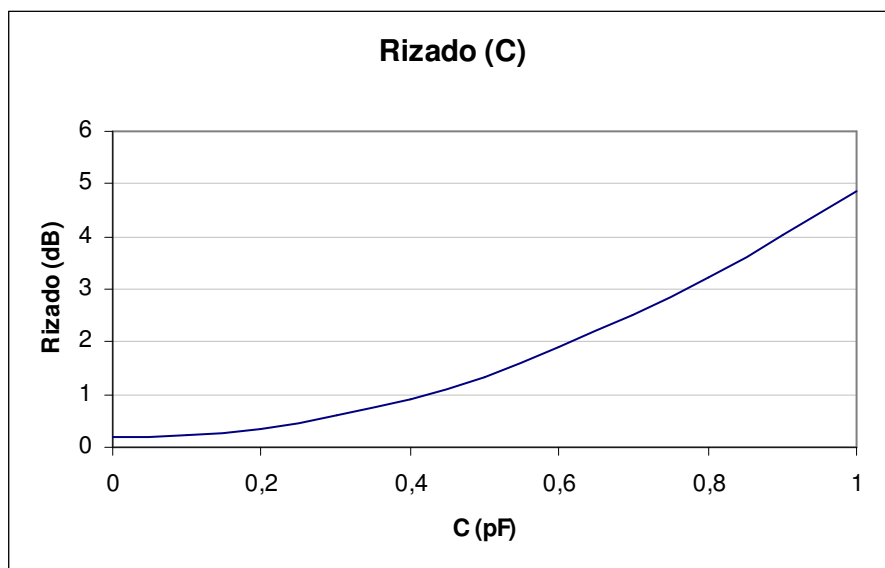
- b -

**Fig. 4.8. Resultados  $S_{12}$  filtro fig. 4.6 para gap de  $400\mu\text{m}$  y t de  $5547\mu\text{m}$  (a) y gap de  $300\mu\text{m}$  y t de  $6147\mu\text{m}$**

Observamos como el caso de la fig. 4.8.b se degrada más rápidamente con la sintonía. Esto significa que, si bien habíamos encontrado dos posibilidades equivalentes en el diseño del filtro de banda dual fijo, cuando le aplicamos sintonía uno de los dos casos es claramente mejor. En consecuencia, a partir de este momento se optó de seguir con el caso mejor.

No obstante también notamos que para ambos casos a medida que aumentamos la capacidad la segunda banda se desplaza en frecuencia pero también se degrada su respuesta, y de forma muy especial produciéndose un rizado indeseable. A medida que este rizado aumenta impide que lo podamos utilizar a esas frecuencias, pues tratará la señal de diferente manera dentro del mismo ancho de banda, totalmente inaceptable en la mayoría de nuestras aplicaciones. En consecuencia, este incremento del rizado de forma importante es una seria limitación al margen de sintonía del filtro.

La fig. 4.9 muestra la variación del rizado en función de la capacidad. Se observa el crecimiento importante que experimenta el rizado a medida que aumentamos la capacidad. A partir de  $0.4\text{pF}$  ya se obtienen rizados superiores a  $1\text{ dB}$ . Sin embargo, observamos que el ancho de banda permanece muy uniforme y prácticamente independiente de la variación de capacidad (disminuye ligeramente con el incremento de C).



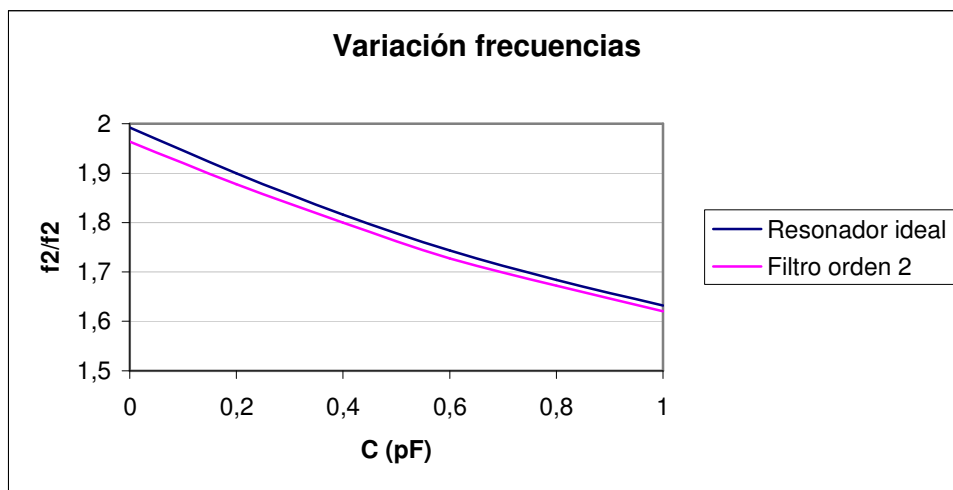
**Fig. 4.9. Variación del rizado en función de la capacidad.**

En la fig.4.8 se ha observado cómo efectivamente variando la capacidad del condensador la segunda banda también se desplaza, tal y como se esperaba a partir del resultado del resonador *capacitor-loaded* obtenido anteriormente. No obstante en este apartado se ha acabado de confirmar que esta idea continúa siendo válida al aplicarla sobre filtros. En la fig. 4.10 se muestra la relación entre las frecuencias centrales de ambas bandas ( $f_2/f_1$ ) con la variación el condensador comparándolo a los resultados obtenidos para el resonador (fig. 4.5).

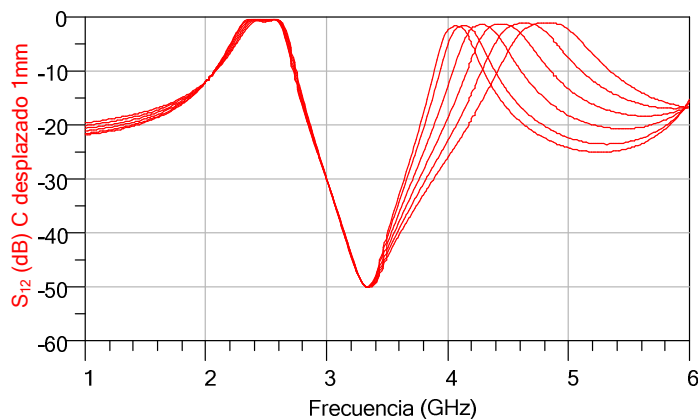
De los resultados obtenidos extraemos que, efectivamente, es posible modificar la relación entre ambas frecuencias eligiendo un valor del condensador apropiado. No obstante, también hemos detectado que el rizado empeora considerablemente al aumentar la capacidad, por lo que es necesario solucionar este problema para poder obtener un barrido mayor de la segunda banda.

La solución a este efecto ha sido desplazar el condensador del centro del resonador hacia la entrada. De hecho este resultado podía ser esperable. El condensador, cuando el resonador está aislado, se debe conectar justo al centro, tal como se ha demostrado en su análisis teórico. Pero cuando el resonador forma parte de un filtro, de forma que está acoplado a otro/s resonador/es y al acceso, el eje de simetría electromagnético ya deja de corresponderse con el centro físico del resonador. En consecuencia, es necesario optimizar la posición del condensador mediante simulaciones iterativas EM-circuitales.

Para este caso se ha encontrado que la posición correcta del condensador es a una distancia de 1mm respecto al centro (hacia el acceso). El resultado final simulado se muestra en la fig. 4.11. Se observa cómo el rizado disminuye considerablemente aunque en contrapartida el ancho de banda también ha disminuido conforme aumenta C. Sin embargo, el desplazamiento del condensador disminuye el efecto tan indeseado del rizado, llegando a una posición de compromiso entre incremento del rizado y decremento del ancho de banda.



**Fig. 4.10. Comparación de la relación entre frecuencias ( $f_2/f_1$ ) para el filtro dual (fig. 4.5) y el resonador ideal (fig. 4.3).**



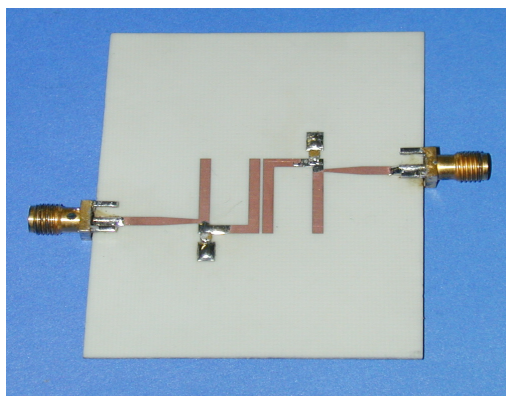
**Fig. 4.11. Resultados  $S_{12}$  para el filtro dual sintonizable con condensador desplazado 1mm.**



## 4.5. Medidas del filtro de banda dual basado en el *capacitor-loaded resonator*

Una vez diseñado el filtro, en este apartado pasamos a mostrar su fabricación y medidas. Idénticamente al capítulo anterior, en la fabricación se ha utilizado el sustrato de Rogers RO4003 ( $\epsilon_r=3.55$ ,  $t=0.813\text{mm}$ ,  $\text{tg}\delta=0.0027$ )

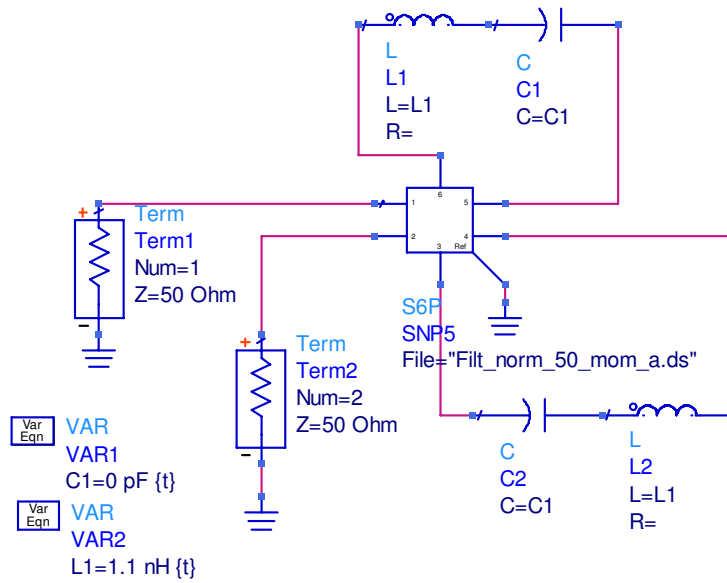
La fig.4.12 muestra una fotografía del filtro fabricado. Se puede observar los dos condensadores conectados a los resonadores cómo han sido desplazados respecto el centro de éstos.



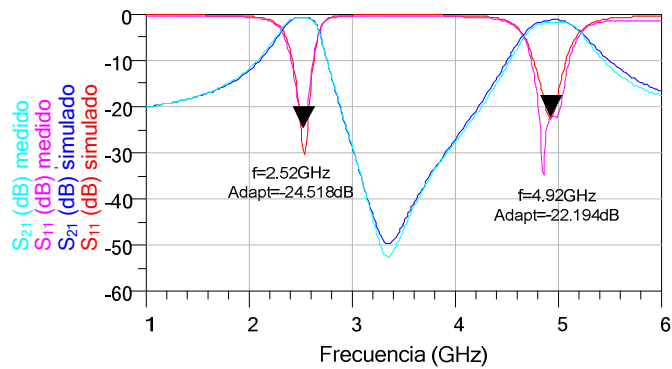
**Fig. 4.12. Fotografía del filtro dual sintonizable fabricado.**

Para comparar las medidas con las simulaciones de forma conveniente, cabe destacar que se ha tenido que ajustar el modelo de los vías que conectan los condensadores a masa. Se ha obtenido que estos vías se pueden modelar de forma correcta como una inductancia de un valor 1.1 nH. De esta forma, el esquemático de simulación de la fig. 4.7 se ha modificado para tener en cuenta este efecto, resultando el esquemático de la fig. 4.13.

A continuación en la fig. 4.14 se muestran las medidas del filtro comparadas a la simulación en función de distintos valores de la capacidad (0, 0.1, 0.2, 0.3, 0.4 y 0.5 pF). Estos condensadores fijos son de la casa DiLabs. Estas medidas permiten confirmar que se pueden fabricar filtros de banda dual sintonizables. También se observa como a partir de  $C=0.5$  pF la respuesta del filtro ya se degrada de forma notable.

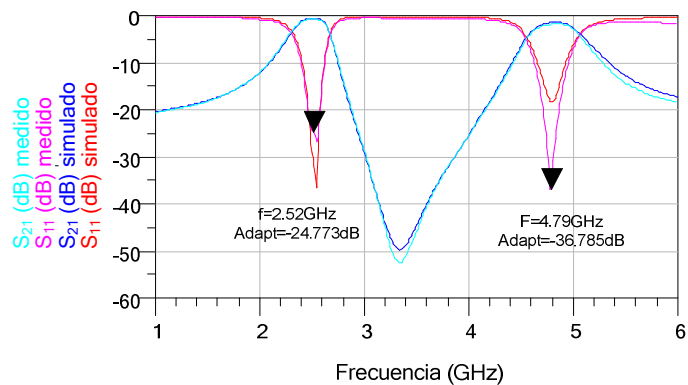


**Fig. 4.13. Esquema para la cosimulación ADS/Momentum del filtro de banda dual sintonizable ajustando el modelo de los vías.**

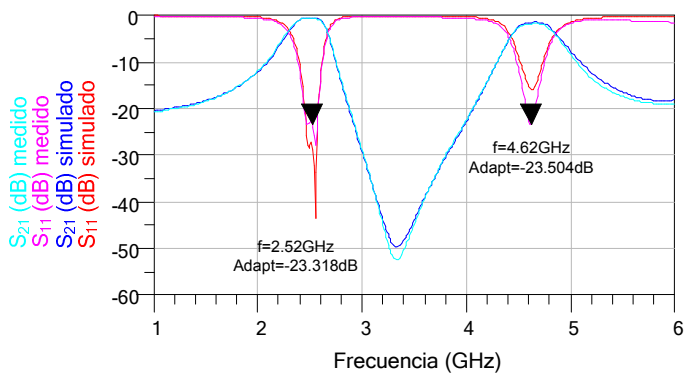


- a -

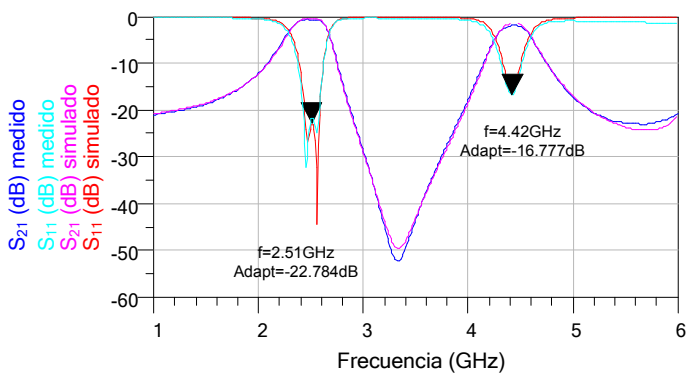
# CAPÍTULO 4. DISEÑO DE FILTRO DUAL RECONFIGURABLE BASADO EN RESONADORES CAPACITOR-LOADED



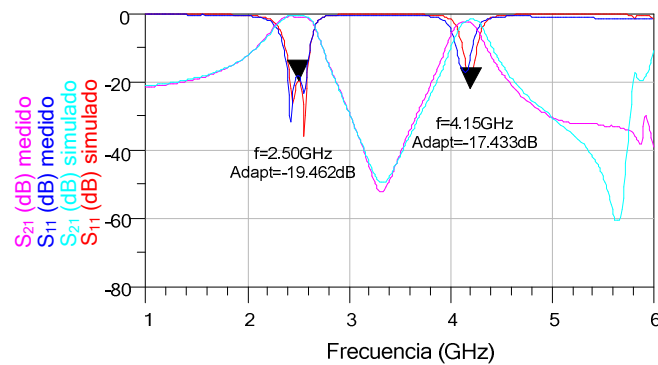
- b -



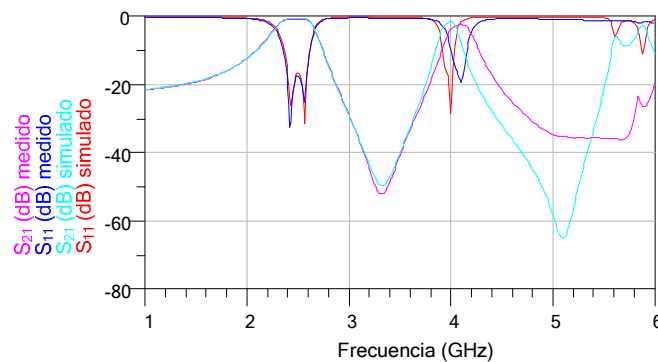
- c -



- d -



- e -



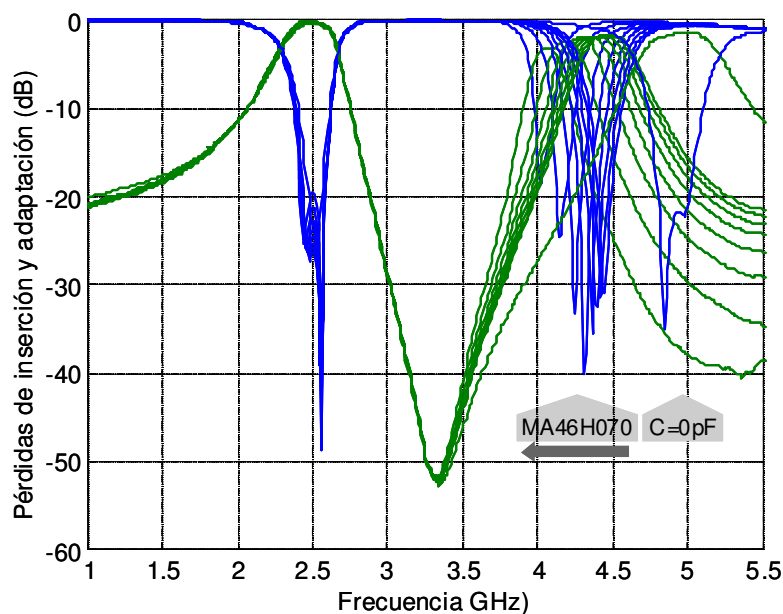
- f -

**Fig. 4.14. Comparación entre las medidas y simulación del filtro dual sintonizable, para  $C=0\text{pF}$  (a),  $C=0.1\text{pF}$  (b),  $C=0.2\text{pF}$  (c),  $C=0.3\text{pF}$  (d),  $C=0.4\text{pF}$  (e) y  $C=0.5\text{pF}$  (f).**

De la comparativa realizada entre las simulaciones y las medidas se observa que las medidas están acordes con las simulaciones realizadas con Agilent-Momentum. Por otro lado es destacable la adaptación superior a 15dB que se consiguen hasta los 0.5pF y se observa también que las pérdidas en la primera banda de paso se sitúan entorno a los 0.7dB mientras que en la segunda banda son unos 2dB.

Por último, en la fig. 4.15 se muestra las medidas del filtro donde los condensadores fijos han sido reemplazados por un varactor MA46H070 de MACOM polarizado entre 20 y 6 V. La polarización se aplica mediante Ts de polarización externas.

Para una tensión de 20V se obtiene unas frecuencias de 2.5 y 4.45GHz, con una adaptación superior a los 25dB en ambas bandas de paso y unas pérdidas de inserción de 0.5 y 1.8dB en la primera y segunda banda de paso, respectivamente. Para una tensión de 6V la primera banda de paso tiene una adaptación de 18.39 dB y unas pérdidas de inserción de 0.544 dB. La segunda banda de paso se ha desplazado a 3.96GHz y tiene una adaptación de 12.5dB y unas pérdidas de inserción de 4.038dB. El margen de sintonía limitado en esta última medida se debe a la pequeña variación de capacidad que tiene este tipo de varactores.



**Fig. 4.15. Medida del filtro dual sintonizable mediante el varactor MA46H070 polarizado entre 20V y 6V.**

## 4.6. Conclusiones

En este capítulo se ha diseñado un filtro dual sintonizable basado en la topología *hairpin* de banda dual. Se ha demostrado que añadiendo un condensador en el centro del resonador se permite sintonizar la segunda banda de manera totalmente independiente de la primera banda. Se ha diseñado el filtro dual reconfigurable a partir de este resultado y se ha observado que, al incrementar la capacidad, la adaptación empeoraba

considerablemente, problema que se ha solucionado desplazando el condensador respecto al centro del resonador. Finalmente se han presentado las medidas del filtro diseñado y fabricado y se han obtenido buenos resultados, demostrando que es posible el diseño de filtros de banda dual reconfigurable, de manera que la segunda banda se pueda sintonizar independientemente de la primera banda, llegando de esta manera a uno de los objetivos principales de este trabajo.

## **4.7. Referencias**

- [1] X. Y. Zhang, J.-X. Chen, Q. Xue, S.-M. Li, "Dual bandpass filter using stub-loaded resonators", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 17, N°8, pp. 583-585. August, 2007.
- [2] H. Zhang, K.J. Chen, "A stub Tapped Branch-Line Coupler for Dual-Band Operations", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 17, N°2, pp.106-108. February, 2007.
- [3] X. Y. Zhang, Q.Xoe, "Novel Centrally Loaded Resonators and Their Applications to Band pass Filters", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol 56, N°4, pp. 913-921. April 2008

# CAPÍTULO 5. DISEÑO DE FILTRO DE BANDA DUAL RECONFIGURABLE CON RESONADORES SIR PARA APLICACIONES WLAN

## 5.1. Introducción

En el capítulo anterior se ha diseñado un filtro de banda dual reconfigurable. En primer lugar, se ha utilizado la propiedad de periodicidad del resonador en  $\lambda/2$ , por la cual se obtiene una resonancia en las frecuencias múltiples de la frecuencia de diseño. Partiendo de esta propiedad hemos diseñado un filtro dual con las bandas de paso centradas en 2.5GHz y 5 GHz. Seguidamente hemos demostrado que, mediante la inserción de un condensador variable, obteniendo el denominado *capacitor-loaded resonator*, podemos variar la segunda banda de paso. De esta manera obtenemos un filtro de banda dual reconfigurable.

No obstante, con el resonador *capacitor-loaded* únicamente podemos realizar filtros con la segunda banda de paso inferior al doble de la frecuencia de la primera banda ( $f_2 < 2f_1$ ). Sin embargo, en muchas de las aplicaciones sería realmente interesante poder obtener la segunda banda de diseño a frecuencias mayores de la doble. Por ejemplo, tal como era uno de los objetivos principales de este proyecto, sería interesante obtener un filtro con las bandas de paso en 2.45GHz y 5.75GHz, con la peculiaridad que la segunda banda se pueda variar hasta, por ejemplo 5.25GHz, para de esta

manera cubrir satisfactoriamente las bandas de frecuencias designadas para WLAN en Europa y América.

Con esta finalidad, en este capítulo se propone la utilización de resonadores SIR (*stepped-impedance resonator*), que tienen la peculiaridad que es posible situar la segunda frecuencia de resonancia más allá de  $2f_1$ , para poder diseñar un filtro con las dos bandas de paso a las frecuencias deseadas, y no necesariamente la segunda debe ser igual o inferior a la frecuencia doble de la primera. Pero el resonador SIR no es sintonizable. A tal efecto se propondrá la modificación de éste añadiendo un condensador en paralelo conectado entre el centro del resonador y masa, en el que denominaremos resonador SIR cargado capacitivamente (*capacitor-loaded SIR*).

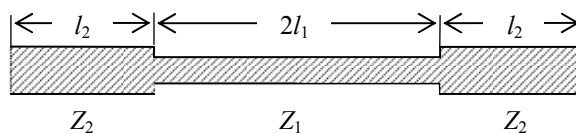
En consecuencia, en este capítulo diseñaremos un filtro con las bandas de paso en 2.45GHz y 5.75GHz mediante resonadores SIR, cuya segunda banda sea sintonizable en frecuencia. En primer lugar analizaremos el resonador SIR cargado capacitivamente, seguidamente diseñaremos como paso preliminar el filtro especificado fijo y, finalmente, obtendremos el filtro de banda dual reconfigurable.

## 5.2. El resonador SIR cargado capacitivamente

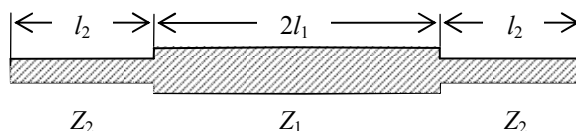
Como hemos mencionado anteriormente, con resonadores  $\lambda/2$  obtenemos la segunda banda de paso centrada a la frecuencia doble de la frecuencia fundamental. Sin embargo en algunas aplicaciones es necesario obtener la segunda banda de paso a otras frecuencias de diseño. Con el fin de solucionar esta limitación es conveniente introducir el resonador SIR, un resonador que ha sido estudiado en múltiples artículos [1,2]. En este apartado analizaremos brevemente las características principales de esta estructura.

La estructura del resonador es simétrica y está formado por líneas de transmisión de diferentes impedancias características:  $Z_1$  y  $Z_2$ . En la fig. 5.1 se muestran las dos estructuras posibles de este resonador. Mientras que en un resonador con impedancia característica constante los armónicos son siempre a múltiplos enteros de la fundamental, en el resonador SIR los armónicos no son a múltiplos enteros y los podemos ajustar a partir de la relación entre impedancias características  $K$ , donde  $K=Z_2/Z_1$ . El caso  $Z_1>Z_2$  ( $K<1$ ) permite  $f_2>2f_1$ , mientras  $Z_1<Z_2$  que está limitado a  $f_2<2f_1$  [1]. En consecuencia, el caso  $K<1$  es el que se ha considerado en este trabajo.





(a)

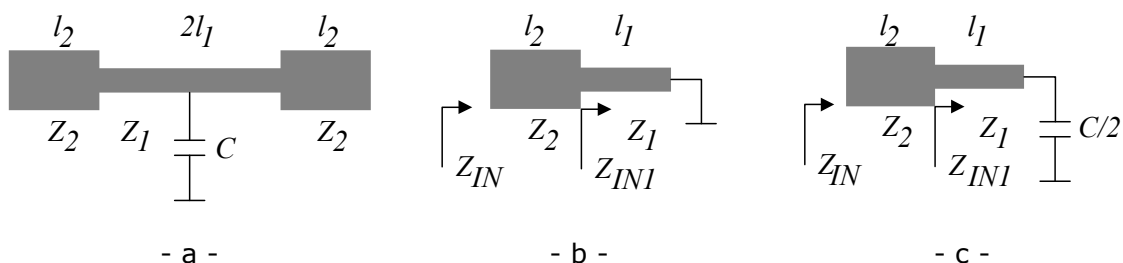


(b)

**Fig. 5.1. Resonador SIR para  $K < 1$  (a) y  $K > 1$  (b)**

A continuación se pasa a hacer un análisis teórico del resonador SIR cargado capacitivamente, que es la modificación del resonador SIR que se ha realizado en este trabajo para permitir sintonía en los filtros basados en este resonador. Esta estructura fue analizada en los artículos [3, 4] para ser aplicado a filtros monobanda sintonizables; de todas formas, aquel estudio analítico está basado en ecuaciones complejas y resultados muy poco intuitivos. Aquí se propone un análisis alternativo mucho más simple y con aplicación directa no a filtros monobanda sino a filtros de banda dual. El resonador SIR cargado capacitivamente se muestra en la figura 5.2.a.

Idénticamente al capítulo anterior con el *capacitor-loaded* resonador, la simetría de este resonador permite que en este caso se proponga también un análisis modo par/impar de la estructura. En la fig. 5.2.b se muestra el circuito equivalente para el análisis modo impar y en la fig. 5.2.c se muestra para el modo par [5].



**Fig. 5.2. Resonador *capacitor-loaded* (a), circuito equivalente modo impar (b) y circuito equivalente modo par (c).**

La resonancia fundamental se obtiene para el primer modo de resonancia impar (fig. 5.2.b). La impedancia de entrada  $Z_{IN}$  de esta estructura es:

$$Z_{IN} = Z_2 \frac{Z_{IN1} + jZ_2 \tan(\beta_2 l_2)}{Z_2 + jZ_{IN1} \tan(\beta_2 l_2)} \quad (5.1)$$

Donde  $Z_2$  y  $\beta_2$  son la impedancia característica y la constante de propagación de la línea exterior, y  $Z_{IN1}$  es la impedancia de entrada de la línea de transmisión interior:

$$Z_{IN1} = Z_1 \frac{Z_L + jZ_1 \tan(\beta_1 l_1)}{Z_1 + jZ_L \tan(\beta_1 l_1)} \quad (5.2)$$

Donde  $\beta_1$  es la constante de propagación de la línea interior. En este caso, la impedancia de carga  $Z_L=0$  y la condición de resonancia se puede obtener a partir de la admitancia de entrada  $Y_{IN}=1/Z_{IN}=0$ . De (5.1) y (5.2) esta condición de resonancia se puede expresar:

$$K - \tan(\beta_1 l_1) \tan(\beta_2 l_2) = 0 \quad (5.3)$$

La condición (5.3) es una ecuación no lineal que muestra que la frecuencia de resonancia fundamental se puede seleccionar con la relación de impedancias  $K$  o la relación de longitudes  $l_2/l_1$ . Aquí consideramos el caso particular  $\beta_1 l_1 = \beta_2 l_2$ , y se obtiene la siguiente relación:

$$\beta_1 l_1 = \beta_2 l_2 = \tan^{-1}(\sqrt{K}) \quad (5.4)$$

Entonces, la frecuencia de resonancia fundamental  $f_1$  es:

$$f_1 = \frac{v_1}{l_1} \frac{\tan^{-1}(\sqrt{K})}{2\pi} \quad (5.5)$$

Donde  $v_1$  es la velocidad de propagación en la línea de transmisión 1 (interior).

La segunda frecuencia de resonancia se obtiene de la primera resonancia del modo par (ver la fig. 5.2.c). En este caso  $Z_L = 1/(j\omega C/2)$  y la condición de resonancia también se obtiene para  $Y_{IN} = 0$ . De las expresiones (5.1) y (5.2) se obtiene:

$$K + \frac{K \tan(\beta_1 l_1) + \tan(\beta_2 l_2)}{\omega Z_1 C / 2} - \tan(\beta_1 l_1) \tan(\beta_2 l_2) = 0 \quad (5.6)$$

Para unos valores determinados de  $K$  y longitudes  $l_1$  y  $l_2$  obtenidos de la condición de resonancia fundamental (5.5), la expresión (5.6) se puede resolver numéricamente para la segunda frecuencia de resonancia  $f_2$ . Para el caso particular  $\beta_1 l_1 = \beta_2 l_2$  la expresión (5.6) se puede reescribir como:

$$K + \frac{K+1}{\omega Z_1 C / 2} \tan(\beta_1 l_1) - \tan^2(\beta_1 l_1) = 0 \quad (5.7)$$

Para simplificar la notación, se define la variable normalizada  $x$ :

$$x = \frac{\pi f}{2 f_0} \quad (5.8)$$

Donde  $f_0$  es la frecuencia de resonancia de una línea no cargada con constante de propagación  $\beta_1$  y longitud  $l_1 = \lambda_1/4$ . Entonces, (5.7) puede reescribirse según:

$$K + \frac{K+1}{2f_0 Z_1 C} \frac{\tan(x)}{x} - \tan^2(x) = 0 \quad (5.9)$$

Para el caso especial  $C=0$  la segunda resonancia  $f_2$  se obtiene cuando:

$$\tan(\beta_1 l_1) = \tan(\beta_2 l_2) = \infty \rightarrow \beta_1 l_1 = \beta_2 l_2 = \pi/2 \quad (5.10)$$

$$f_2 = \frac{v_1}{4l_1} = \frac{v_2}{4l_2} \quad (5.11)$$

En este caso la relación entra la segunda resonancia y la fundamental es la expresada en (5.12), que coincide con la expresión típica para el resonador SIR [1].

$$\frac{f_2}{f_1} = \frac{\pi}{2 \tan^{-1}(\sqrt{K})} \quad (5.12)$$

La fig. 5.3 muestra la variación de la frecuencia fundamental y la segunda resonancia para el caso  $C=0$ . Se puede observar que cuando  $C=0$  la segunda resonancia es  $2f_0$  y es independiente de la relación de impedancias  $K$ . No obstante, la frecuencia fundamental se puede sintonizar mediante  $K$ . Para  $K<1$ , la fundamental es más pequeña que  $f_0$ , y para  $K>1$ , es mayor que  $f_0$ .

La fig. 5.4 muestra la dependencia de la relación  $f_2/f_1$  con la capacidad  $C$  para tres relaciones de impedancia  $K$ . Se demuestra que la segunda resonancia se puede sintonizar con el condensador  $C$  mientras que la fundamental es fijada por la relación de impedancias  $K$  e independiente de  $C$ . Se puede observar que el caso  $K=1$  corresponde al resonador de impedancia constante utilizado en el capítulo 3. Este resonador SIR cargado capacitivamente es utilizado en las próximas secciones para diseñar filtros de banda dual sintonizables con  $f_2 > 2f_1$ .

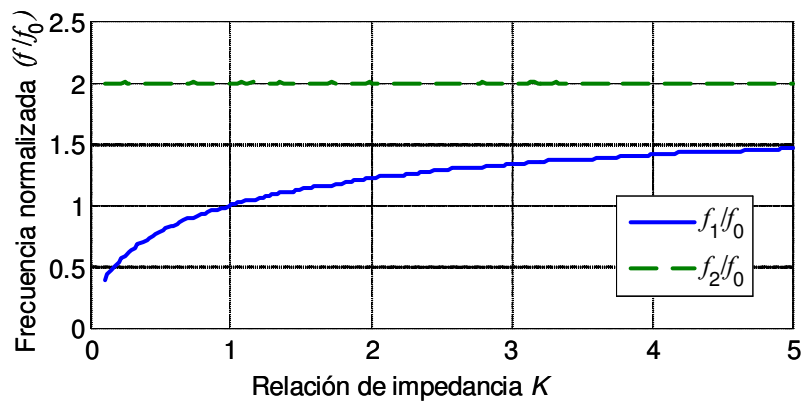


Fig. 5.3. Fundamental y segunda resonancia normalizadas para el caso  $C=0$  en función de la relación de impedancias  $K$ .

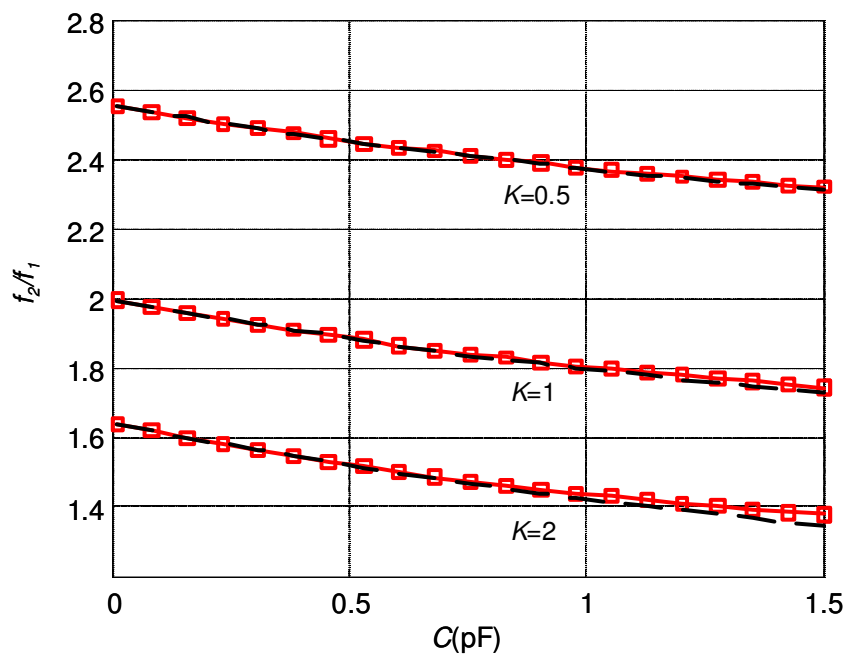


Fig. 5.4. Dependencia de la relación  $f_2/f_1$  con la capacidad  $C$  para tres relaciones de impedancia  $K$ ,  $K=0.5$  ( $Z_1=50\Omega$ ,  $Z_2=25\Omega$ ),  $K=1$  ( $Z_1=Z_2=50\Omega$ ),  $K=2$  ( $Z_1=50\Omega$ ,  $Z_2=100\Omega$ ).

### 5.3. Diseño resonador SIR

En el apartado anterior se ha demostrado de manera teórica las características del resonador SIR cargado capacitivamente. El punto de partida es el diseño del resonador SIR sin cargar para situar la frecuencia fundamental y la segunda resonancia a las posiciones iniciales, a partir de las cuales la fundamental será fija y la segunda resonancia se podrá sintonizar con una capacidad variable. A partir del resultado obtenido teóricamente y utilizando el ADS y Momentum pasaremos diseñar un resonador en las frecuencias de 2.45GHz y 5.75GHz, que corresponden a las frecuencias de WLAN.

En primer lugar comprobaremos mediante el ADS el resultado teórico obtenido. A partir de la ecuación (5.12) obtenemos:

$$\frac{f_{s1}}{f_0} = \frac{\theta_{s1}}{\theta_0} = \frac{\pi}{2 \cdot \arctg \sqrt{k}} \Rightarrow k = \left[ \operatorname{tg} \left( \frac{\pi}{2} \cdot \frac{f_0}{f_{s1}} \right) \right]^2 = \left[ \operatorname{tg} \left( \frac{\pi}{2} \cdot \frac{2.45}{5.75} \right) \right]^2 = 0.626$$

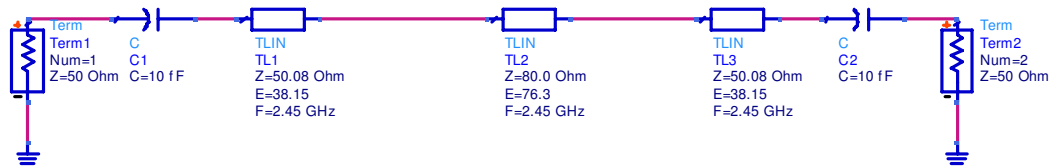
El valor  $K$  nos fija las longitudes de cada tramo del resonador ya que:

$$\begin{aligned} \theta_1 &= \arctg \sqrt{K} = 0.669 \text{rad} = 38.35^\circ \\ \theta_2 &= 2 \cdot \theta_1 = 76.7^\circ \end{aligned}$$

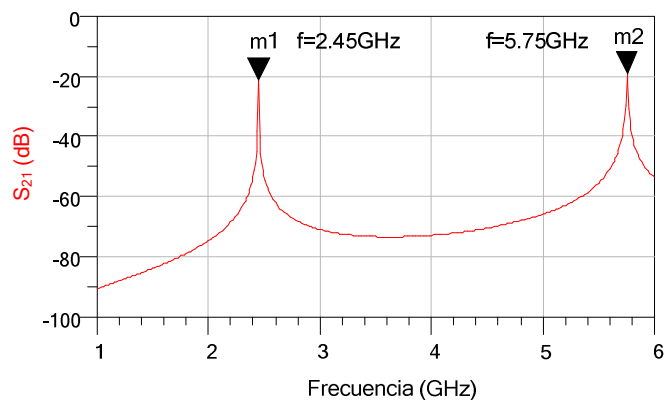
Por último, teniendo en cuenta que  $K$  es la relación entre impedancias que se debe cumplir, escogeremos unos valores de impedancias razonables, es decir, intentaremos que no sean ni impedancias muy altas ni muy bajas y que sean valores fabricables con la tecnología disponible. Los valores escogidos son:

$$\begin{aligned} Z_1 &= 80\Omega \\ Z_2 &= 50\Omega \end{aligned}$$

Con los valores escogidos simulamos con ADS el resonador con elementos ideales. La fig.5.5 muestra el esquema simulado. Como se puede observar en la fig 5.6 el resultado obtenido es el deseado: efectivamente, las frecuencias de resonancia están a 2.45 y 5.75GHz.



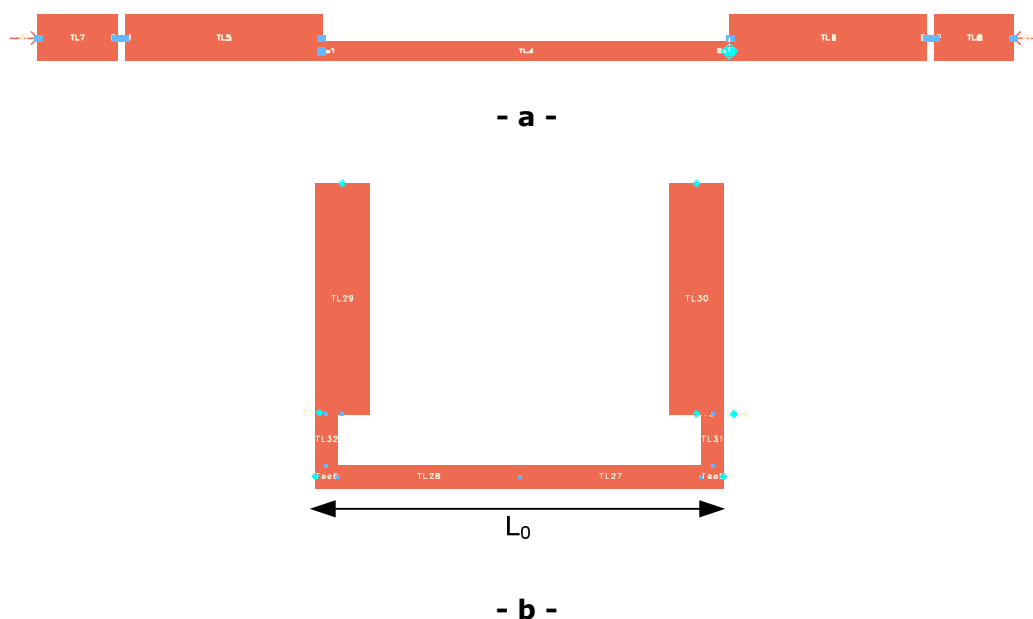
**Fig. 5.5. Esquema ADS resonador SIR.**



**Fig. 5.6. Resultado de la simulación  $S_{21}$  del resonador de la fig. 5.5.**

A continuación simulamos el resonador con Momentum mediante dos pasos de optimización. El primer paso (ver fig 5.7.a) se simula el resonador de forma lineal y se reajusta (inicialmente las dos frecuencias se desplazan ligeramente debido a los saltos de impedancia) y el segundo paso (ver fig. 5.7.b) consiste en recargar el resonador obtenido en forma de U, de manera que quede a punto de integrar en un filtro de topología *hairpin*. En esta segunda iteración también hace falta un ligero ajuste debido a los codos.

Es importante notar que en esta estructura recargolada (fig. 5.7.b) no es únicamente importante las longitudes de cada tramo, como hemos visto anteriormente, sino también la longitud de la parte de debajo de la U,  $L_0$ . Mediante el Momentum hemos observado que, si esta distancia es más pequeña o, lo que es lo mismo, los dos brazos se aproximan más, la relación entre frecuencias varía. Este resultado ya era esperable, ya que al aproximarse los dos extremos del resonador se pueden producir acoplamientos electromagnéticos que influyen en el comportamiento del resonador.

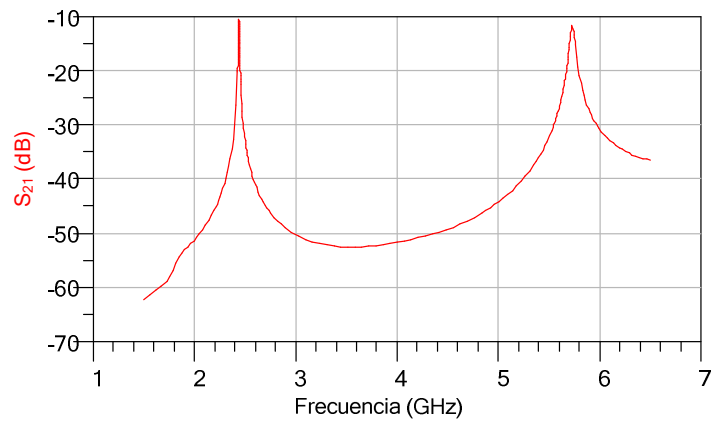


**Fig. 5.7. Resonador SIR lineal (a) y recargolado en forma de U (b).**

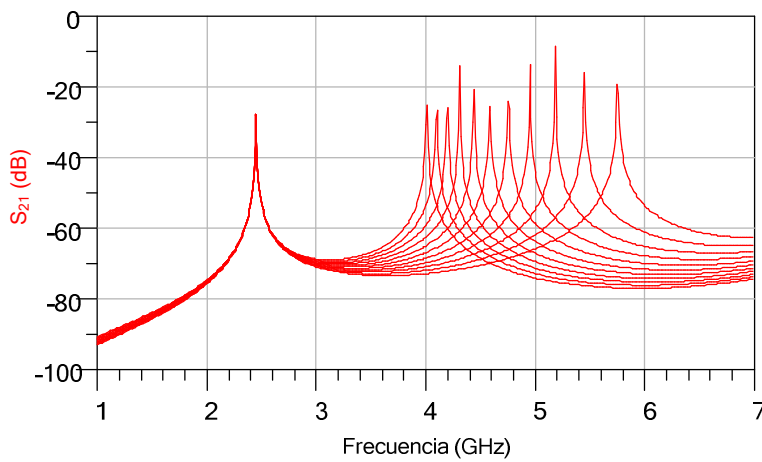
En nuestro caso optamos por escoger unas dimensiones que nos permitan mantener la relación entre frecuencias. La simulación electromagnética final del resonador se muestra en la fig. 5.8.

Pero como se ha mencionado, el objetivo final es diseñar un filtro reconfigurable, por lo que añadiremos un puerto de tipo *internal* en el centro del resonador SIR para poder conectar el condensador variable y confirmar el desarrollo teórico del SIR cargado capacitivamente. La fig.5.9 muestra el resultado de insertar un condensador de 0 a 1 pF en el centro del resonador SIR de la fig. 5.5. Se observa como la segunda frecuencia de resonancia se va desplazando hacia abajo a medida que variamos la capacidad del condensador, por lo que podremos utilizar esta estructura para diseñar nuestro filtro dual reconfigurable.





**Fig. 5.8. Resultado de la simulación electromagnética del resonador de la fig. 5.7b.**



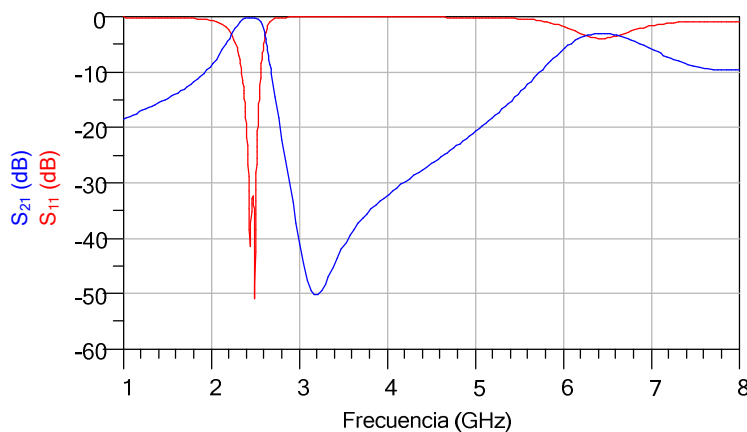
**Fig. 5.9. Resultado simulación electromagnética insertando un condensador de diferentes valores (0 a 1pF) en el centro del resonador.**

## 5.4. Diseño filtro SIR

En este apartado partiremos del resonador SIR fijo diseñado para implementar el filtro de banda dual a las frecuencias de 2.45GHz y 5.75GHz. El proceso de síntesis no se explicará ya que se han seguido las pautas ya introducidas de forma extensiva en los capítulos 2 y 3.

### 5.4.1. Red de adaptación

Llegados a este punto, y después de seguir el método de síntesis explicado en los capítulos 2 y 3, surge la necesidad de diseñar una red de adaptación a la entrada del resonador ya que la frecuencia central de la segunda banda de paso no es múltiple de la frecuencia de resonancia (y además se encuentra bastante lejos). Esta necesidad queda bien reflejada en la fig.5.10, donde se muestra la simulación de un filtro basado en resonadores SIR sin red de adaptación, es decir, accediendo como lo habíamos hecho en los filtros de secciones anteriores. El resultado obtenido hace indispensable diseñar una red de adaptación ya que como se ve, la segunda banda es inexistente (muy desadaptada y con pérdidas de inserción muy grandes).

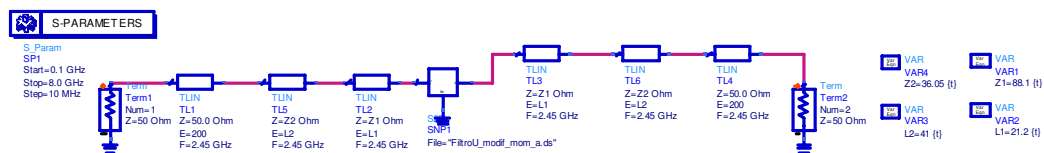


**Fig. 5.10. Simulación filtro dual con resonadores SIR sin red de adaptación.**

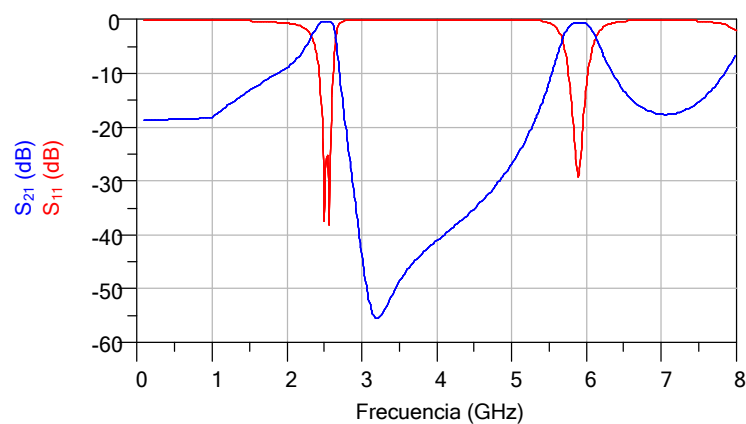
La red de adaptación utilizada se ha basado en utilizar líneas de transmisión con saltos de impedancia, conocido como el transformador de impedancias

alternadas [6,7], propuesto con el fin de sintetizar redes de adaptación de banda dual. La estrategia utilizada ha sido cargar la simulación electromagnética del filtro sin accesos en un *data item* de ADS e implementar la red de adaptación mediante líneas de transmisión en el mismo ADS. Esta estrategia ha permitido que partiendo de unos valores iniciales, mediante la herramienta de *tuning* se han optimizado las dimensiones de la red de adaptación. Esto se muestra en la fig. 5.11.

Los valores obtenidos se han insertado al layout del filtro y se ha procedido a simularlo y hacer una optimización final de estos valores de forma electromagnética. El resultado de la simulación electromagnética con la red de adaptación dual ya integrada se muestra en la fig. 5.12.



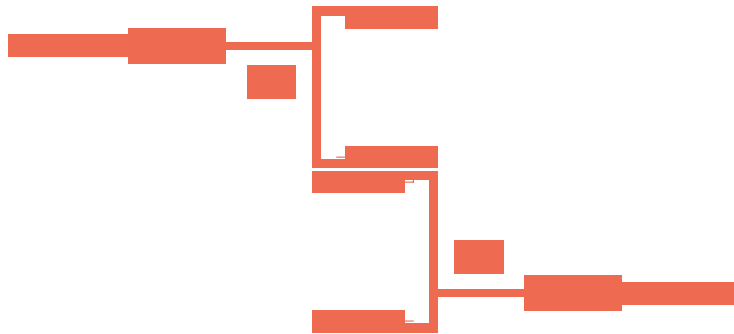
**Fig. 5.11. Esquema de la simulación de la red de adaptación para el filtro dual con resonadores SIR.**



**Fig. 5.12. Simulación filtro dual con resonadores SIR con red de adaptación.**

### 5.4.2. Filtro SIR reconfigurable

La fig.5.13 muestra el layout del filtro simulado, donde se puede observar que se ha incorporado la red de adaptación a la entrada y salida de nuestro filtro y además ya se han integrado unos pequeños trozos de metal que es donde se conectarán las capacidades para sintonizar la estructura (estos trozos de metal se conectarán a masa mediante un vía).

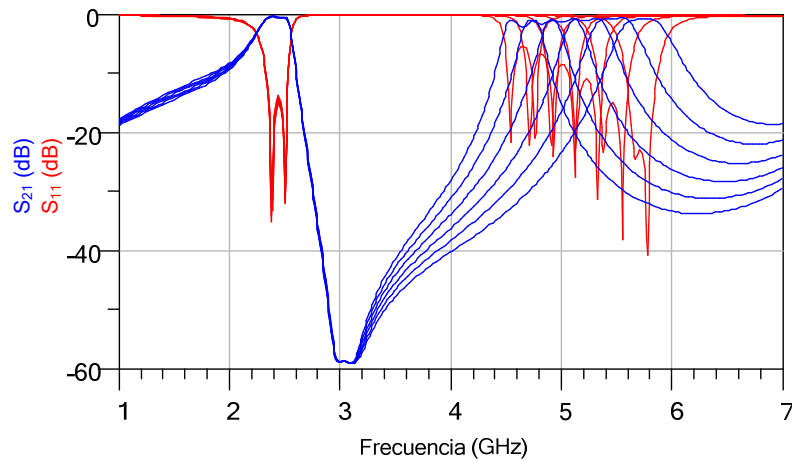


**Fig. 5.13. Esquema filtro dual con resonadores SIR fabricado, incluyendo la red de adaptación.**

Cabe destacar que, en el diseño de este filtro, hemos ajustado el punto de acceso mediante múltiples simulaciones de Momentum para conseguir una buena respuesta en la primera banda y a continuación se ha diseñado la red de adaptación contemplando este punto de acceso para optimizar la segunda banda. Finalmente, a partir del filtro obtenido diseñamos el filtro reconfigurable.

Partimos del diseño anterior para añadirle un condensador en el centro de los resonadores, insertando unos puertos *internal* en el Momentum y, posteriormente, mediante el ADS añadiendo el condensador, siguiendo la misma metodología utilizada para el filtro del capítulo 4.

La fig. 5.14 muestra el resultado de realizar un barrido del condensador de 0pF a 0.5pF; en este caso el condensador se ha añadido en el centro del resonador. Se observa cómo, efectivamente, al aumentar la capacidad la frecuencia central de la segunda banda disminuye, aunque también se observa, como vimos en el caso de un resonador normal, que el rizado va aumentando y la adaptación empeorando. También observamos cómo podemos cumplir perfectamente con los requerimientos iniciales, ya que conseguimos cubrir con éxito las frecuencias entre 5.75GHz y 5.25 GHz.

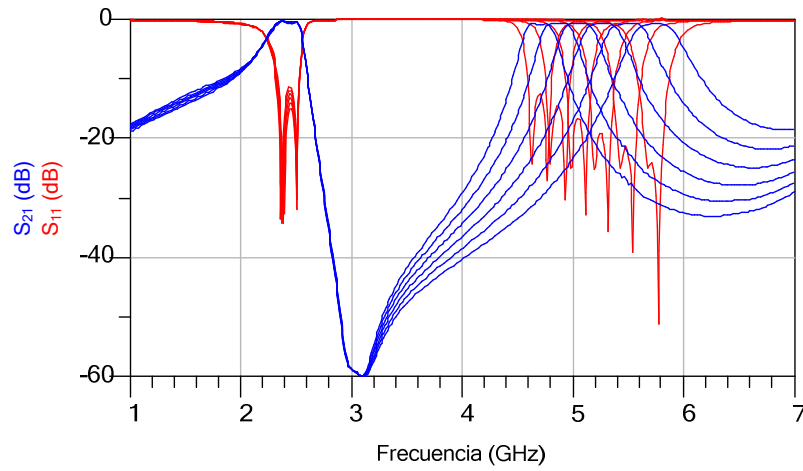


**Fig. 5.14. Simulación filtro dual reconfigurable con el condensador situado en el centro del resonador.**

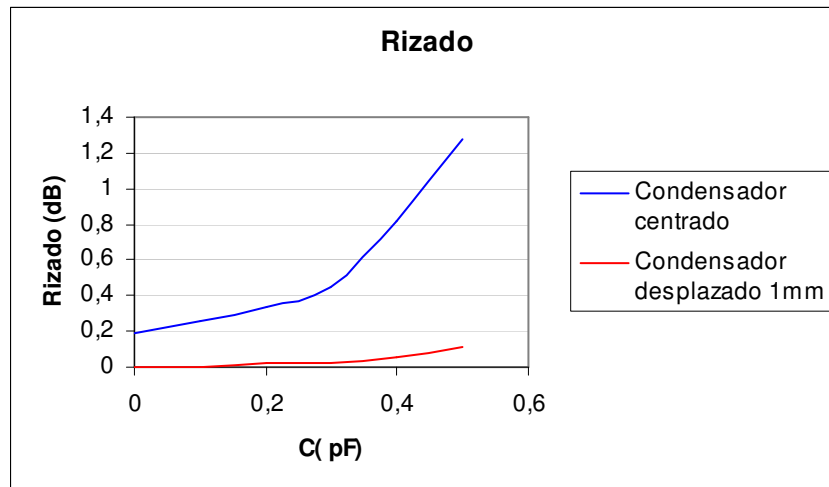
Finalmente, en este tipo de estructura, también analizaremos el efecto de desplazar el condensador con respecto al centro del resonador, tal y como vimos en la estructura anterior, es esperable que desplazando el condensador se consiga un menor rizado, por lo que podamos cubrir un ancho de banda mayor.

La fig.5.15 muestra el resultado insertando un condensador desplazado 1mm respecto al centro del resonador (éste es la posición óptima). La fig. 5.16 muestra más detalladamente la comparación de la variación del rizado en función de la posición del condensador, situando el condensador en el centro del resonador o desplazándolo 1mm. Como en el caso del capítulo 4, en esta estructura también observamos que desplazando el condensador disminuimos el rizado, aunque el ancho de banda también disminuye, por lo que se observa de nuevo el compromiso entre mantener el ancho de banda y disminuir el rizado. En la fig. 5.17 se puede apreciar también la comparación de la variación del ancho de banda (BW) con el condensador centrado o desplazado 1mm.

En nuestro caso, se ha elegido insertar el condensador desplazado 1mm, de este modo conseguimos un buen ancho de banda y conseguimos un menor rizado al aumentar la capacidad del condensador.



**Fig. 5.15. Simulación filtro dual reconfigurable con el condensador desplazado 1mm respecto el centro del resonador.**



**Fig. 5.16. Comparación de la variación del rizado en función del condensador C entre el condensador situado en el centro del resonador y desplazado 1mm respecto el centro.**

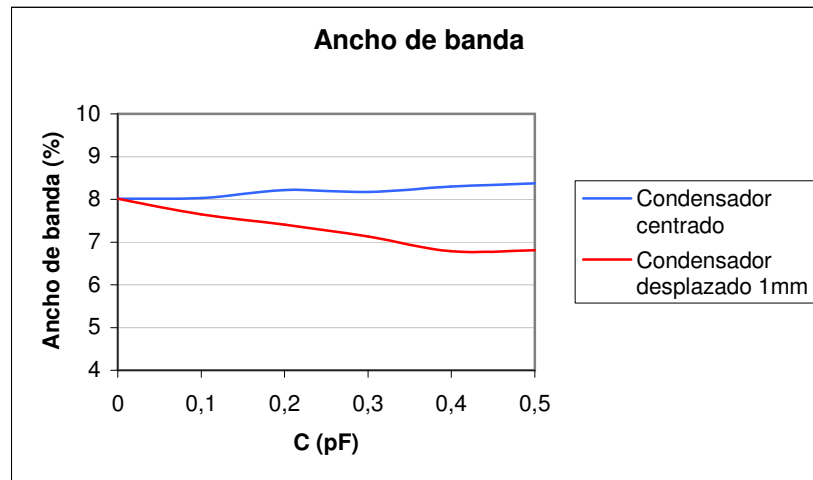


Fig. 5.17. Comparación de la variación del ancho de banda en función del condensador  $C$  entre el condensador situado en el centro del resonador y desplazado 1mm respecto el centro.

### 5.4.3. Medidas del filtro de banda dual basado en el resonador *capacitor-loaded* SIR

En los apartados anteriores se ha diseñado el filtro dual fijo y reconfigurable utilizando el ADS y Momentum. En este apartado se ha fabricado el filtro diseñado en los apartados anteriores y se compara los resultados del filtro fabricado respecto la simulaciones obtenidas anteriormente. El sustrato es el mismo de los filtros anteriores (RO4003). La fotografía del filtro se muestra en la fig 5.18.

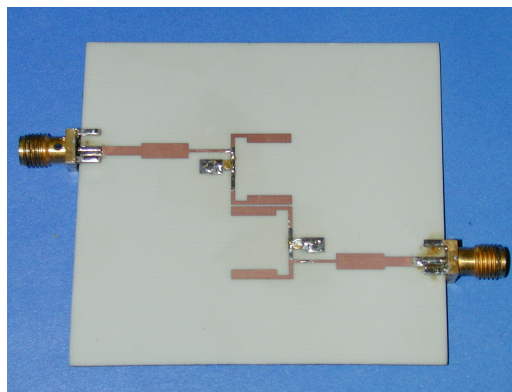


Fig. 5.18. Fotografía del filtro dual sintonizable con *capacitor-loaded* SIR resonador diseñado.

En la fig 5.19 se muestran los resultados de la medida comparados con la simulación. Comentar que la simulación se ha obtenido, igual que en el capítulo 4, mediante una cosimulación ADS-Momentum, cargando la simulación electromagnética en un *data item* de ADS y variando la capacidad (conectada mediante una inductancia de 1.1nH a masa como modelo del vía).

En primer lugar se mide el filtro insertando condensadores de valores fijos. La fig. 5.19.a muestra la comparación entre simulación y medida sin insertar un condensador o, lo que es lo mismo, un condensador de 0pF. La primera banda está centrada en 2.45GHz y se obtienen unas pérdidas de 1.094dB y una adaptación de 18.018dB. La segunda banda está centrada en 5.73GHz con una adaptación de 22.256 dB y pérdidas de inserción 2.316dB.

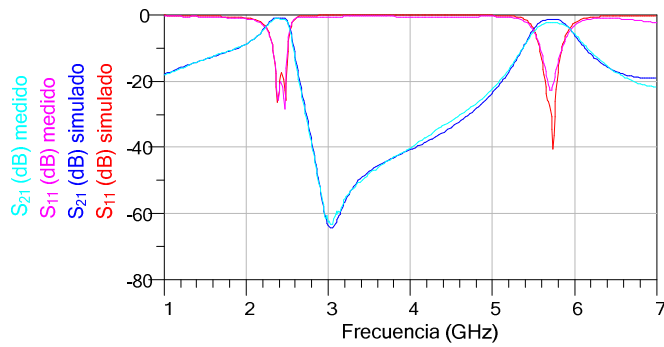
La fig. 5.19.b muestra el caso de insertar un condensador de 0.12pF (obtenido mediante la conexión en serie de un condensador de 0.2 pF y uno de 0.3 pF), en este caso la medida muestra la frecuencia de la primera banda a 2.47GHz con una adaptación de -10.458dB y unas pérdidas de 1.6dB. Por otro lado la segunda banda está centrada en 5.25GHz, con una adaptación de 33.661dB y unas pérdidas de 2.191dB.

Por lo tanto, las medidas muestran que mediante el resonador SIR podemos implementar un filtro variable entre 5.75GHz y 5.25GHz. Finalmente, en la fig. 5.19.c. se muestran superpuestas las medidas para  $C=0\text{pF}$  y  $C=0.12\text{pF}$ .

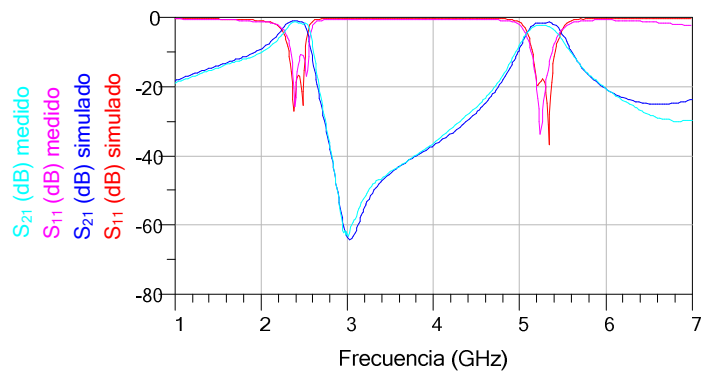
Por último, realizamos las medidas utilizando un varactor Macom MA46H070. La fig.5.20 muestra un barrido de  $V=20\text{V}$  hasta 6V.

Disminuyendo la tensión se pueden conseguir frecuencias menores pero las pérdidas se hacen más elevadas mientras la adaptación también empeora. El filtro sin condensador,  $f_2=5.75\text{GHz}$ , presenta un ancho de banda de 8.6% y unas pérdidas de 2.3dB. Para una  $f_2=4.2\text{GHz}$ , presenta un ancho de banda del 5.9% y unas pérdidas de 4.5dB. La primera banda muestra unas pérdidas de inserción de 1.8dB y un ancho de banda de 13.58%.

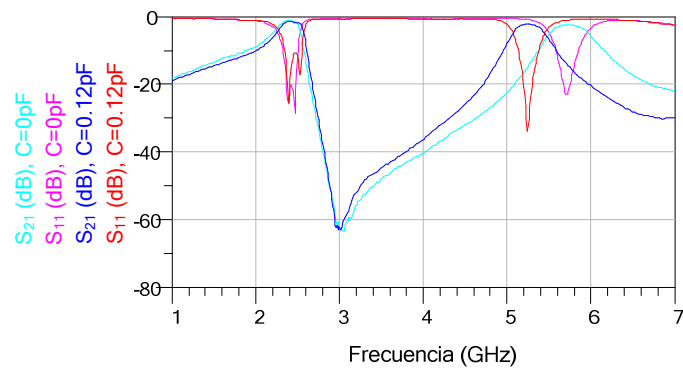




- a -

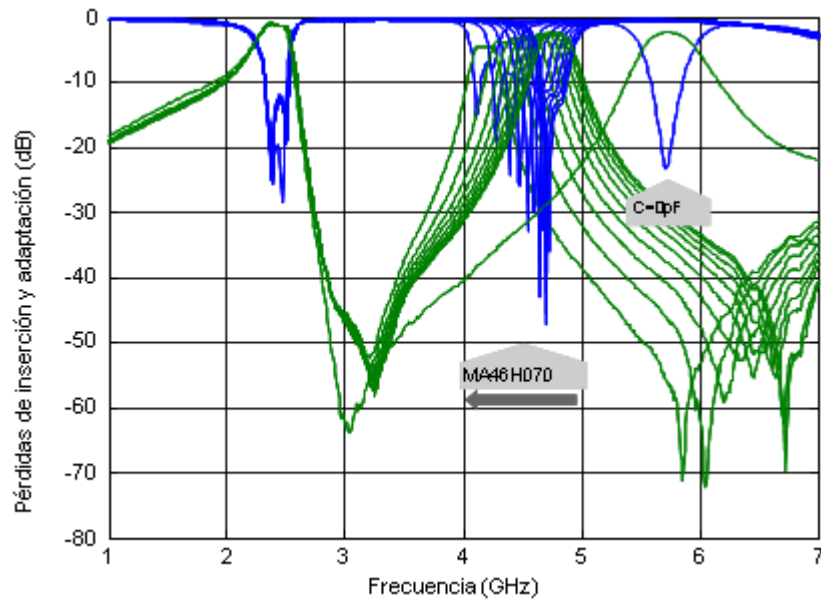


- b -



- c -

**Fig. 5.19. Comparación entre la simulación y medidas del filtro dual sintonizable con resonadores SIR para  $C=0\text{pF}$  (a),  $C=0.12\text{pF}$  (b) y medidas para  $C=0\text{pF}$  y  $0.12\text{pF}$  superpuestas (c).**



**Fig. 5.20. Medidas filtro dual sintonizable con resonadores SIR mediante varactor MA45H070 polarizado entre 20V y 6V.**

## 5.5. Conclusiones

En este capítulo se ha introducido el resonador SIR cargado capacitivamente, con el fin de conseguir un filtro de banda dual sintonizable a 2.45GHz y 5.75GHz / 5.25GHz para aplicaciones WLAN. Se ha hecho un análisis teórico y basado en ADS del resonador, demostrando unas prestaciones adecuadas al objetivo planteado. Al no encontrarse la segunda banda al doble de la primera se ha visto la necesidad de diseñar una red de adaptación de banda dual. Finalmente se ha diseñado y fabricado el filtro de banda dual, obteniendo un filtro que cumple con los requerimientos iniciales, pues la primera banda se mantiene constante a 2.45GHz, mientras la segunda se puede desplazar de 5.75 a 5.25GHz mediante condensadores de diferentes valores o, como se ha demostrado en el último punto, utilizando un varactor. De este modo queda cumplido el objetivo de este capítulo y queda demostrado que es posible obtener un filtro de banda dual en el cual la segunda banda de paso es resintonizable y mayor que  $2f_1$ .

## 5.6. Referencias

- [1] M. Makimoto, S. Yamahita, "Bandpass filters using parallel coupled stripline stepped impedance resonators", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.28, N°12, pp.1413-1417. Dec. 1980.
- [2] M. Sagawa, M. Makimoto, S. Yamashita, "Geometrical structures and fundamental characteristics of microwave stepped-impedance resonators", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.45, N°7, pp. 1078-1085. July 1997.
- [3] B. Kapilevich, R. Lukjanets, "Modelling varactor tunable microstrip resonators for wireless applications", Applied Microwave and Wireless, Vol.10, N°7, pp.32-44. September, 1998.
- [4] B. Kapilevich, R. Lukjanets, "Optimization of varactor tunable microstrip resonator for wireless applications", IEEE Russia Conference on High Power Microwave Electronics: Measurements, Identification, Applications '99, pp.II.60-II.67. Sept. 1999.
- [5] D. Girbau, A. Lázaro, E. Martinez, D. Masone, L. Pradell, "Tunable Dual-Band Bandpass Filter for WLAN Applications", Microwave and Optical Technology Letters, aceptado el 03-04-2009.
- [6] H.-M. Lee, C.R. Chen, C.-C. Tsai, C.-M. Tsai, "Dual-band coupling and feed structure for microstrip filter design", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol.3, pp. 1971-1974, June 2004.
- [7] C.-M. Tsai, C.-C. Tsai, S.-Y. Lee, "Nonsynchronous alternating-impedance transformers", Asia-Pacific Microwave Conference '01, Vol.1, pp. 310-313. 2001.



# CAPÍTULO 6. DISEÑO DE FILTRO DUAL RECONFIGURABLE CON RESONADORES MINIATURIZADOS

## 6.1. Introducción

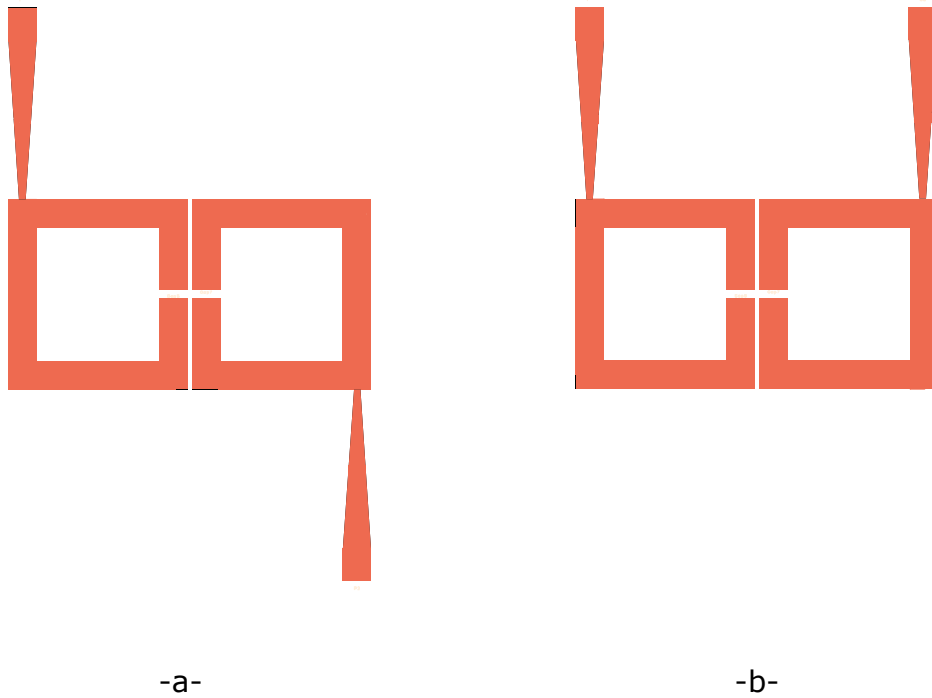
En los capítulos 3 y 4 se ha diseñado un filtro de banda dual fijo y resintonizable de sección constante y de topología *hairpin* utilizando resonadores de media longitud de onda. En el capítulo 5 se ha presentado el resonador SIR para diseñar un filtro dual reconfigurable con la segunda banda  $f_2 > 2f_1$ .

No obstante, la creciente necesidad de ahorrar espacio y costes hace necesario investigar estructuras más miniaturizadas que permitan el mínimo coste y ahorro de espacio. Esta creciente necesidad ha provocado el interés de diferentes investigadores que han estudiado un tipo de estructuras más miniaturizadas, los resonadores *open-loop* [1-4]. La fig. 6.1 muestra un ejemplo de estas estructuras miniaturizadas, una variante del filtro de topología *hairpin*, conocidas también como OLRR (*Open-Loop Ring Resonator*).

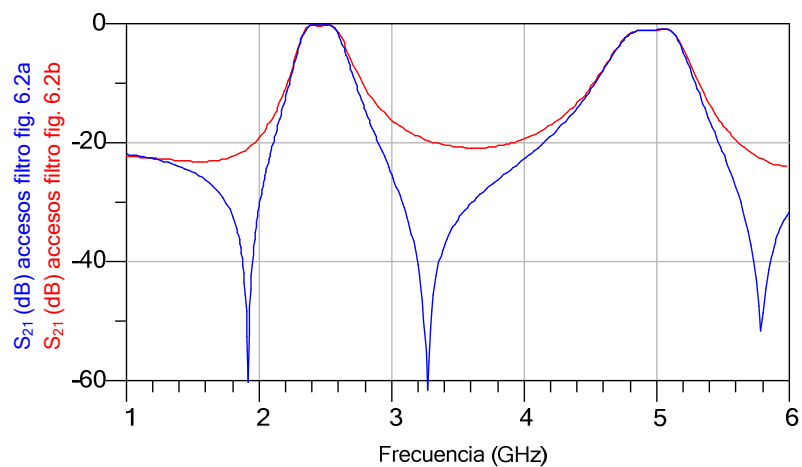
La ventaja principal de este tipo de estructuras más cerradas, no es únicamente que al ser más cerradas en sí mismas ya se minimiza el espacio sino también que, además, entre los extremos del resonador existe un acoplamiento capacitivo que provoca una reducción del tamaño del resonador. Por lo tanto, tenemos dos factores que contribuyen en la



forma obtenemos ceros de transmisión, que nos mejoran las prestaciones del filtro.



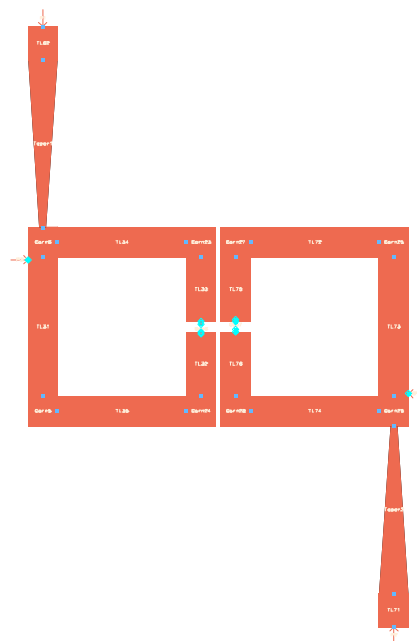
**Fig. 6.2. Layouts de las dos formas diferentes de acceso al resonador miniaturizado.**



**Fig. 6.3. Comparación resultados  $S_{21}$  entre las dos formas de acceso al resonador.**

### 6.2.1. Diseño 1. Filtro de banda dual con resonadores *open-loop* de impedancia constante

Partimos del filtro obtenido en el capítulo 4 para obtener nuestro filtro con resonadores *open-loop*. En primer lugar tenemos en cuenta que la forma del resonador afectará al comportamiento de las frecuencias, ya que se producirán acoplos entre los lados del resonador que nos pueden modificar el resultado de nuestro filtro. En nuestro caso hemos hecho múltiples simulaciones y finalmente hemos optado por la estructura más cuadrada, que nos permite obtener una buena respuesta frecuencial. Es importante notar que la capacidad existente entre los extremos de los resonadores ha hecho necesario acortar los resonadores para obtener el filtro en las frecuencias deseadas, en este caso hemos obtenido un filtro centrado a las frecuencias de 2.45 y 4.9 GHz. La fig. 6.4. muestra el layout del filtro diseñado.

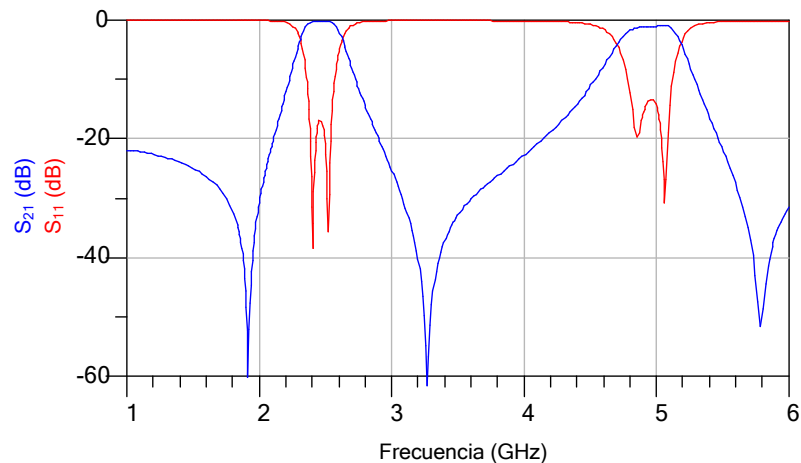


**Fig. 6.4 Esquema filtro dual sintonizable con resonadores miniaturizados, diseño 1.**

La fig. 6.5. muestra el resultado de la simulación electromagnética. El filtro está centrado en 2.45 y 4.92GHz y presenta una adaptación de -17.293dB y



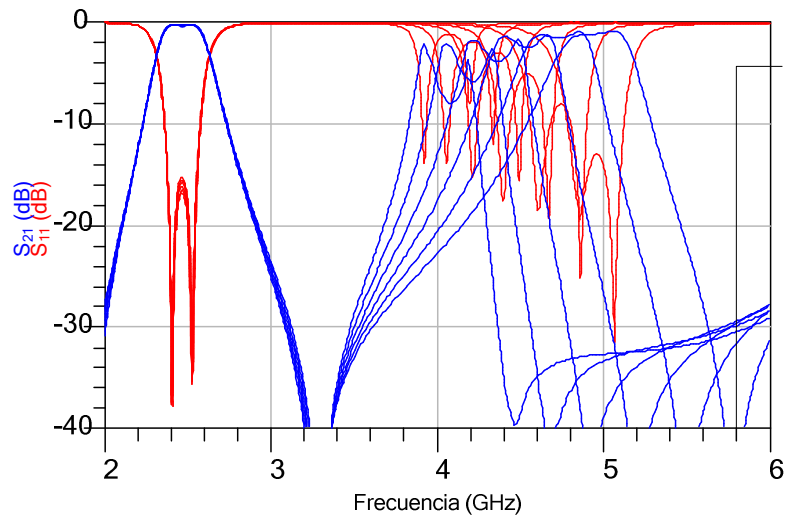
-14.726dB en la primera y segunda banda de paso, respectivamente. Por otro lado las pérdidas de inserción en la primera y segunda banda de paso son de 0.327 y 1.169dB, respectivamente. En esta estructura también cabe destacar los ceros de transmisión que se observan, y que provoca una mejor respuesta frecuencial.



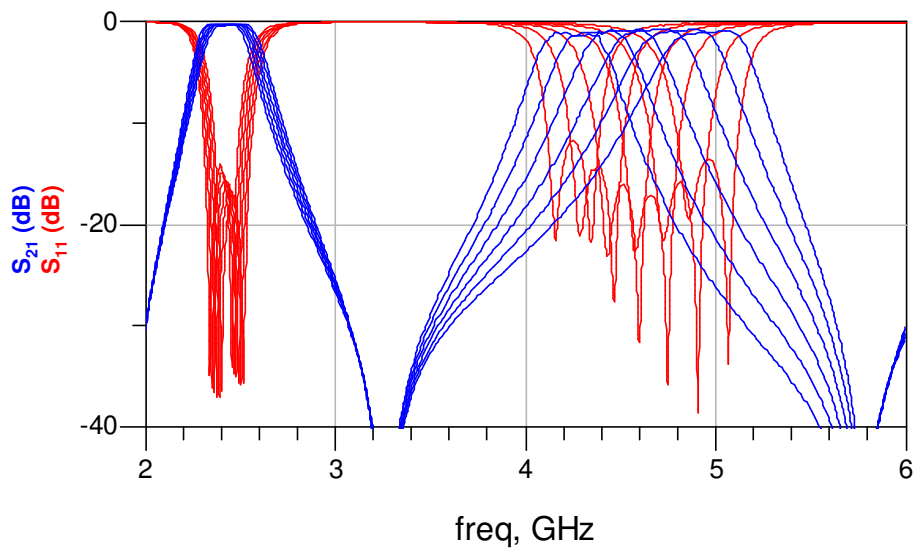
**Fig. 6.5 Resultados de la simulación electromagnética del filtro de la fig.6.4**

Una vez obtenido el resultado del filtro dual fijo, pasamos a insertar un condensador en el centro de ambos resonadores para obtener el filtro dual reconfigurable. La fig. 6.6 muestra el resultado, donde se ha variado el condensador de 0pF a 1pF. Tal y como vimos en capítulos anteriores observamos un rizado mayor a medida que aumentamos el condensador, provocando un rizado de unos 6dB para  $C=1\text{pF}$ , valor totalmente inaceptable. De hecho para un valor de 0.2pF ya se obtiene una adaptación menor a 10dB.

Por último, siguiendo la metodología aplicada anteriormente, desplazamos el condensador. La fig. 6.7. muestra los resultados con el condensador desplazado 4mm respecto el centro. Observamos la gran mejora que se ha producido, gracias al desplazamiento desaparece el rizado y se obtiene una adaptación de 11.7dB a la frecuencia de 4.25GHz, que corresponde a un valor del condensador de 1pF. Por lo tanto, en este caso, sí podemos bajar sin problemas hasta los 4.25GHz consiguiendo una buena respuesta frecuencial.



**Fig. 6.6 Resultados simulación del filtro de banda dual sintonizable con resonadores miniaturizados.**



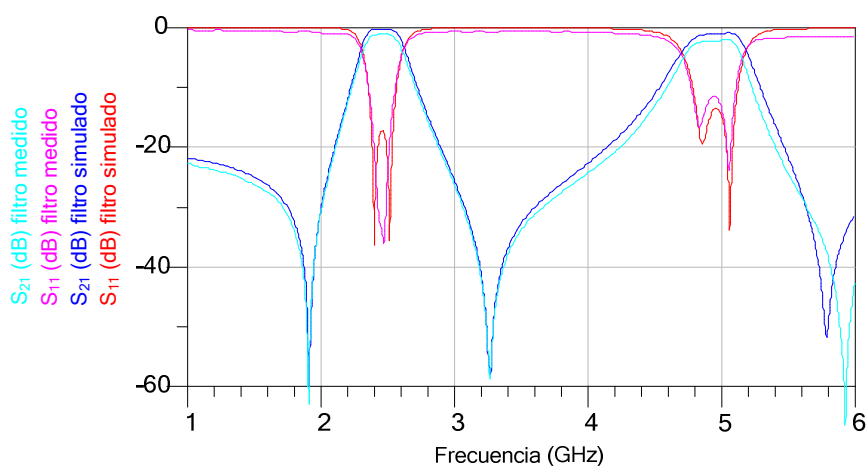
**Fig. 6.7 Resultados de la simulación del filtro banda dual sintonizable con resonadores miniaturizados, con condensador desplazado 4mm respecto el centro.**

### 6.2.2. Medidas del filtro 1 con resonadores *open-loop* de impedancia constante

En el apartado anterior se ha diseñado un filtro miniaturizado con resonadores *open-loop* de impedancia constante. En este apartado mostramos los resultados del filtro fabricado. La fig. 6.8. muestra el filtro fabricado y las medidas obtenidas. En las medidas obtenidas para  $C=0\text{pF}$ , las frecuencias de paso están centradas en 2.45 y 4.92GHz con una adaptación de -33.5 y -11.6dB, y unas pérdidas de 1.1dB y 2.4dB, respectivamente. Se puede observar cómo las medidas con la simulación realizada son prácticamente idénticas, por lo que queda comprobado el correcto funcionamiento del diseño.



-a-

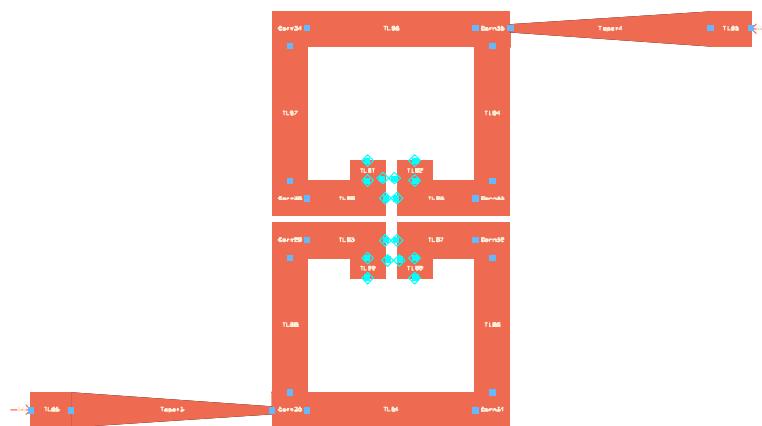


-b-

**Fig. 6.8 Comparación entre la simulación y medidas del filtro dual con resonadores miniaturizados, diseño 1.**

### 6.2.3. Diseño 2. Filtro de banda dual con resonadores *open-loop* de impedancia constante

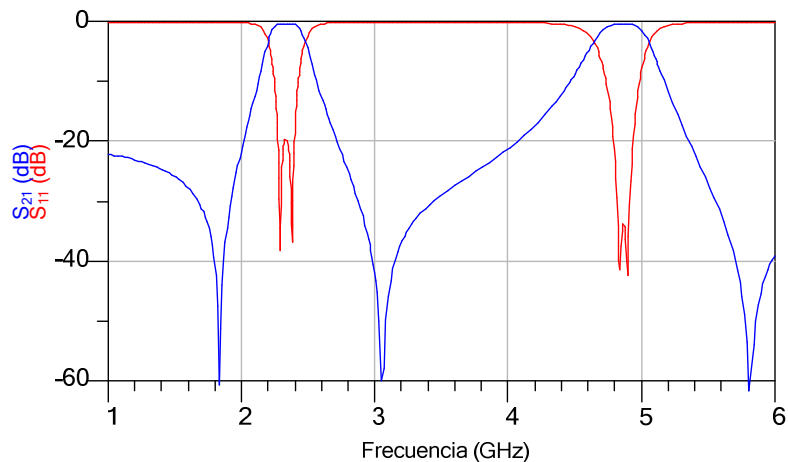
En este apartado exponemos un segundo diseño basado en el diseño 1. La fig. 6.9. muestra el filtro diseñado. El propósito de este diseño es cerrar aún más el resonador con el fin de miniaturizar aún más el filtro.



**Fig. 6.9 Esquema filtro dual sintonizable con resonadores miniaturizados, diseño 2.**

La fig. 6.10 muestra el resultado de esta estructura. El filtro está centrado en 2.34 y 4.87GHz y presenta una adaptación de 19.202dB y 33.595dB. Además se observan unas pérdidas mínimas en ambas bandas de paso, exactamente de 0.31 y 0.38dB en la primera y segunda banda de paso respectivamente. Cabe destacar que en los diseños realizados hasta ahora habíamos obtenido unas pérdidas entorno a 1dB en la segunda banda, resultado más que aceptables en esta banda de frecuencias, sin embargo con esta estructura se ha logrado minimizar más las pérdidas en esta banda, consiguiendo unas pérdidas inferiores a 0.4dB en 4.9GHz.

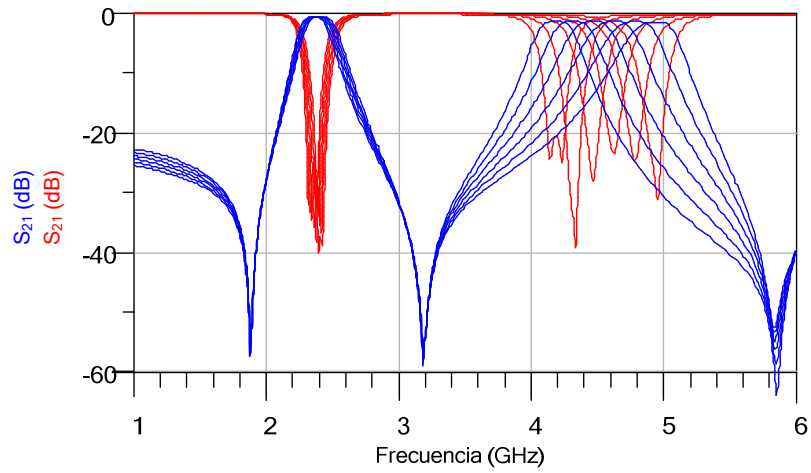
Por este resultado el estudio de esta estructura parece realmente interesante, aunque es necesario remarcar que este diseño aún está por optimizar ya que faltaría ajustar las frecuencias a 2.45 y 4.9GHz, no obstante por el buen resultado obtenido se fabricará este diseño y se realizarán medidas con el fin de compararlas con la simulación.



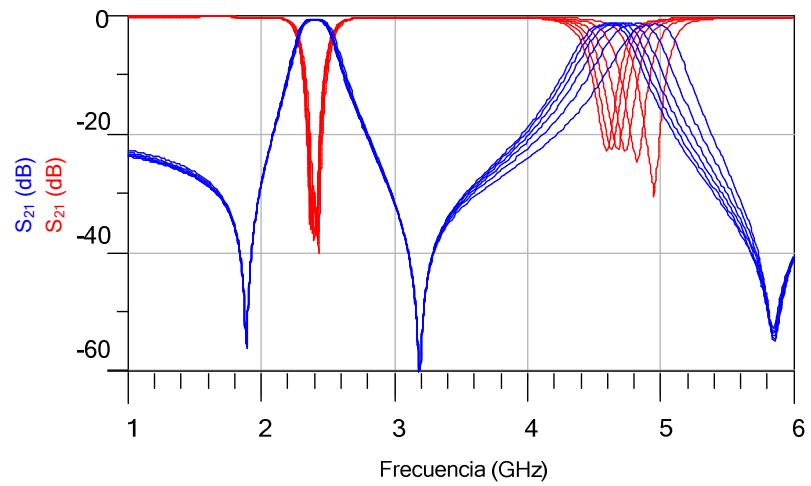
**Fig. 6.10 Resultados simulación del filtro dual con resonadores miniaturizados, diseño 2.**

Finalmente insertamos los puertos internos para insertar el condensador con el ADS/Momentum y, utilizando la metodología seguida en capítulos anteriores, realizamos la simulación. El condensador varía entre 0 y 2pF, con un intervalo de 0.2pF. En este caso, para el caso para  $C=0\text{pF}$ , el filtro está centrado a las frecuencias de 2.43 y 4.96, con una adaptación superior a 30dB y unas pérdidas de 0.6 y 1.3dB.

La fig. 6.11a corresponde a la cosimulación ADS/Momentum insertando el condensador variable mientras que la fig. 6.11b corresponde a la simulación el filtro insertando los vías. A diferencia de los otros diseños realizados en capítulos anteriores, la inserción de los vías afecta notablemente al diseño, ya que conseguimos un margen de reconfiguración menor considerando las metalizaciones para el vías.



-a-

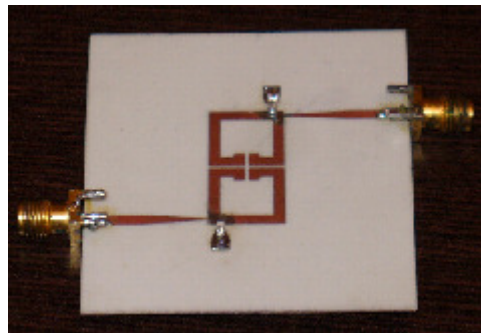


-b-

**Fig. 6.11** Resultados simulación filtro banda dual sintonizable con resonadores *open-loop*, no incluyendo los vías (a) e incluyendo los vías (b).

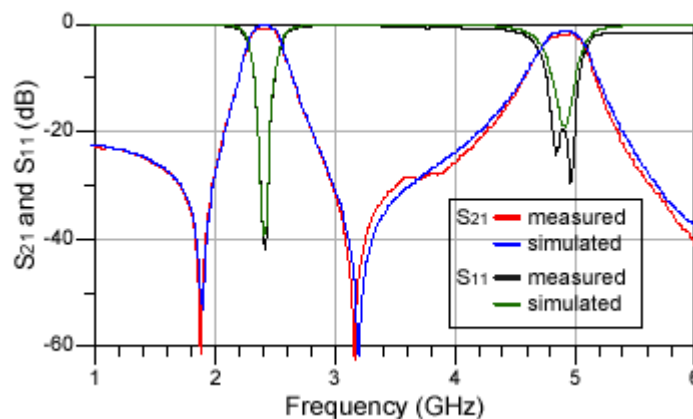
### 6.2.4. Medidas del filtro 2 con resonadores *open-loop* de impedancia constante

En este apartado se muestran los resultados del filtro fabricado correspondiente al segundo diseño realizado. La fig. 6.11 muestra la fotografía del filtro fabricado.



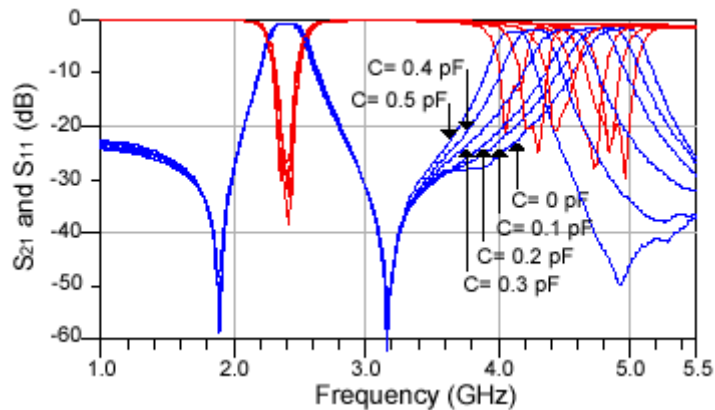
**Fig. 6.11** Fotografía del filtro dual sintonizable del diseño 2.

La fig. 6.12 muestra la comparación para  $C=0\text{pF}$  entre la simulación y la medida.



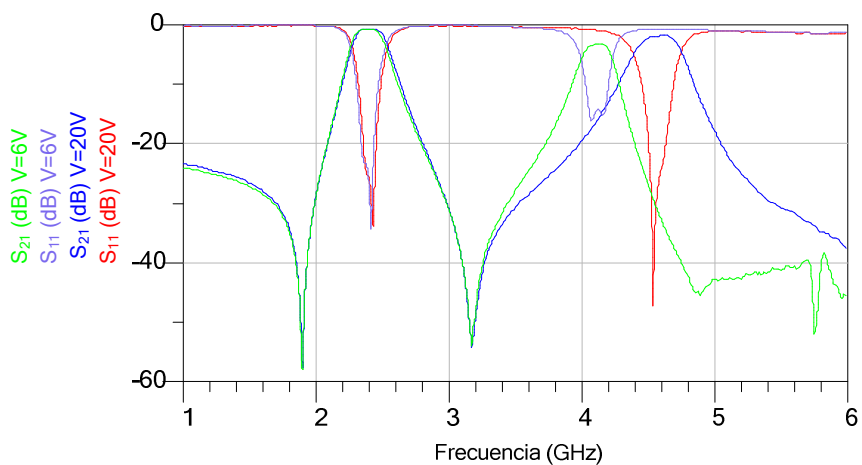
**Fig. 6.12.** Comparación simulación y medidas del filtro de la fig. 6.11 para el caso del filtro fijo, ( $C=0\text{pF}$ ).

La fig. 6.13 muestra las medidas superpuestas insertando condensadores de 0pF a 0.5pF. Se observan los buenos resultados obtenidos, quedando de este modo confirmado que una vez más podemos aplicar la idea del *capacitor-loaded resonator* en este tipo de filtros miniaturizados (*open-loop*) para conseguir filtros reconfigurables.



**Fig. 6.13. Medidas  $S_{21}$  y  $S_{11}$  del filtro dual sintonizable variando el condensador entre 0pF y 0.5pF.**

Finalmente la fig. 6.14. muestra las medidas insertando el varactor para  $V=20V$  y  $V=6V$ . Se observa una buena adaptación en ambos casos, aunque para  $V=6V$  las pérdidas comienzan a ser importantes, pues superan los 3dB.



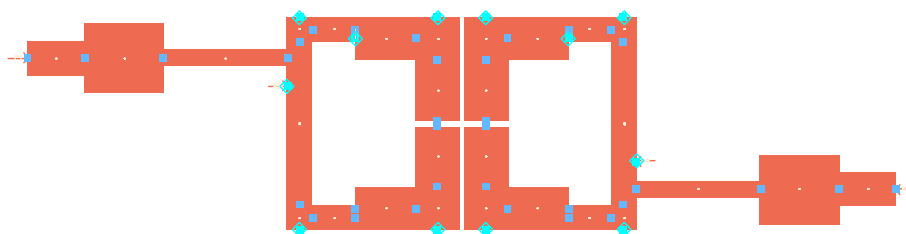
**Fig. 6.14. Medidas  $S_{21}$  y  $S_{11}$  del filtro dual sintonizable polarizando el varactor con  $V=20V$  y  $V=6V$ .**



## 6.3. Filtro miniaturizado con resonadores SIR

### 6.3.1. Diseño filtro miniaturizado basado en $n$ resonadores SIR *open-loop*

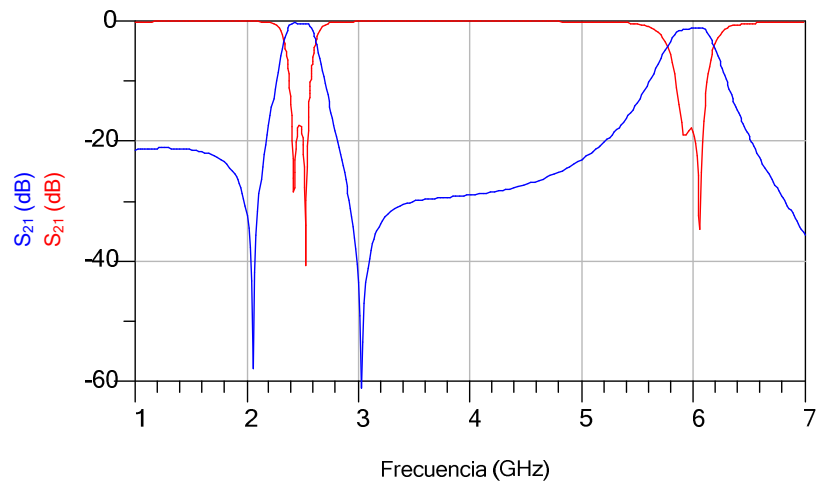
En este apartado hemos aplicado el procedimiento anterior para miniaturizar el filtro SIR. La fig. 6.15. muestra el layout definitivo que se ha diseñado.



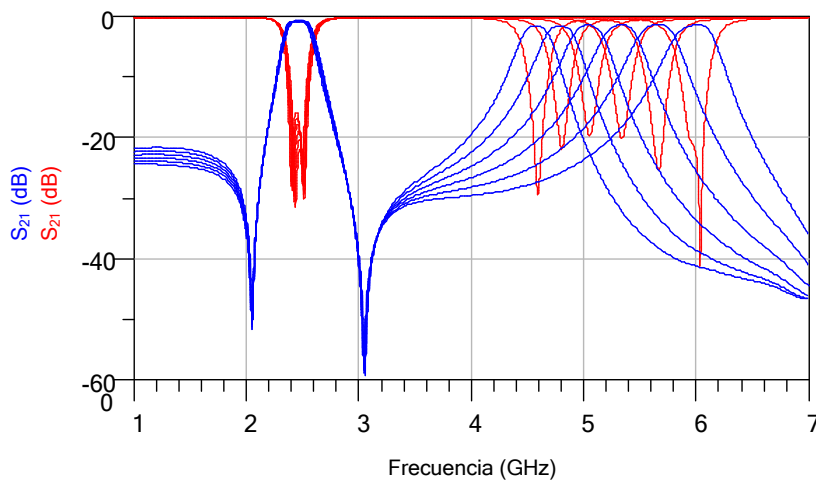
**Fig. 6.15** Esquema del filtro dual sintonizable con resonadores SIR en forma *open-loop*

En la fig. 6.16 se muestra el resultado de la simulación electromagnética. El filtro está centrado en 2.46 y 5.9 GHz y en ambas bandas de paso se obtiene una adaptación superior a 17dB. Por otro lado las pérdidas en la primera banda de paso son de 0.359dB mientras que en la segunda banda son de 1.026dB. Por último, el ancho de banda en la segunda banda de paso es del 7%. Por lo tanto se observa una buena respuesta frecuencial en ambas bandas.

Finalmente añadimos el condensador en una posición óptima y realizamos la cosimulación ADS-Momentum. La fig. 6.17 muestra el resultado del filtro sintonizable. En este caso se muestra el resultado para  $C=0, 0.2, 0.4, 0.6, 0.8$  y  $1\text{pF}$ .



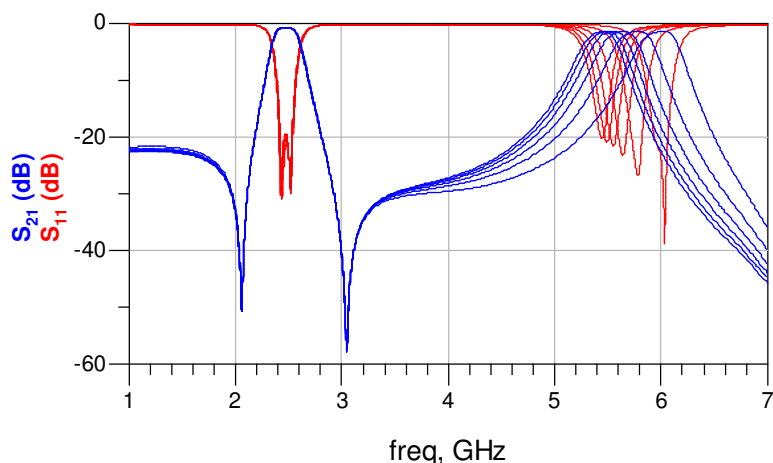
**Fig. 6.16 Simulación  $S_{21}$  y  $S_{11}$  del filtro dual miniaturizado con resonadores SIR.**



**Fig. 6.17 Simulación filtro dual miniaturizado reconfigurable con resonadores SIR, para diferentes valores de C (C=0, 0.2, 0.4, 0.6, 0.8 y 1pF).**

Por último, simulamos exactamente el mismo layout pero añadiendo las metalizaciones para el vías, ya que es como definitivamente se va a fabricar. El resultado se muestra en la fig. 6.18. Es sorprendente la variación respecto el caso anterior; en el resto de circuitos diseñados en

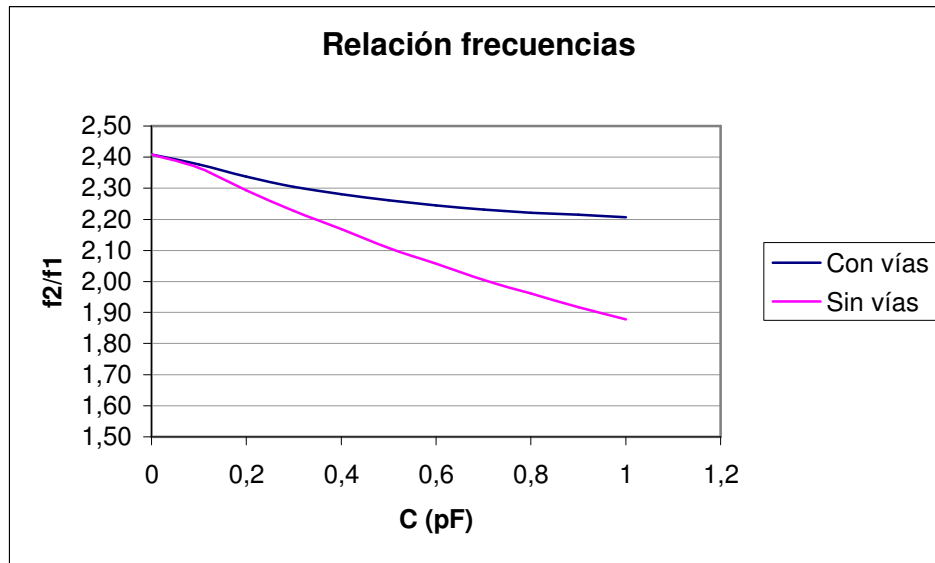
capítulos anteriores, los vías no modificaba el resultado. Sin embargo, esta estructura es notablemente sensible al acoplo que provoca la inserción del vías. Se observa claramente cómo en la fig. 6.17 se llega a bajar la frecuencia hasta los 4.59GHz y en todos los casos la adaptación es superior a 20dB. Sin embargo en la fig. 6.18 se baja sólo hasta 5.44GHz, aunque en este caso se sigue manteniendo la adaptación superior a los 20dB.



**Fig. 6.18 Simulación filtro dual miniaturizado reconfigurable con resonadores SIR *open-loop*, para diferentes valores de C (C=0, 0.2, 0.4, 0.6, 0.8 y 1pF), incluyendo metalizaciones para el vías.**

Este resultado hace notar que esta estructura es mucho más sensible a los acoplos externos, provocando un menor barrido del rango de la segunda banda de frecuencia.

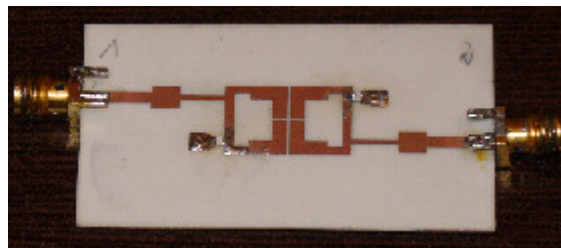
La fig. 6.19. muestra la relación entre frecuencias comparando entre la simulación incluyendo la metalización para el vías y no incluyéndolo. Cuando se simula teniendo en cuenta la metalización para el vías, se consigue un barrido inferior que si no se tiene en cuenta.



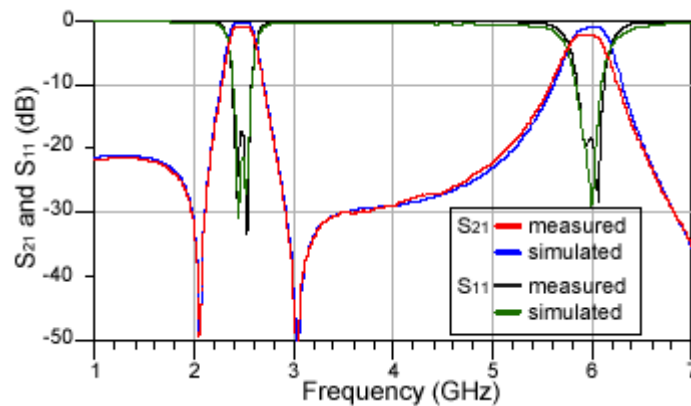
**Fig. 6.19** Comparación de la relación entre frecuencias  $f_2/f_1$  entre la simulación incluyendo las metalizaciones para insertar el vías o no incluyéndolo.

### 6.3.2. Medidas filtro miniaturizado con resonadores SIR *open-loop*

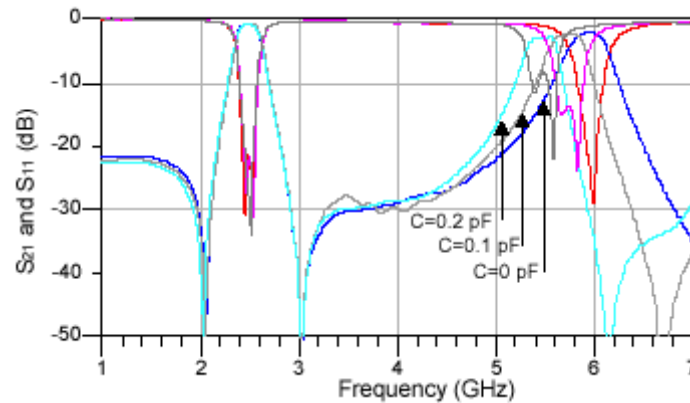
Finalmente se fabrica el filtro SIR miniaturizado. La fig. 6.20. muestra la fotografía del filtro fabricado y en la fig. 6.21. se muestran las medidas para el caso de no insertar condensador y condensadores de 0.1, 0.2 y 0.3pF.



**Fig. 6.20** Fotografía filtro dual miniaturizado sintonizable con resonadores SIR.



-a-



-b-

**Fig. 6.21 Comparación entre simulación y medidas para el filtro dual miniaturizado con resonadores SIR para  $C=0\text{pF}$  (a), medidas para el filtro dual miniaturizado con resonadores SIR para  $C=0\text{pF}$ ,  $C=0.1\text{pF}$  y  $C=0.2\text{pF}$  (b).**

De estos resultados se desprende que las medidas han empeorado sensiblemente en comparación con la simulación. Para el caso de  $C=0.3\text{pF}$  (no mostrado en la fig. 6.21) se obtienen unas pérdidas superiores a  $7.5\text{dB}$ , resultado totalmente inaceptable. Este resultado hace notar que esta estructura, a diferencia de otras utilizadas anteriormente, es mucho más sensible a la ubicación exacta del condensador. Cabe destacar que para insertar físicamente los condensadores se ha hecho de forma manual, por lo que en este caso sería necesario utilizar una metodología más precisa para insertar los condensadores exactamente en el punto de la simulación, totalmente imposible con la tecnología utilizada en nuestro caso.

## 6.4. Conclusiones

En este capítulo se ha partido de los diseños de los capítulos anteriores para conseguir filtros con resonadores *open-loop* miniaturizados.

Se ha conseguido diseñar varios filtros de dimensiones reducidas aprovechando la capacidad que se forma en los extremos del resonador. Además se ha demostrado que podemos utilizar este tipo de estructuras miniaturizadas para diseñar filtros duales reconfigurables.

## 6.5. Referencias

- [1] Jia-Sheng Hong, Michael J. Lancaster, "Couplings of Microstrip Square Open-Loop Resonators for Cross-Coupled Planar Microwave Filters", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 44, N° 12. Dec 1996
- [2] Marjan Mokhtaari, Jens Bornemann, Smain Amari, "New Reduced-Size Step-Impedance Dual-Band Filters with Enhanced Bandwidth and Stopband Performance", IEEE. 2006.
- [3] Sheng-Yuan Lee, Chih-Ming Tsai, "New Cross-Coupled Filter Design Using Improved Hairpin Resonators", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, N° 12. Dec 2000
- [4] Jia-Sheng Hong, Michael J. Lancaster; "Theory and Experiment of Novel Microstrip Slow-Wave Open-Loop Resonator Filters". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, N° 12. Dec 1997

# CAPÍTULO 7. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS.

## 7.1. Conclusiones.

El contexto actual y futuro de las arquitecturas de cabezales de radiofrecuencia tiende a la miniaturización y a las topologías reconfigurables y multibanda. En este marco, el presente trabajo ha estudiado la viabilidad de filtros de banda dual sintonizables en frecuencia. Esto significa que el filtro tenga dos bandas de paso y una de ellas pueda ser sintonizada de forma independiente a la otra, que permanece fija. Se ha demostrado la viabilidad para varias topologías y filtros, siendo el principal objetivo cumplido el de demostrar la viabilidad de diseño de un filtro para WLAN, con la primera banda de paso centrada a 2.45 GHz y la segunda sintonizable entre 5.25 y 5.75 GHz; de esta forma este filtro puede cumplir tanto con la especificación europea como americana de WLAN.

El estudio ha requerido afrontar diversos aspectos del diseño de resonadores y filtros, obteniendo algunos resultados interesantes que a continuación se enumeran.

- En la primera parte se ha revisado las técnicas de síntesis de filtros de microondas clásica, partiendo del prototipo paso-bajo hasta el prototipo paso-banda. A partir de aquí se ha optado por la topología de filtro planar *hairpin*, el diseño del cual requiere una metodología sistemática para sintetizar el factor de calidad externo y los acoplos

entre resonadores, de forma que a partir de los valores teóricos obtenidos se pueda implementar la estructura físicamente.

- Se ha desarrollado una metodología basada en la teoría del factor de calidad externo y del acoplo entre resonadores; a partir de simulaciones electromagnéticas de Momentum se obtienen unas gráficas que relacionan directamente el factor de calidad externo y el acoplo con variables físicas del diseño: el punto de inserción de los accesos y la distancia (o *gap*) entre resonadores.
- Una vez sintetizado el filtro planar con topología *hairpin* monobanda, se ha propuesto su extensión a filtro de banda dual mediante simulación electromagnética. Se han diseñado un par de filtros de banda dual que han sido fabricados y medidos con éxito.
- El objetivo de dotar de sintonía a filtros de banda dual se ha enfocado inicialmente analizando el resonador de banda dual tipo *capacitor-loaded resonator*. Éste consiste en un resonador de media longitud de onda cargado con una capacidad en paralelo en el centro. Se ha demostrado analíticamente y mediante simulación de ADS la viabilidad de sintonizar la segunda resonancia manteniendo fija la primera. En un paso posterior se ha integrado este resonador en filtros con topología *hairpin*, demostrando la viabilidad de sintonía de la segunda banda manteniendo la primera fija. Se ha diseñado y fabricado un filtro con éxito que demuestra la viabilidad de la idea propuesta en el proyecto. De todas formas, se ha observado una limitación esperable por la topología de resonador: la segunda resonancia no puede ir más allá del doble de la primera ( $f_2 < 2f_1$ ).
- Se ha propuesto el resonador SIR (*stepped-impedance resonator*) cargado capacitivamente para solventar la limitación anterior. Se ha propuesto un análisis teórico riguroso de dicho resonador validado mediante simulaciones de ADS. Finalmente se ha integrado en un filtro de banda dual sintonizable, demostrando buenas prestaciones tanto simuladas como medidas. Este filtro tiene la capacidad de ser útil para WLAN, con la primera banda de paso centrada a 2.45 GHz y la segunda sintonizable entre 5.25 y 5.75 GHz.

Algunos de los resultados obtenidos en este proyecto se pueden encontrar en dos artículos que se enumeran a continuación:

- D. Girbau, A. Lázaro, E. Martínez, D. Masone, L. Pradell, "Tunable Dual-Band Bandpass Filter for WLAN Applications", *Microwave and Optical Technology Letters*, aceptado el 03-04-2009.
- D. Girbau, A. Lázaro, A. Pérez, E. Martínez, L. Pradell, R. Villarino, "Tunable Dual-Band filters base on capacitive-loaded stepped-impedance resonators", aceptado a la European Microwave Conference, Roma, 2009.



## 7.2. Líneas futuras

A partir del trabajo realizado, diferentes resultados sugieren interés para una posterior investigación. Entre ellos se destaca:

- Introducción de dispositivos MEMS para la sintonía de los filtros. Se ha demostrado que la sintonía es muy crítica, especialmente el posicionamiento de los condensadores o varactores. Este factor se podría mejorar reemplazando estos componentes por conmutadores MEMS que alargaran o acortaran *stubs* acabados en circuito abierto. De todas formas esta sustitución requeriría un cambio sustancial en los diseños, ya que estos son en tecnología microstrip y sería conveniente otras topologías, especialmente coplanar (para tener el plano de masa accesible para los MEMS sin requerir vías, que ya se ha demostrado en este proyecto su influencia negativa en los diseños).
- Sería de especial interés probar estos resonadores con otras topologías para poder comprobar sus prestaciones en comparación con las propuestas en este trabajo.
- Se ha centralizado el trabajo en demostrar la viabilidad de sintonía en filtros de banda dual. Especificaciones como el control del ancho de banda se han dejado para una segunda fase. Existen diversos trabajos para el control del ancho de banda en filtros monobanda sintonizables, pero esto no es evidente para filtros de banda dual sintonizables y sería de especial interés su estudio.