



Projecte Fi de Carrera

Enginyeria Tècnica de Telecomunicació

Especialitat en Sistemes Electrònics

**Estudio y diseño de filtros pasobanda y en banda dual
basados en resonadores microstrip open-loop acoplados**

Ankur Kumar Anand

Director: Edén Corrales López

Departament de Telecomunicació i Enginyeria de Sistemes

Escola d'Enginyeria

Universitat Autònoma de Barcelona (UAB)

Juny 2011



El sotasignant, *Edén Corrales*, Professor de l'Escola d'Enginyeria de la Universitat Autònoma de Barcelona (UAB),

CERTIFICA:

Que el projecte presentat en aquesta memòria de Projecte Fi de Carrera ha estat realitzat sota la seva direcció per l'alumne *Ankur Kumar Anand*.

I, perquè consti a tots els efectes, signa el present certificat.

Bellaterra, *26 de maig del 2011*.

Signatura: *Edén Corrales López*

*Agradecer la ayuda ofrecida por parte de Edén Corrales,
el apoyo de mi familia en todo lo que ha estado a su alcance
y todo el soporte que me han ofrecido amigos y compañeros.*

Índice

1	Introducción	1
2	Teoría de filtros básica	3
2.1	Tipos de respuestas de filtro	3
2.2	Teoría general de acoplamiento	7
2.3	Acoplamiento eléctrico	9
2.4	Extracción de Q_e	13
2.5	Extracción de k	14
2.6	Tecnología <i>Microstrip</i>	15
3	Filtro pasobanda	17
3.1	Implementación de filtro pasobanda.....	17
3.2	Esquema ideal y <i>layout</i>	20
3.3	Conclusiones	23
4	Filtro pasobanda con ceros de transmisión	25
4.1	Implementación de filtro con ceros de transmisión.....	25
4.2	Esquema ideal y <i>layout</i>	31
4.3	Conclusiones	35
5	Filtros pasobanda duales	37
5.1	Método de diseño.....	38
5.2	Esquema ideal y <i>layout</i>	39
5.3	Conclusiones	45
6	Conclusiones generales	46
6.1	Líneas futuras de trabajo.....	47
7	Anexos.....	49
8	Bibliografía.....	51

1 Introducción

En la actualidad los servicios ofrecidos a través del espectro radioeléctrico limitado están creciendo y parece que seguirá creciendo los próximos años. Este auge de servicios propagados a través de canales *wireless*, hace que desde la industria se requiera confinar estrictamente estos servicios dentro de límites frecuenciales muy estrictos.

Los filtros de RF, por tanto, juegan un papel muy importante dentro de la estructura de comunicaciones *wireless*. En especial, los filtros multibanda que están más demandados, y además se exigen bandas de paso muy bien acotadas, con pocas pérdidas de inserción y con una gran selectividad en frecuencia.

Por otra parte, debido a esta creciente utilización de filtros de RF y el propio progreso de las capacidades de cálculo de los ordenadores actuales, los diseños asistidos por ordenador (CAD) han evolucionado, permitiendo la aparición de novedosas técnicas de diseño de filtros [1].

Los métodos de diseño que se muestran en este proyecto están enfocados principalmente a filtros implementados con tecnología *microstrip* con estructuras *open-loop*, sin embargo estas técnicas de diseño serán compatibles con muchas otras tecnologías de fabricación de filtros de microondas actuales como puede ser el caso de: tecnología MEMS (*Microelectromechanical Systems*), implementación de filtros mediante materiales superconductores a temperaturas altas o empleando materiales conductores/substratos LTCC (*Low Temperature Co-Fired Ceramic*). De igual manera se podrán emplear estas técnicas de diseño con estructuras alternativas a *open-loop*, como pueden ser espirales circulares, cuadradas o resonadores triangulares.

El proyecto presentado, se puede dividir en dos bloques: El primero introduce las técnicas de acoplamiento para el diseño de filtros pasobanda, y a la vez se presentan algunos estudios que sirven para poder extraer informaciones de los diversos acoplamientos producidos en función de las distancias y dimensiones de los resonadores. También se mostrarán los procesos de diseño e implementación de un filtro pasobanda de orden dos con respuesta tipo Chebyshev, y otro filtro pasobanda de

orden cuatro con ceros de transmisión. Los filtros y los estudios presentados sirven de base para realizar el segundo bloque del proyecto.

En la segunda parte de este proyecto, se presentará el diseño de un filtro de banda dual, realizado mediante una técnica presentada en [3] y empleando como en los casos anteriores estructuras *open-loop* inter-acopladas sobre la tecnología *microstrip*.

Cabe destacar que los diseños, tanto de los filtros basados en elementos concentrados, como los diseños de los *layouts* de los filtros pasobanda y multibanda, se han llevado a cabo mediante el *software* de simulaciones electromagnéticas: *Advanced Design System* de *Agilent Technologies*.

La memoria del proyecto realizado se estructura en seis bloques, resumidos de forma breve a continuación:

- Capítulo 1: **Introducción**. Es el presente apartado, donde se muestran las principales líneas de trabajo que se van a llevar a cabo a lo largo del proyecto.
- Capítulo 2: **Teoría de filtros básica**. En este capítulo se hace una breve introducción a las herramientas teóricas relacionadas con los estudios y simulaciones que se van a llevar a cabo en los siguientes capítulos.
- Capítulo 3: **Filtro pasobanda**. En este capítulo se diseña un filtro pasobanda de orden 2 para mostrar el proceso de diseño de filtros mediante el simulador EM. También se muestran conclusiones de estudios realizados sobre acoplamientos de estructuras.
- Capítulo 4: **Filtro pasobanda con ceros de transmisión**. En este capítulo se diseña un filtro de orden 4 con 2 ceros de transmisión. También se demuestran características de acoplamiento muy interesantes sobre las estructuras *open-loop* empleadas, que completan las presentadas en el capítulo 3.
- Capítulo 5: **Filtro pasobanda duales**. En este capítulo se diseña un filtro de doble banda de paso de orden 4 para los sistemas de comunicación *wireless*: WCDMA (*Wideband Code Division Multiple Access*) y WiFi.
- Capítulo 6: **Conclusiones**. En este capítulo se recogen las conclusiones generales del proyecto, y se presentan posibles líneas de trabajo a desarrollar.

2 Teoría de filtros básica

Un filtro eléctrico, visto desde el dominio frecuencial, es un elemento que discrimina una determinada frecuencia o gama de frecuencias de una señal eléctrica que pasa a través de él, con la finalidad de dejar pasar las banda/s frecuenciales de interés, y atenuar el resto de espectro que no interesa, consiguiendo de esta manera disminuir interferencias/ruido no deseado.

La función de transferencia de un filtro pasivo, bi-puerto e ideal (sin pérdidas y sin pérdidas de inserción) es la siguiente:

$$|S_{21}|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\omega)} \quad (2.1)$$

donde ε es la constante de rizado, $F_n(\omega)$ representa la función característica de este filtro y ω es la frecuencia variable angular.

Para los filtros definidos anteriormente, se conoce la expresión de la función de pérdidas de inserción (relación entre la potencia de salida respecto la de la entrada):

$$L_A(\omega) = 10 \log \frac{1}{|S_{21}(j\omega)|^2} \text{ dB} \quad (2.2)$$

Así mismo, tomando en cuenta la igualdad $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$, junto a (2.2), se puede definir las pérdidas de retorno del filtro ideal:

$$L_R(\omega) = 10 \log[1 - |S_{21}|^2] \text{ dB} \quad (2.3)$$

2.1 Tipos de respuestas de filtro

En este apartado se presentan los tipos de respuestas de filtros analógicos más utilizados. Pese a la existencia y uso de estas funciones, en este proyecto se trabajará principalmente con el prototipo Chebyshev, debido a que serán los que posteriormente se implementarán para diseñar los filtros pasobanda. Si se desea consultar información sobre otros tipos de respuestas se puede consultar en la numerosa bibliografía existente dedicada a filtros analógicos, como ejemplo [1] y [5].

A continuación se muestran los distintos tipos de filtros que existen, y su respuesta paso bajo se puede verificar en la Figura 2-1.

- Respuesta Butterworth o maximally flat
- Respuesta Chebyshev
- Respuesta Cauer o Elíptica
- Respuesta Gaussiana

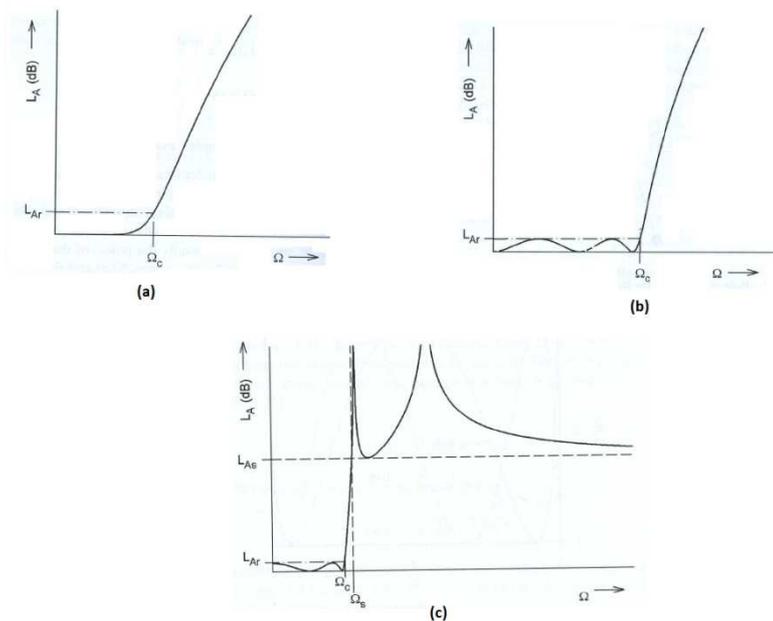


Figura 2-1: (a) Respuesta paso bajo Butterworth (b) Respuesta paso bajo Chebyshev (c) Respuesta paso bajo elíptica [1]

En las respuestas representadas en la Figura 2-1, se puede apreciar las pérdidas de retorno de los diferentes prototipos pasobajo de las respuestas empleadas habitualmente. El filtro tipo Butterworth tiene una frecuencia de corte normalizada y tiene 3.01 dB de pérdidas de retorno. Por lo que se refiere a la respuesta de la función elíptica, ésta tiene rizados iguales tanto en la banda de paso como en la banda de rechazo.

La respuesta Chebyshev mantiene un rizado constante en la banda de paso y sigue una función de transferencia según la definición (2.1), donde ε queda definido como:

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \quad (2.4)$$

donde L_{Ar} es la constante de rizado de la banda de paso para el prototipo pasobajo, y la función Cheyshev, $F_n(\omega)$, de orden n se define como:

$$F_n(\omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1}\omega) & |\omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cos^{-1}\omega) & |\omega| \geq 1 \end{cases} \quad (2.5)$$

Para todos los prototipos existe un prototipo paso bajo donde la frecuencia de corte es igual a 1 y la impedancia de entrada también es igual a 1 (ver Figura 2-2). En el caso de los filtros Chebyshev las constantes g_n se pueden encontrar a partir de expresiones cerradas, o bien para algunos valores precalculados del rizado de la banda de paso (L_{Ar}) que se pueden consultar en la Tabla 7-2 del Anexo.

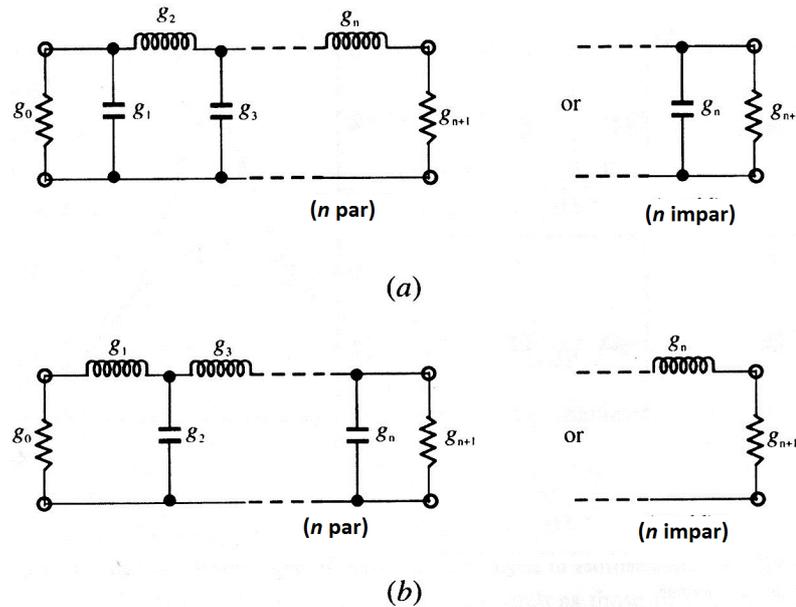


Figura 2-2: Prototipos paso bajo, equivalente entre ellos [1]

Para transformaciones en frecuencia del prototipo paso bajo normalizado a: pasobajo, pasobanda, pasoalto o rechaza banda, se emplean métodos de transformación de cada elemento discreto del esquema del prototipo para desplazar en frecuencia la respuesta requerida [1].

En el caso de este proyecto centrado en filtros pasobanda tipo Chebyshev, se emplean conversiones del prototipo pasobajo a pasobanda, mediante la utilización de inversores de inmitancia. Estos inversores de inmitancia pueden ser tanto inversores de admitancia como de impedancia. La utilización de estos inversores es debida a que tienen un único comportamiento para todas las frecuencias (idealmente). El empleo de estos bloques, permite escoger arbitrariamente determinados valores del modelo del filtro, como es el caso de las impedancias o admitancias de carga y fuente, y los valores de L y C, y extraer los valores de los bloques inversores en función de éstos, tal como se puede ver en la Figura 2-3.

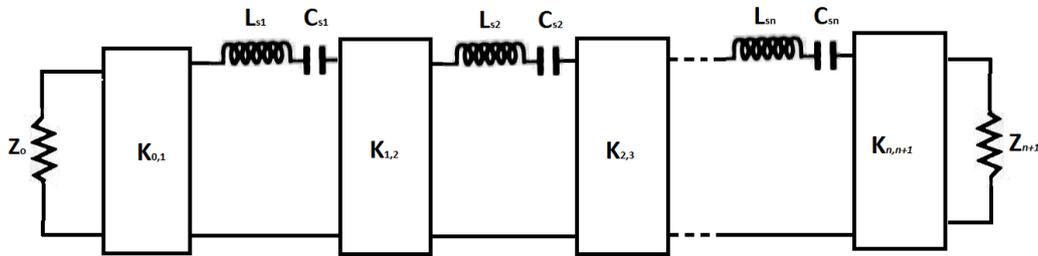
El inversor de impedancia se modela mediante un bloque bi-puerto que introduce un desfase de $\pm 90^\circ$ o un múltiplo impar a la entrada en la salida. También se conocen como inversores K, y se definen idealmente como:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jK \\ \mp \frac{1}{jK} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

de la misma forma, pero considerando que la impedancia es la inversa de la admitancia, se pueden definir los inversores de admitancia o inversores J, que introducen un desfase de $\pm 90^\circ$ o un múltiplo impar, y se definen como:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm \frac{1}{jJ} \\ \mp jJ & 0 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

La utilización de inversores de inmitancia facilita la variación de la impedancia o admitancia a través de la modulación de K o J. Así los diferentes nodos resonantes pueden estar teóricamente acoplados mediante estos inversores de admitancia para modelos de resonadores LC en paralelo, y inversores de impedancia para modelos LC en serie (ver Figura 2-3). Si se precisa de más información detallada sobre estas estructuras se puede consultar en [1].



$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{Z_0 FBW \omega_0 L_{s1}}{\Omega_c g_0 g_1}}, \quad K_{i,i+1} = \frac{FBW \omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{L_{si} L_{s(i+1)}}{g_i g_{i+1}}} \quad i \text{ to } n-1, \quad K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{Z_{n+1} FBW \omega_0 L_{sn}}{\Omega_c g_n g_{n+1}}}$$

$$C_{si} = \frac{1}{\omega_0^2 L_{si}} \quad i=1 \text{ to } n$$

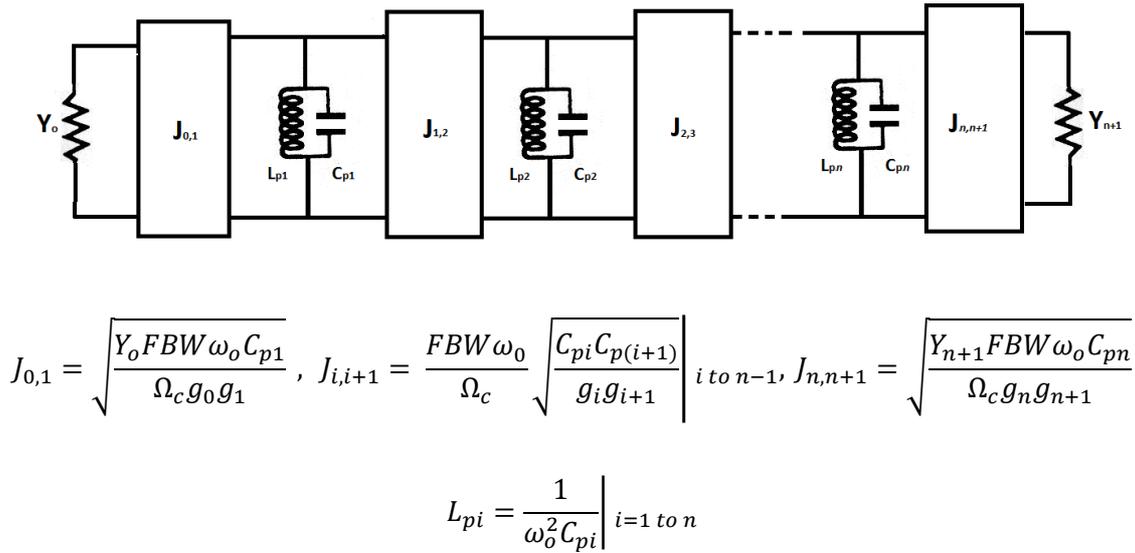


Figura 2-3: Filtros pasobanda implementados mediante inmitancias

2.2 Teoría general de acoplamiento

En diseño de filtros, en particular en la tecnología *microstrip*, la teoría de acoplamientos es ampliamente utilizada sin importar en exceso la estructura física de los resonadores. Este método de diseño está basado en coeficientes de acoplamiento entre estructuras físicamente separadas, y factores de calidad externos de los resonadores de entrada y salida [1].

La siguiente definición matemática refleja el acoplamiento entre dos distintas estructuras:

$$k = \frac{\iiint \varepsilon \vec{E}_1 \vec{E}_2 \, dv}{\sqrt{\iiint \varepsilon |\vec{E}_1|^2 \, dv \times \iiint \varepsilon |\vec{E}_2|^2 \, dv}} + \frac{\iiint \mu \vec{H}_1 \vec{H}_2 \, dv}{\sqrt{\iiint \mu |\vec{H}_1|^2 \, dv \times \iiint \mu |\vec{H}_2|^2 \, dv}} \quad (2.8)$$

donde \vec{E} y \vec{H} representan los vectores de campo de campo eléctrico y campo magnético, respectivamente.

Obviamente, el cálculo de (2.8) requiere conocer muy detalladamente las distribuciones de campo magnético y eléctrico de cada resonador, y formalizar este cálculo se convertiría en una tarea muy ardua. Gracias a la existencia de simuladores EM (Electromagnéticos), estos cálculos podrán ser realizados de una manera más

directa, a partir de frecuencias características que se relacionan con el acoplamiento entre resonadores. De esta forma se podrán representar informaciones del tipo: *Acoplamiento entre resonadores vs estructura física de los resonadores*, y así poder extraer ciertas tendencias de los comportamientos de este tipo de resonadores.

En este proyecto se ha recurrido a utilizar las respuestas ideales que ofrecen los componentes concentrados, para construir la respuesta ideal del filtro, que en los diseños de este proyecto sirven de máscara de referencia para las respuestas de los *layouts*. Tal como existe un esquema que idealiza el acoplamiento entre el resonador y el acceso, los acoplamientos entre diferentes resonadores tienen también un modelo esquemático que se presenta en la Figura 2-4. Las estructuras resonantes tienen sus propias frecuencias de resonancia, pero al estar acopladas con otras estructuras varían sus comportamientos, por ese motivo, los accesos a los resonadores están físicamente desacoplados de las estructuras resonantes. Así, para la medida en transmisión y posterior cálculo del valor de acoplamiento entre resonadores del esquemático, los puertos de acceso tienen valores adecuados de manera que se encuentran totalmente desacoplados de la estructura resonante.

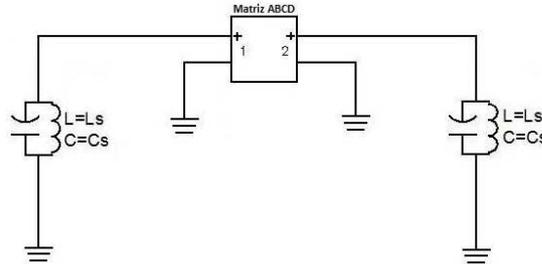


Figura 2-4: Esquema equivalente para acoplamiento entre resonadores

En el siguiente apartado se analizarán con detalle el acoplamiento eléctrico entre resonadores; los otros dos tipos de acoplamiento (magnético y mixto) siguen el mismo procedimiento de análisis que el eléctrico. En la Figura 2-5 se muestra los distintos tipos de disposición de los resonadores en un *layout* según se quiera conseguir cierto tipo de acoplamiento. Si se desea profundizar en alguno de los otros tipos de acoplamiento se puede consultar tanto en [1] como [2].

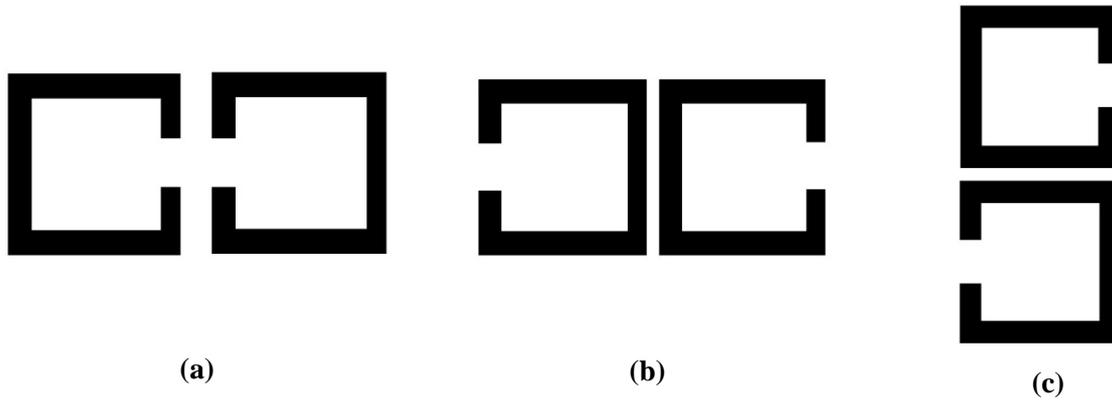


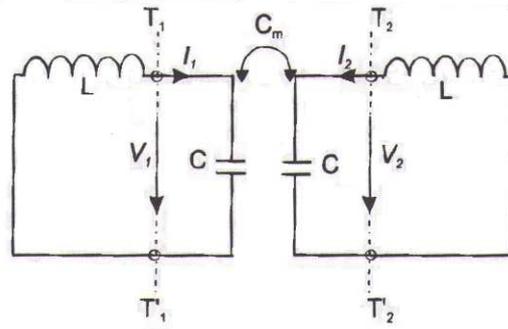
Figura 2-5: Estructuras de diferentes tipos de acoplamiento. (a) Acoplamiento eléctrico (b) Acoplamiento magnético (c) Acoplamiento mixto.

2.3 Acoplamiento eléctrico

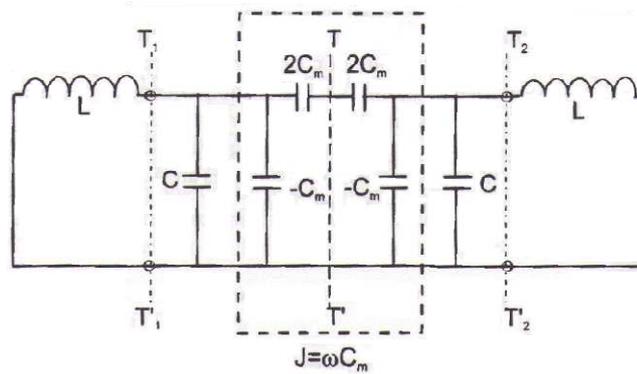
El acoplamiento eléctrico es aquel en el que el acoplamiento entre resonadores se produce por el lateral donde está el *gap* del resonador (Figura 2-5(a)). Para esta disposición existe un modelo circuital de elementos concentrados mostrado en la Figura 2-6(a) donde L y C producen la frecuencia de resonancia tal como se indica en (2.9) y C_m representa la capacidad mutua entre los resonadores.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.9)$$

La Figura 2-6(a) muestra el modelo ideal basado en componentes concentrados de dos resonadores, idealizados mediante LC en paralelo, acoplados mediante una capacidad, C_m , que analizada, puede ser descompuesta en diversas capacidades formando una estructura π (ver Figura 2-6(b)) que coincide con el modelo ideal de un inversor de admitancias, que es más apropiado para poder realizar los estudios sobre el acoplamiento entre resonadores de este proyecto, ya que es posible aplicar los análisis de modo par/impar que más adelante se detallaran.



(a)



(b)

Figura 2-6: (a) Modelo circuital del acoplamiento eléctrico entre 2 resonadores (b) Modelo circuital equivalente con modelo de inversor de admitancia

Sobre el esquemático presentado en la Figura 2-6(b) se realiza un análisis de modo par/impar, aprovechando la simetría del modelo de acoplamiento, y así extraer conclusiones para evaluar los acoplamientos. En modo impar, el cual la excitación provoca que la simetría T-T' sea remplazada por un cortocircuito, quedando un circuito como el que se muestra Figura 2-7(a). El circuito resultante producirá una frecuencia de resonancia tal que:

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

Esta frecuencia será menor a la frecuencia de un solo resonador desacoplado. La explicación física de este fenómeno es que el efecto del acoplamiento agranda la capacidad de almacenar energía en el propio resonador debido a este efecto cortocircuito. De la misma manera, para el caso del estudio del modo par, substituyendo la simetría T-T' de la Figura 2-6(b) por circuito abierto, se obtiene el circuito de la Figura 2-7(b), en el que se observa una resonancia única en:

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C-C_m)}} \quad (2.11)$$

En este caso, el circuito abierto hace que la frecuencia de resonancia sea mayor respecto a la frecuencia de resonancia de la estructura sin circuito abierto, debido a que, en este caso, el efecto del acoplamiento reduce la capacidad de carga del resonador.

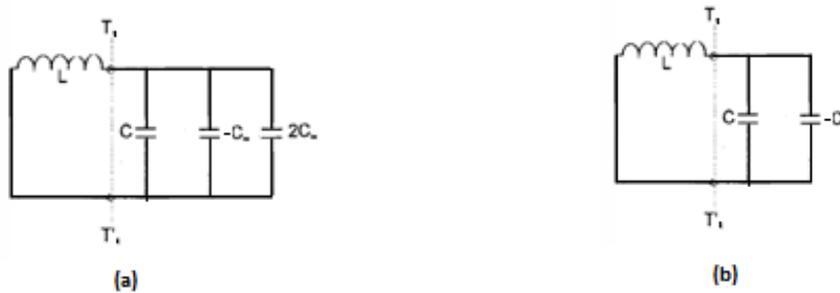


Figura 2-7: (a) Esquema resultante después de aplicar método impar (b) Esquema resultante después de aplicar método par

Las ecuaciones (2.10) y (2.11) se pueden emplear para extraer el factor de acoplamiento eléctrico entre dos resonadores:

$$k_E = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} \quad (2.12)$$

Para el caso de los resonadores acoplados magnéticamente se realizará el mismo análisis, sabiendo que el acoplamiento estará idealizado por inductancia mutua entre los resonadores como se muestra en la Figura 2-8(a), en vez de estar acoplados capacitivamente como en el caso del acoplamiento eléctrico. Para el caso del modelo esquemático del acoplamiento mixto, Figura 2-8 (b), constarán tanto el modelo del acoplamiento eléctrico, como el magnético. El procedimiento de análisis para extraer los picos de resonancia para estos casos es idéntico al proceso explicado en el acoplamiento eléctrico, aplicando el análisis de modo par/impar. El resultado final de estos análisis será idéntico a (2.12), tanto para el caso del acoplamiento magnético como el mixto.

Hace falta destacar que tanto los modelos de acoplamiento eléctrico presentado anteriormente, como los magnéticos y mixtos, solamente son válidos para bandas estrechas cercanas a las frecuencias centrales.

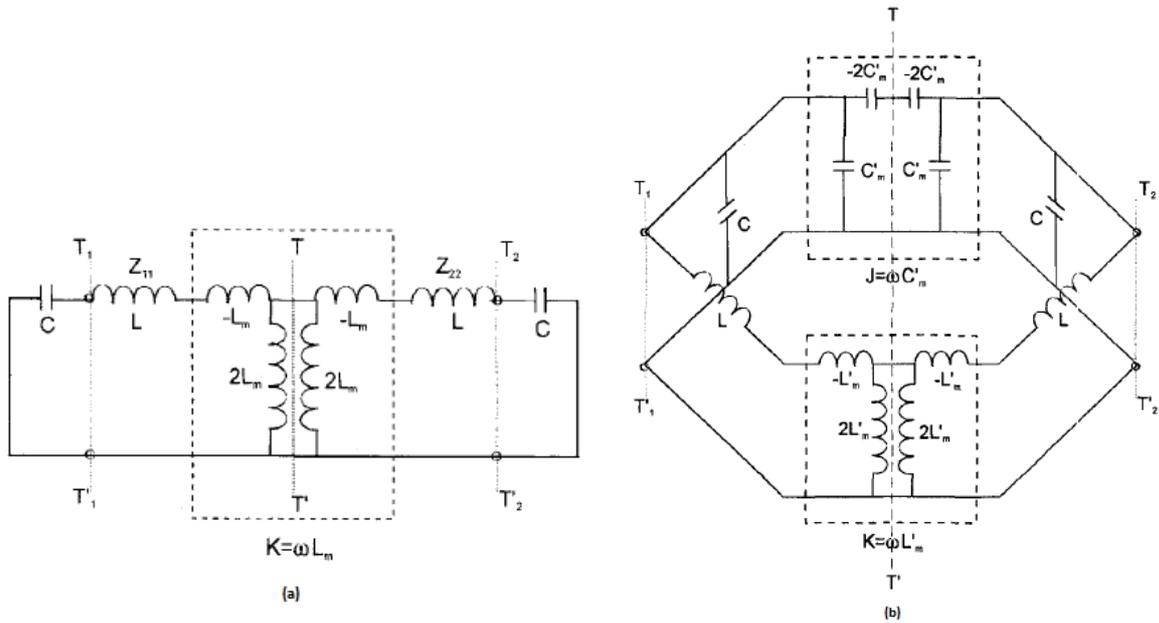


Figura 2-8: (a) Modelo circuital del acoplamiento magnético entre 2 resonadores (b) Modelo circuital del acoplamiento mixto entre 2 resonadores [1]

Hasta este momento se ha descrito el comportamiento de resonadores diseñados a una única frecuencia, y por ese motivo se les conoce comúnmente como resonadores síncronos acoplados. En este proyecto, en los dos primeros diseños de filtros se ha empleado la formulación para resonadores síncronos acoplados. Este tipo de resonadores se emplearán en el diseño del filtro de banda dual del proyecto. Estos filtros están formados por estructuras diseñadas para resonar a diferentes frecuencias independientemente. Se debe tener en cuenta que para extraer el factor de acoplamiento de los resonadores hay que emplear una formulación ligeramente distinta a la presentada en (2.12), y que es común para todos los tipos de acoplamiento (eléctrico, magnético o mixto), sean síncronos o asíncronos:

$$k = \pm \frac{1}{2} \left(\frac{f_{o2}}{f_{o1}} + \frac{f_{o1}}{f_{o2}} \right) \sqrt{\left(\frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \right)^2 - \left(\frac{f_{o2}^2 - f_{o1}^2}{f_{o2}^2 + f_{o1}^2} \right)^2} \quad (2.13)$$

donde f_{o1} y f_{o2} son las frecuencias de resonancia de diseño de las estructuras y, f_{p1} y f_{p2} son f_e y f_m expuestas anteriormente. Si se analiza el caso de los acoplamientos síncronos en esta expresión en los que $f_{o1} = f_{o2}$, se llegará a (2.12).

2.4 Extracción de Q_e

Existen varias formas de extraer el factor de calidad externo de un resonador, como se indica en [1] y [5]. Se puede calcular el valor de este factor mediante la fase del parámetro S_{11} , o bien a través de la fase de S_{11} se extrae el retardo de grupo, que es el método empleado a lo largo de este trabajo para sacar el valor de Q_e :

$$Q_e = \frac{\omega_0 \cdot \tau_{S_{11}}(\omega_0)}{4} \quad (2.14)$$

Las estructuras resonantes que realizan la función de *input/output* en la estructura global del filtro de este proyecto, tienen como mínimo dos acoplamientos, uno el de la línea de alimentación al resonador y otro/s acoplamiento/s que se producen con interacción con los demás resonadores que componen el filtro. El acoplamiento entre la línea de alimentación y el resonador, es muy importante, ya que marcará el parámetro conocido como factor de calidad externo (Q_e). Esquemáticamente este acoplamiento se puede modelar con un puerto de impedancia de entrada especificado, acoplado mediante un inversor de admitancias a un resonador, como se puede ver en la Figura 2-9. El modelo del inversor de admitancias es el encargado de afinar el acoplamiento y por consiguiente el que determinará el factor de calidad externo requerido. Hace falta tener el valor de Q_e objetivo, y este se puede extraer mediante:

$$Q_{en} = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW} \quad (2.15)$$

donde g_n son los valores del prototipo paso bajo y se pueden encontrar en la Tabla 7-2 del Anexo y FBW es el *Fractional Bandwidth*.

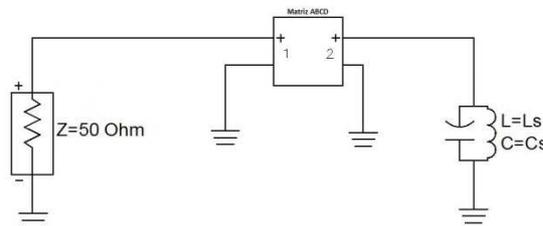


Figura 2-9: Esquema equivalente de acoplamiento entre resonadores y puerto de acceso

A continuación se detallará el proceso de extracción de Q_e siguiendo (2.14) mediante la ayuda del simulador ADS.

En primer lugar, una vez conformado el resonador a la frecuencia de resonancia adecuada, se debe alcanzar el valor de Q_e teórico obtenido de (2.15). Para ello se extrae la gráfica de la evolución de fase en función de la frecuencia del parámetro S_{11} , y para obtener el retardo de grupo, τ_{s11} , se le aplicará a ésta gráfica la derivada respecto la frecuencia, obteniendo como resultado un pico en el punto de máximo de pendiente (como ejemplo se puede observar en la Figura 2-10), y con el valor máximo de retardo de grupo ya se puede extraer el valor del Q_e aplicando la expresión (2.14). Este gráfico sirve tanto para extraer el factor de calidad desde un esquemático, como desde un *layout*.

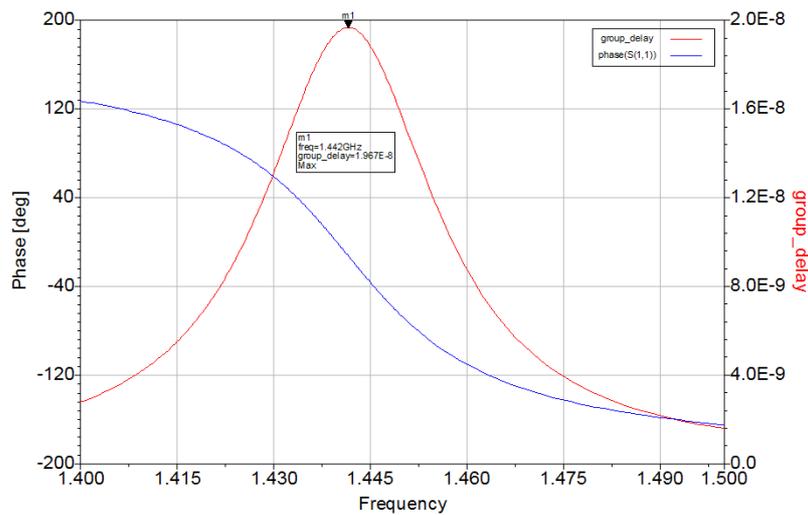


Figura 2-10: Gráfico para extracción del factor de calidad externo

2.5 Extracción de k

El método para extraer el factor de acoplamiento entre dos resonadores cualquiera mediante el simulador ADS, es extrayendo los picos de resonancia que han sido explicado en el apartado 2.3.

Antes de ajustar el acoplamiento de los resonadores mediante simulaciones, lo más importante será extraer el valor de los acoplamientos teóricos entre los diferentes resonadores, para saber que factor de acoplamiento se requiere en cada caso, con la siguiente expresión:

$$k_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \text{para } i = 1 \text{ a } n-1 \quad (2.16)$$

donde g_n son los valores del prototipo paso bajo y se pueden encontrar en la Tabla 7-2 del Anexo y FBW es *Fractional Bandwidth*.

Para poder visualizar en el parámetro S_{21} los dos picos de resonancia claramente (como ejemplo se puede observar Figura 2-11) se deberá ajustar la simulación para una banda estrecha centrada en la frecuencia de resonancia si se trata de resonadores síncronos, y para resonadores asíncronos, igualmente se deberá mantener un rango de visualización de frecuencias estrecho pero centrado en la media aritmética de f_{o1} y f_{o2} ya que es donde estará situada la frecuencia central del acoplamiento [4]. Estos picos de resonancia son los equivalentes a f_e y f_m descritos en el apartado 2.3, y se deberá aplicar la expresión general del acoplamiento (2.13) para extraer el valor de k , una vez simulado el esquemático o el *layout*.

Para simular el acoplamiento entre dos estructuras resonantes en un modelo esquemático, se hará variando el valor de K o J , según el caso (2.6 y 2.7) hasta llegar a obtener el factor de acoplamiento deseado.

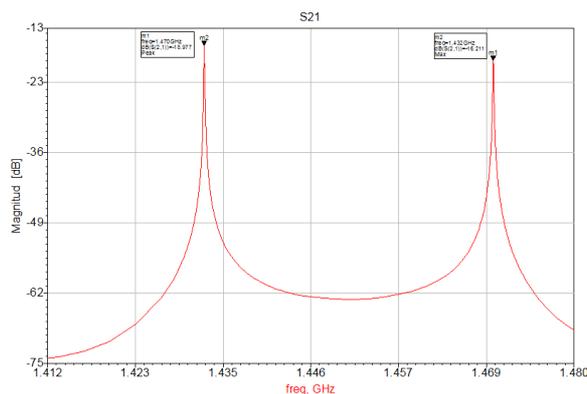


Figura 2-11: Gráfica para extraer factor de acoplamiento entre dos resonadores

2.6 Tecnología *Microstrip*

En este proyecto se ha trabajado exclusivamente con la tecnología *microstrip* para implementar las estructuras resonantes *open-loop*. Es por ello que se hace una breve introducción en este capítulo.

Se trata de una de las tecnologías de fabricación de circuitos impresos con mayor número de aplicaciones. Esta tecnología presenta pérdidas por radiación, debido principalmente por como fluyen las líneas de campo desde un conductor a otro a través del substrato que los separa [5], este fenómeno electromagnético se puede observar de

manera gráfica en la Figura 2-13, en la que se puede apreciar como algunas líneas de campo eléctrico no viajan hasta el plano conductor de masa.

La estructura general de la tecnología se puede observar en la Figura 2-12. Para la implementación de cualquier línea de transmisión sobre en *microstrip* se realiza imprimiendo un conductor con medidas $W \times L \times T$ sobre un sustrato dieléctrico de H (mm) de espesor. En la parte de debajo del sustrato se encontrará un plano conductor que actuará como tierra.

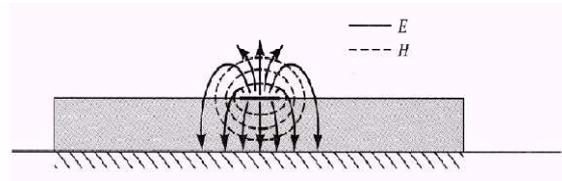
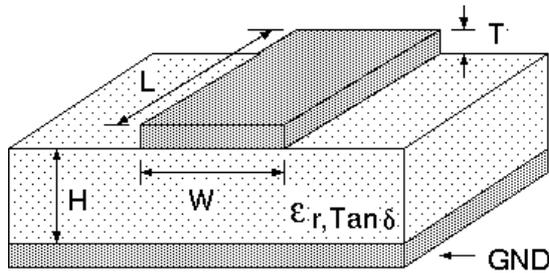


Figura 2-12: Estructura general *microstrip* [6] **Figura 2-13: Distribución de campos en *microstrip* [5]**

En las simulaciones mediante ADS de los filtros diseñados en el proyecto, se ha considerado el mismo sustrato Arlon AD1000, y se han tenido en cuenta diferentes parámetros de éste para modelar adecuadamente la estructura como es el caso de la permitividad relativa del sustrato (ϵ_r), la conducción de un medio (σ), grosores de los materiales, etc. Hay dos parámetros que tienen gran importancia en las simulaciones del proyecto: la tangente de pérdidas ($\tan \delta$), y la conductividad del medio (σ). Si se tienen en cuenta estos parámetros en la simulaciones del *layout*, en la respuesta se estarán considerando las pérdidas de la estructura, si por el contrario se asignan valores ideales a estos parámetros, se estará simulando la respuesta sin pérdidas. Para simular las pérdidas por conducción se da un valor a σ , en vez de considerar un conductor perfecto ($\sigma = \infty$), y para las simulaciones donde se consideran las pérdidas producidas por el dieléctrico se asigna un valor a la tangente de pérdidas, según las especificaciones del fabricante y la frecuencia aproximada donde trabajará el filtro.

A través de la estructura diseñada y los parámetros indicados anteriormente, el simulador trata de aproximar lo máximo posible las respuestas del filtro implementado físicamente con el simulado.

3 Filtro pasobanda

El filtro pasobanda que se diseñará en este capítulo tiene como objetivo aprender a diseñar un filtro de orden bajo, para habituarse a las herramientas empleadas en el diseño de filtros pasobanda mediante la tecnología *microstrip open-loop*.

En este capítulo se simulará, mediante ADS, un filtro Chebyshev pasobanda de orden 2 teniendo en cuenta las especificaciones requeridas del filtro (Tabla 3-1), desde el diseño del prototipo ideal, a partir de elementos concentrados, hasta la simulación de este filtro sobre un sustrato Arlon AD1000 (características del sustrato en Tabla 7-1 del Anexo). Para este filtro, se emplearán dos estructuras *open-loop* acopladas entre sí eléctricamente.

Filtro Chebyshev
Orden: 2
Frecuencia central: 1.4 GHz
Rizado de banda de paso: 0.1dB
Puerto de acceso a resonador: 50 Ω
BW¹: 28 MHz

Tabla 3-1: Especificaciones del filtro

3.1 Implementación de filtro pasobanda

En este apartado se realizará el diseño de un filtro pasobanda de orden dos, lo que es equivalente a decir con dos resonadores. A continuación se detallará los pasos seguidos para implementar el prototipo ideal del filtro:

Inicialmente a partir de las especificaciones dadas en la Tabla 3-1, se extraerán los valores de g_n de la Tabla 7-2 del Anexo:

¹ *Bandwidth*

$$g_0=1.0 \quad g_1=0.8431 \quad g_2=0.6220 \quad g_3=1.3554$$

En este momento se realizan las transformaciones de los elementos de pasabajo a pasobanda mediante inversores de admitancia según se detalla en la Figura 2-3. Para este filtro en concreto se ha empleado el modelo LC en serie.

Simulando esta configuración, se obtiene la respuesta ideal del filtro pasobanda que se podrá ver más adelante junto a los valores que definen esa respuesta.

Una vez se tienen representados los parámetros ideales S_{21} y S_{11} del filtro, se procede al diseño de la estructura física del filtro, el *layout*, mediante el simulador ADS. Para ello se realizarán los cálculos pertinentes para llegar a tener definidos los valores objetivos del prototipo pasobanda de la respuesta ideal. Aplicando la expresión (2.15) se obtiene el valor teórico del factor de calidad externo ideal (Q_e), y aplicando (2.16) se obtiene el valor de acoplamiento ideal entre los resonadores adyacentes:

$$Q_{e1} = Q_{e2} = 42.15$$

$$k_{1,2} = 0.0276$$

Estos valores, son objetivos teóricos que en el diseño del *layout* se deberán cumplir para conseguir una respuesta lo más adaptada posible a la que se desea finalmente. Para ello, se empieza diseñando el puerto de acceso al resonador (mediante la herramienta del simulador: *LineCalc* de ADS), sabiendo que $f_o = 1.4$ GHz y que se requiere 50Ω de impedancia de entrada, junto a las constantes del substrato definidas en el Anexo, se obtiene como acceso a los resonadores una línea de *microstrip* de tamaño $W = 1.295$ mm y $L = 1.2$ mm (con W como ancho de la línea *microstrip* y L longitud de la línea *microstrip*), dispuestas como se indica en la Figura 3-1.

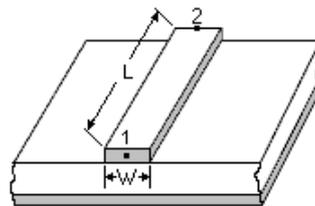


Figura 3-1: Representación de puerto entrada al resonador

Sabiendo que el tamaño W define la impedancia de la línea, y la longitud de L define la fase con la que la onda electromagnética accederá al resonador, es decir una L pequeña introduce un desfase pequeño entre entrada/salida del puerto, y por contra una L grande, producirá el efecto contrario.

Una vez extraído el tamaño de los puertos de acceso, se dibujará el *layout* de un resonador con el puerto de entrada acoplado y variando las dimensiones del resonador, se conseguirá que resuene a la frecuencia central de diseño, $f_o=1.4$ GHz. Como referencia importante para el diseño de resonadores *open-loop* se puede destacar que, cuanto mayor sea la longitud global del resonador menor será la frecuencia de resonancia, y viceversa.

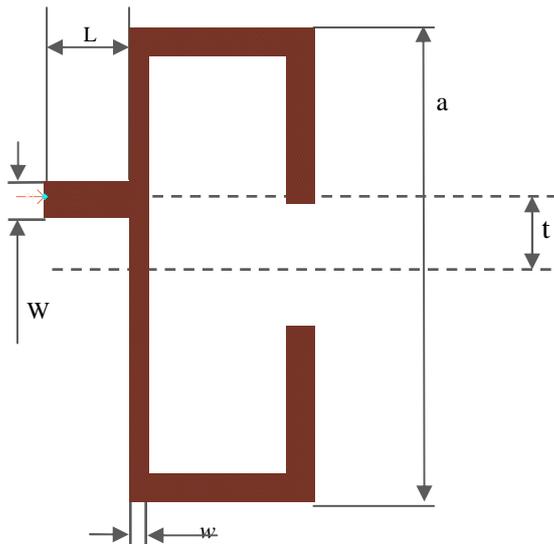


Figura 3-2: Dimensiones del resonador

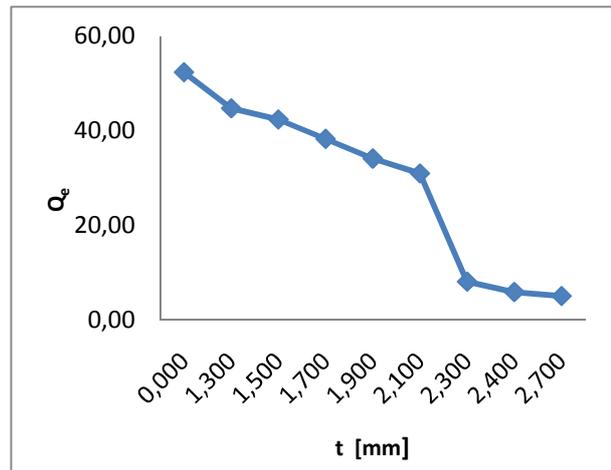


Figura 3-3: Gráfica de Factor de calidad vs t

En este momento se variará la posición del puerto de acceso al resonador (verticalmente), con la finalidad de alcanzar con la mayor precisión posible, el factor de calidad ideal.

Se corrobora mediante un breve estudio (ver Figura 3-3) la evolución de Q_e en función de la distancia t en mm (aquella que va del centro del resonador al centro del puerto de acceso del resonador, indicada con líneas discontinuas en la Figura 3-2). En él se puede apreciar como a medida que aumenta t , también lo hace Q_e , esto se puede traducir a un comportamiento electromagnético: para una t pequeña el puerto de acceso se encuentra más cerca de una tierra virtual del resonador, y eso hace que el acoplamiento entre puerto y resonador sea débil, o lo que es equivalente a un Q_e grande [1]. Después de afinar la posición del puerto en la estructura, mediante reiteradas simulaciones, se consigue la posición adecuada, $t = 2.34$ mm, con un factor de calidad igual a 42.25.

Ahora el objetivo es llegar a cumplir el acoplamiento eléctrico óptimo entre los dos resonadores, $k_{1,2}$. Para ello se realiza un estudio en el que se puede apreciar la evolución de $k_{1,2}$ en función de la distancia en mm entre resonadores, s (ver Figura 3-4). En esta gráfica se puede apreciar como a medida que los dos resonadores idénticos se alejan entre ellos, el acoplamiento, $k_{1,2}$, se va reduciendo. El fenómeno se puede analizar de la siguiente forma: como que la C_m de la Figura 2-6, va aumentando su capacidad a medida que aumenta s , esto provocará que las f_e y f_m sean más cercanas entre ellas, como se puede concluir evaluando las expresiones (2.10) y (2.11). Esto significará que la frecuencia de resonancia tiende a ser una única f_o para todo el bloque en conjunto. Si estas frecuencias de resonancia se evalúan en la expresión (2.12) se podrá apreciar como el factor de acoplamiento eléctrico se va reduciendo. El efecto contrario vendrá dado cuando s es pequeña, en que el acoplamiento eléctrico será mayor, debido a que la capacidad C_m será menor.

Ajustando el valor de s en el *layout* se obtiene un valor para el acoplamiento eléctrico, $k_{1,2} = 0.0275$ con una distancia entre resonadores, $s = 0.74$ mm.

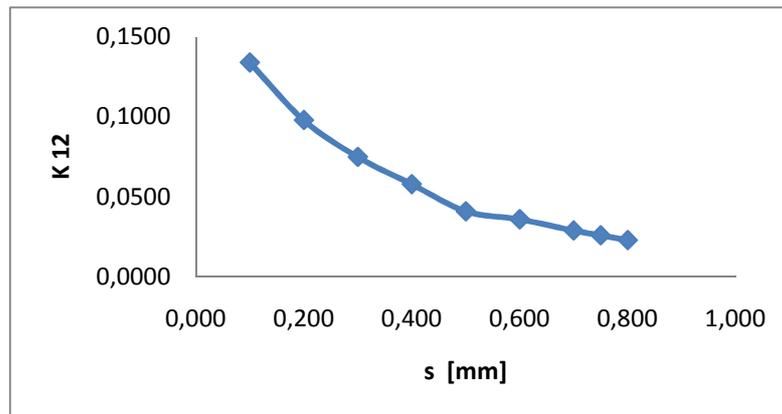


Figura 3-4: Gráfica de Acoplamiento entre resonadores vs s

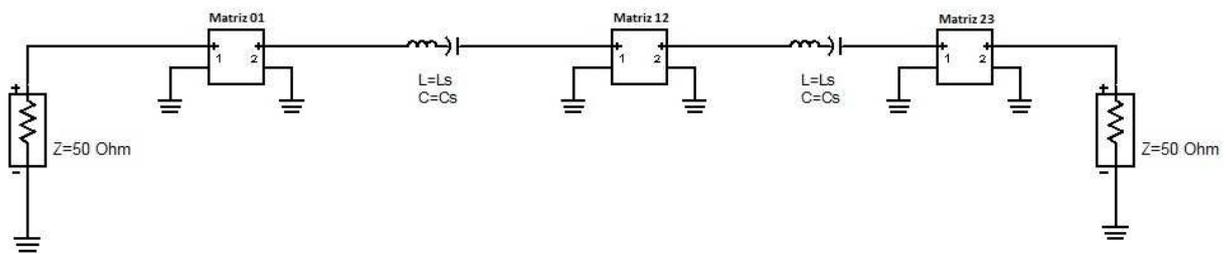
3.2 Esquema ideal y *layout*

En este apartado se presenta el esquema del filtro ideal (Figura 3-5) con los valores que lo conforman y su respuesta se puede ver en la Figura 3-7. Los acoplamientos se idealizan mediante inversores de impedancia.

Una vez dimensionada la estructura general del filtro pasobanda, a partir de los valores de s y $k_{1,2}$, se pasa a colocar los resonadores con los puertos de acceso con las

distancias pertinentes sobre el *layout* final del filtro pasobanda con condiciones ideales, es decir pérdidas nulas y conductividad infinita ($\tan \delta = 0$ y $\sigma = \infty$), del que se puede ver la respuesta en la Figura 3-8, junto con la respuesta del filtro ideal simulado con componentes discretos. En este *layout* simulado (Figura 3-7) se han aplicado ajustes reiterativos, modificando parámetros, hasta llegar a adaptar lo máximo posible la respuesta a la respuesta ideal.

En la respuesta de la simulación se puede apreciar una ligera variación del ancho de banda de paso respecto a la respuesta ideal. Esta diferencia de ancho de banda entre la respuesta del filtro y la respuesta ideal, se puede apreciar más claramente analizando los polos de la respuesta (los ceros del parámetro S_{11}).



$$L_s = 1 \text{ nH}$$

$$C_s = 12 \text{ pF}$$

$$\text{Matriz 01} = \begin{bmatrix} 0 & j4 \\ \frac{j}{4} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{Matriz 12} = \begin{bmatrix} 0 & j0.39 \\ \frac{j}{0.39} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{Matriz 23} = \begin{bmatrix} 0 & j4.1 \\ \frac{j}{4.1} & 0 \end{bmatrix}$$

Figura 3-5: Filtro ideal implementado con inversores de admitancia

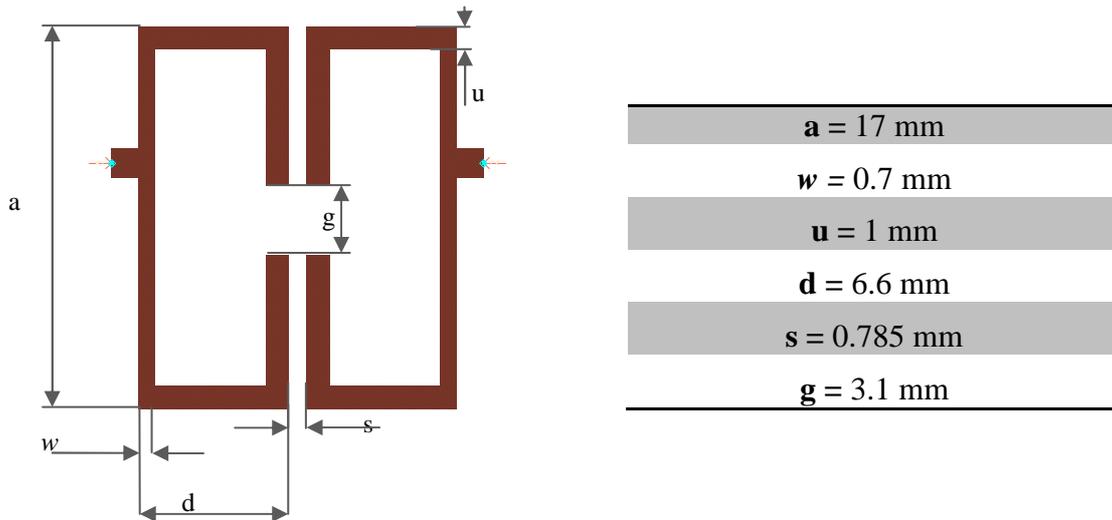


Figura 3-6: Medidas del *layout* después de ajustes

Por último en la Figura 3-9, se presenta la respuesta del filtro simulada anteriormente superpuesta con la respuesta del filtro considerando las pérdidas por conducción y las pérdidas provocadas por la presencia del dieléctrico. Se pueden apreciar las pérdidas en la banda de paso y en las bandas de rechazo, y se mantiene la pendiente en las frecuencias bajas, en cambio en las frecuencias altas se aprecia un pequeño incremento de la atenuación.

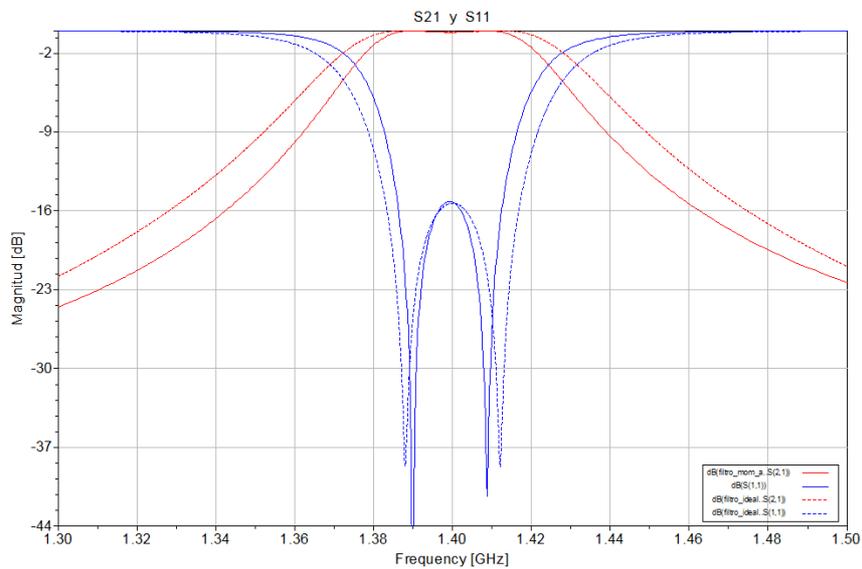


Figura 3-7: Superposición de respuesta filtro ideal (línea discontinua) y simulación sin pérdidas (línea continua)

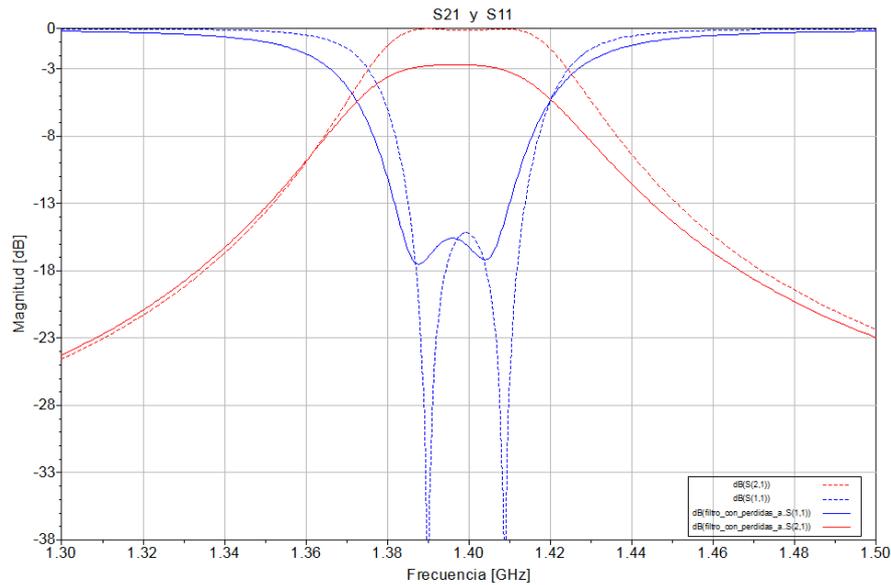


Figura 3-8 : Superposición de respuesta filtro ideal (línea discontinua) y simulación con pérdidas (línea continua)

3.3 Conclusiones

En este apartado se nombrarán los puntos más relevantes tanto del diseño del filtro pasobanda de orden dos, como las conclusiones que se han podido extraer de los estudios que se han llevado a cabo en este bloque, para así comprender las particularidades de esta tecnología en diseño de filtros.

En primer lugar, se ha presentado la forma de extracción de los valores ($k_{1,2}$ y Q_e) objetivos que se deben cumplir para llegar a la respuesta del filtro exigido. Se ha podido comprobar la importancia del diseño de los accesos al resonador en un *layout*, conociendo que efectos tienen W y L sobre estos accesos. En cuanto al diseño de la propia estructura del resonador, se ha concluido en que cuanto mayor sea la longitud total de un resonador *open-loop*, menor será la frecuencia de resonancia de éste; por el contrario, a menor longitud del resonador, se producirá el efecto contrario.

El acoplamiento entre el puerto de acceso y el resonador se ha realizado por la parte de la estructura donde no hay ningún *gap*. Este acoplamiento será más débil cuanto más centrado verticalmente en el resonador se encuentre el puerto de entrada, lo que equivaldrá a un Q_e mayor; y el efecto contrario se dará cuando el acceso esté más

alejado del centro. Este efecto se produce porque según la distribución de campo, en el centro de la línea existirá una tierra virtual que será la que explica estos efectos.

En cuanto al acoplamiento entre resonadores se ha concluido con un previsible fenómeno, en el que se aprecia claramente que a medida que aumenta la distancia entre dos resonadores acoplados eléctricamente, el factor de acoplamiento será cada vez menor. Este fenómeno se traduce en que, entre las líneas de transmisión que conforman el acoplamiento eléctrico, va incrementado la capacidad conforme crece la distancia entre resonadores.

Por lo que se refiere al diseño del *layout* del filtro pasobanda, se han podido verificar distintas tendencias sobre la respuesta final que provocan los pequeños ajustes realizados sobre la estructura final, consiguiendo adaptar lo máximo posible esta respuesta, a la respuesta ideal del filtro. Además se ha verificado el efecto de las simulaciones ideales frente a las simulaciones en las que se tienen en cuenta parámetros no ideales.

4 Filtro pasobanda con ceros de transmisión

A medida que han ido avanzando las comunicaciones *wireless*, los requerimientos para filtros de microondas han ido aumentando. Este fenómeno se da gracias al creciente aumento de servicios ofrecidos a lo ancho del espectro, y también por el interés de optimizar al máximo el espectro radioeléctrico. El principal objetivo de estos filtros, es conseguir una mayor selectividad o, por ejemplo, eliminar alguna emisión espuria en alguna de las bandas adyacentes al canal deseado. Para ello se idean los filtros que poseen ceros de transmisión ajustables en frecuencia en la fase de diseño.

En este capítulo se diseñará y se simulará un filtro con ceros de transmisión con las siguientes características:

Filtro Chebyshev con ceros de transmisión
Orden: 4
Frecuencia central: 2.44 GHz
Rizado de banda de paso: 0.1dB
Pérdidas de retorno en banda de paso: >10dB
Puerto de acceso a resonador: 50 Ω
BW: 80 MHz

Tabla 4-1: especificaciones del filtro

4.1 Implementación de filtro con ceros de transmisión

Para el diseño de este filtro, se empezará sacando la respuesta ideal mediante los acoplamientos y el factor de calidad de los filtros que se especifican a continuación:

$$Q_e = 50.129 \quad k_{1,2} = 0.0229 \quad k_{2,3} = 0.0212 \quad k_{1,4} = 0.0029$$

Para este filtro se requieren tres valores distintos de acoplamiento, $k_{1,2}$, $k_{2,3}$ y $k_{1,4}$, siendo el $k_{1,2}$ el acolo mixto, $k_{2,3}$ el acoplamiento magnético y $k_{1,4}$ el eléctrico, en la disposición esquemática que se presenta en la Figura 4-1.

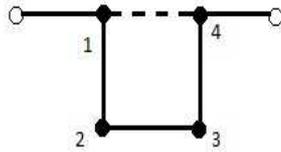


Figura 4-1: Esquema propuesto para el filtro de orden 4

A partir de este punto, el modelo ideal del filtro se encuentra totalmente definido y se podrá ver más adelante con los valores de los componentes concentrados definidos (ver Figura 4-7). Por otra parte el resultado de este filtro simulado, se podrá ver en la Figura 4-8. Una vez definida la respuesta del filtro, a partir de elementos concentrados, se pasará a estructurar el *layout* que responda a las exigencias del filtro requerido. Para ello se diseña un resonador en la frecuencia central de trabajo requerida, además de adaptar el acceso al resonador, una vez diseñados los tamaños L y W de éste, para que cumpla con el factor de calidad externo requerido. En la Figura 4-2 se muestran las dimensiones del *layout* de un único resonador, teniendo en cuenta que se trata de un filtro síncrono y que por tanto todos los resonadores trabajan a la misma frecuencia central.

Para extraer información del efecto del grosor de la línea, w , del lado opuesto de donde está situado el *gap* del resonador, se ha llevado a cabo un breve estudio. Éste aportará nuevas conclusiones al estudio presentado anteriormente en el apartado 3.1. En este estudio se trata de comprobar mediante simulaciones, el valor obtenido del factor de calidad, Q_e , y su evolución a medida que el puerto de acceso va aumentando su distancia desde el centro hasta llegar al extremo superior del resonador, t , repitiendo este proceso para diferentes w , y de esta forma observar las consecuencias que se inducen sobre el factor de calidad externo.

En los resultados del estudio, Figura 4-3, se puede observar que el patrón que sigue el factor de acoplamiento es que a medida que el puerto de acceso se va alejando del centro, el factor de calidad externo va decreciendo exponencialmente, lo que es equivalente a decir que el puerto de acceso en el centro de la estructura, tiene menos acoplamiento y en la parte superior del lateral tendrá mayor acoplamiento. Hasta aquí

sería la lectura hecha también en el apartado anterior, 3.1. De este mismo resultado presentado, se puede concluir que, a medida que el grosor de la línea *microstrip* (w) ubicada en el lado opuesto de donde va situado el *gap* del resonador, es más grande, el acoplamiento entre el acceso al resonador y la estructura resonante es menor, lo que se traduce a un mayor Q_e , esta tendencia se da siempre en acoplamientos con tecnología *microstrip*, la razón por la cual ocurre este fenómeno se detallará en las conclusiones del siguiente bloque.

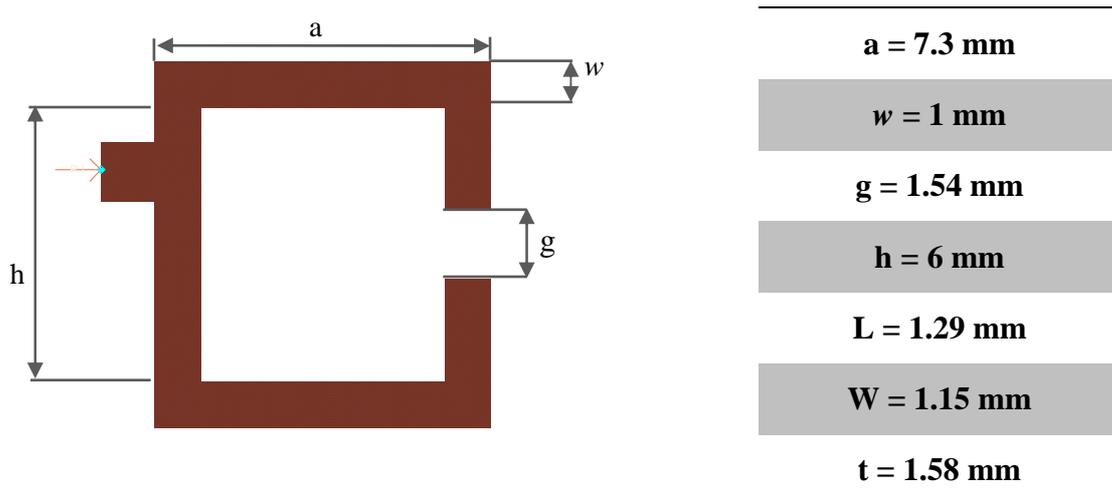


Figura 4-2: Medidas del resonador

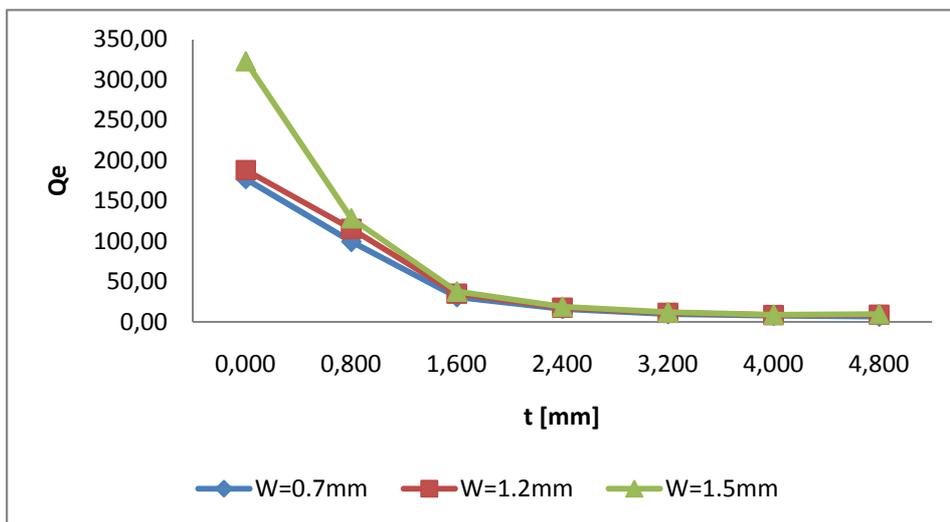
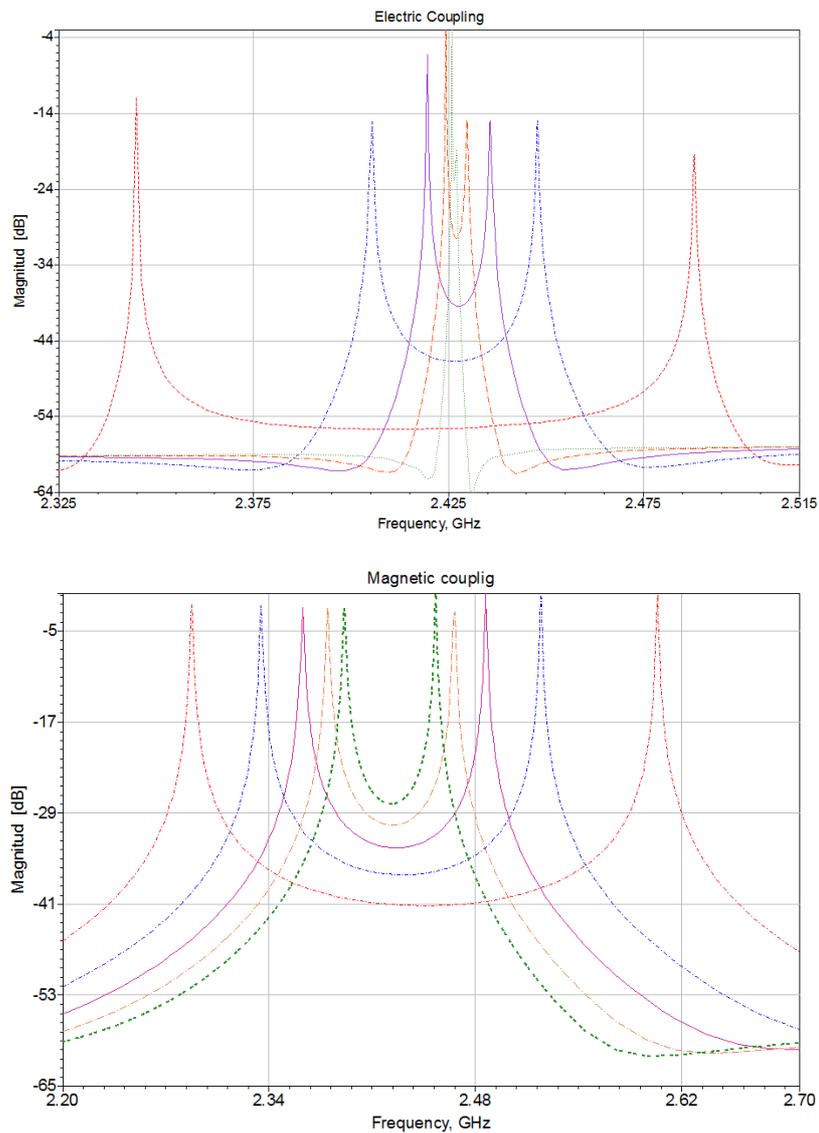


Figura 4-3: Estudio comparativo de evolución de Q_e en función de t y w

Una vez situado el acceso a los resonadores para alcanzar el factor de calidad requerido, se pasa a situar las estructuras para cumplir con los factores de acoplamiento requeridos anteriormente. Para ello, previamente se realiza un estudio, en el que se

podrá apreciar el comportamiento de $k_{1,2}$, $k_{2,3}$ y $k_{1,4}$, en función de la distancia de separación entre resonadores (s [mm]) y del grosor (w [mm]) de las estructuras resonantes. En un primer bloque se presenta la evolución que tienen los picos de resonancia, que tienen relación directa en la extracción de los factores de acoplamiento como se ha visto en (2.12), en función de la distancia entre resonadores (Figura 4-4) y siempre manteniendo el ancho de la línea donde se sitúa el puerto de acceso, $w = 0.7$ mm.

Más adelante se presentan los resultados de los diferentes acoplamientos en función de la distancia entre resonadores, s , y observando los efectos que aparecen al variar el valor de w para la línea *microstrip* que se encuentra en el lado opuesto de donde está el *gap* del resonador. Los resultados se pueden comprobar en la Figura 4-5.



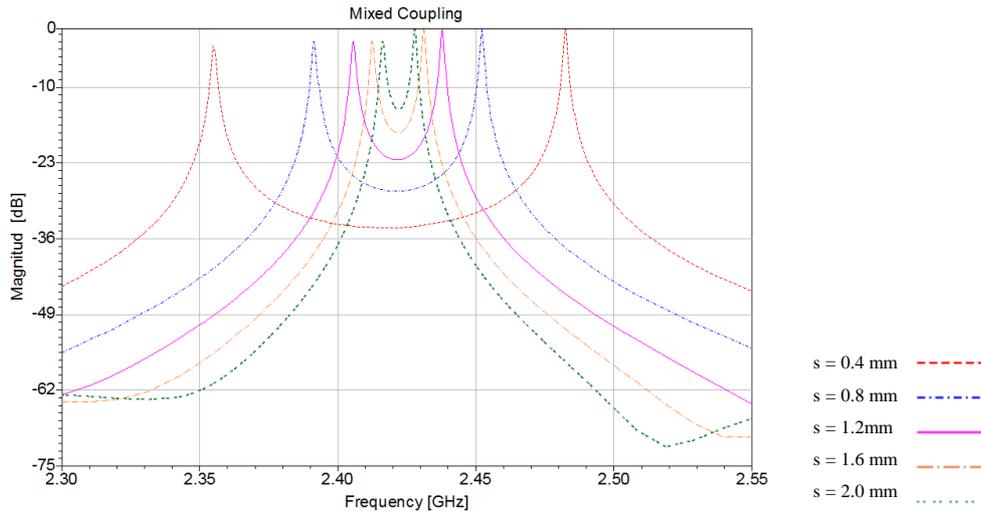
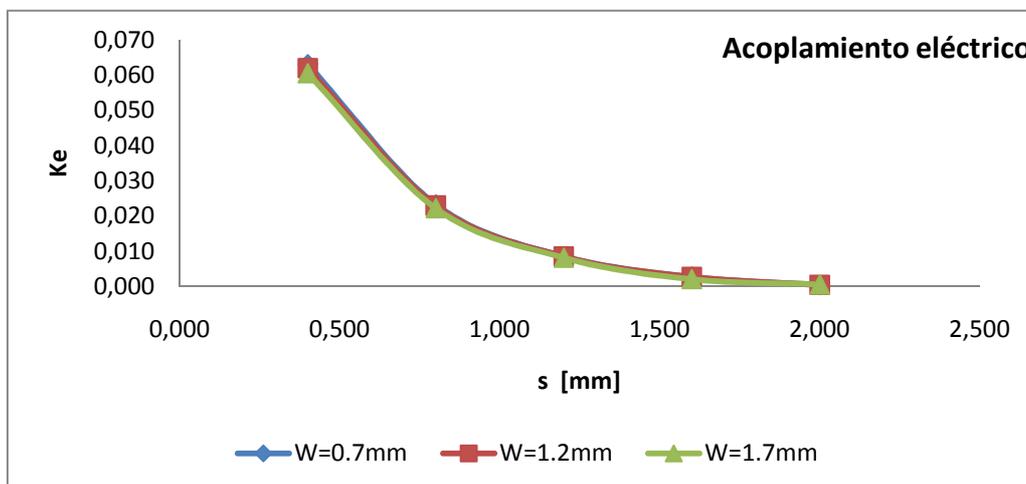


Figura 4-4: Evolución de picos de resonancia en función de s

En la Figura 4-4 se puede analizar la evolución de las gráficas para los diferentes tipos de acoplamiento que se pueden dar con resonadores implementados con tecnología *open-loop*. A partir de estos picos de resonancia se extraen los factores de acoplamiento, un valor numérico que se podrá representar y ver su evolución en función de s y w , y por tanto, será una manera más gráfica de analizar las conclusiones del estudio. Esta será la manera de proceder a la hora de hacer el estudio de la Figura 4-5.

De los resultados de la Figura 4-5 se puede decir en común para todos los modos de acoplamiento que existen para este tipo de estructura, que a menor tamaño de w , mayor será el acoplamiento entre dos resonadores (en mayor o menor medida). En las gráficas no es apreciable el aumento de acoplamiento eléctrico, pero numéricamente si ha sido apreciable. Esto es debido a que el campo en los bordes es más fuerte para líneas *microstrip* más estrechas [2].



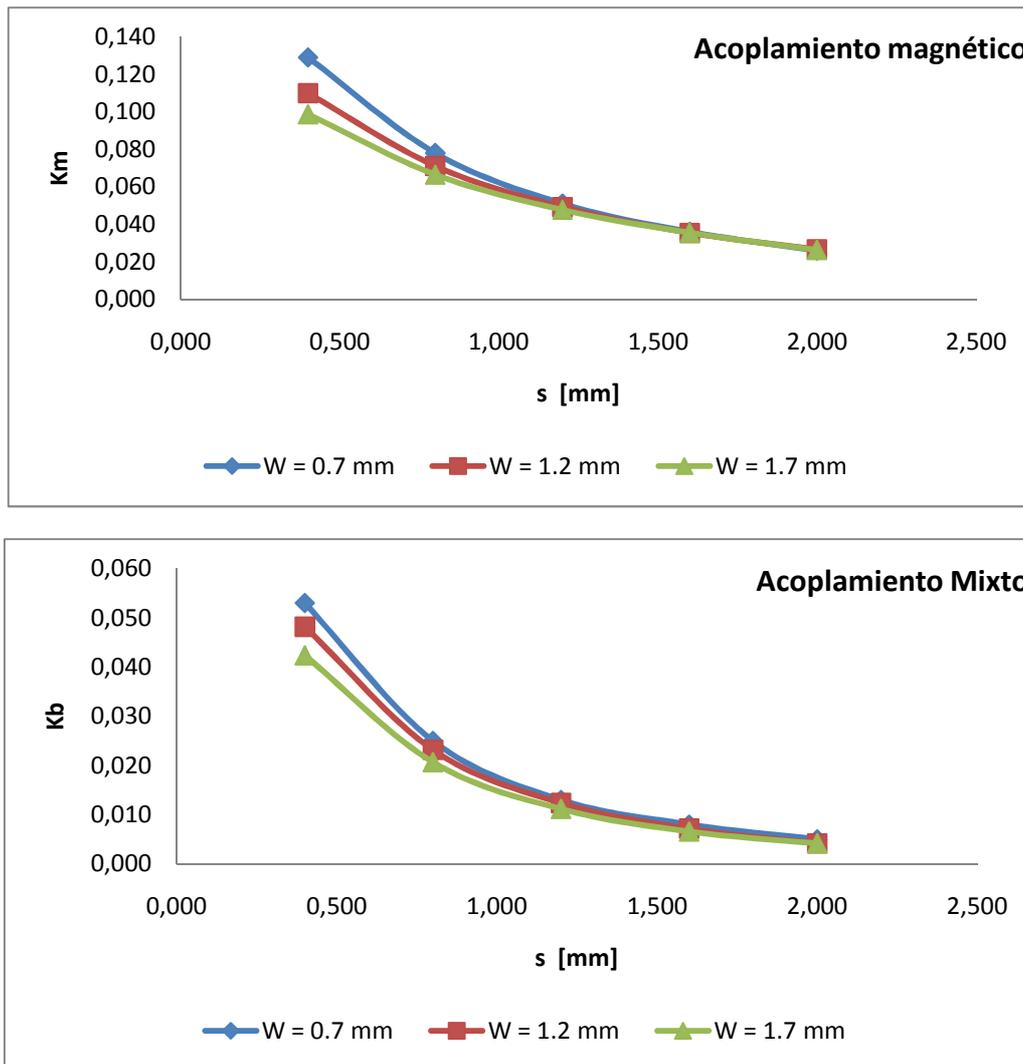


Figura 4-5: Estudio comparativo de acoplamientos.

Desde estos resultados obtenidos también se puede ordenar de mayor a menor el factor de acoplamiento que se pueden llegar a alcanzar con los tres tipos de acoplamiento que se pueden establecer en los filtros implementados con esta tecnología. Para empezar, el tipo de acoplamiento que más fuerza tiene es el magnético, para la misma distancia de separación entre resonadores s , éste tiene más acoplamiento entre resonadores, que otros colocados en las otras dos modalidades de acoplamiento. El siguiente con más fuerza de acoplamiento es el acoplamiento mixto, y por último el más débil es el eléctrico, ya que necesita s menores para tener un acoplamiento equivalente a los otros tipos de acoplamientos. La relación entre el acoplamiento más fuerte respecto al más débil en función de la distancia entre resonadores, se muestra en la Figura 4-6.

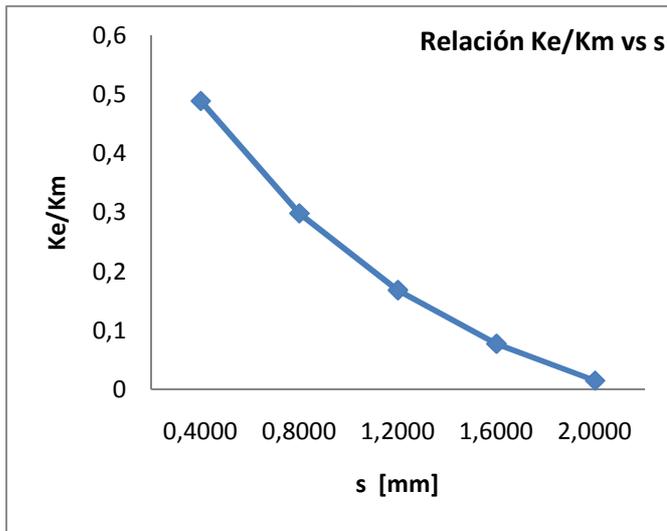
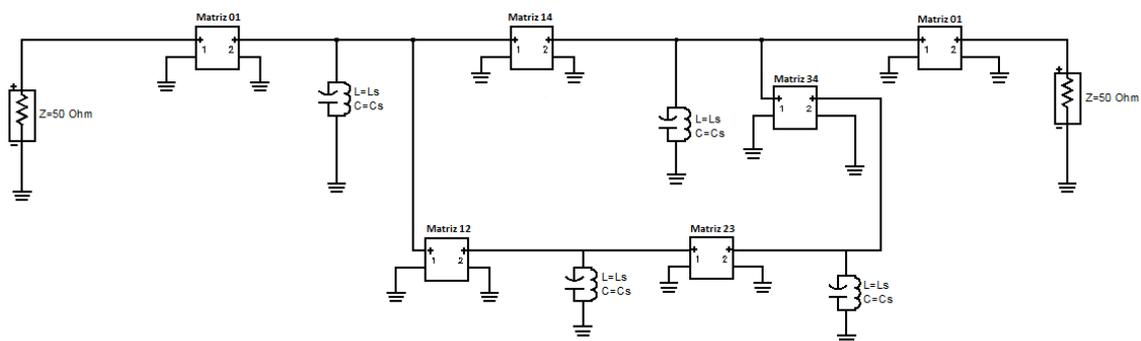


Figura 4-6: Relación de acoplamiento eléctrico respecto a acoplamiento magnético

En esta gráfica se puede apreciar que el acoplamiento eléctrico es aproximadamente del 50% menor al acoplamiento magnético, para una distancia entre resonadores de, $s = 0.4$ mm, y es aún más pequeño a medida que aumenta s . No se mantiene la relación del 50% porque el acoplamiento eléctrico disminuye en mayor proporción que el magnético, a medida que crece s .

4.2 Esquema ideal y *layout*

En este apartado se presenta el esquema del filtro ideal implementado con cuatro resonadores, idealizados mediante un condensador y una bobina en paralelo, con frecuencia de resonancia $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, se puede ver en la Figura 4-7 junto a las matrices ABCD que idealizan el inversor de admitancias, que a su vez están idealizando el acoplamiento entre los diferentes resonadores. También se muestra la respuesta del filtro ideal en la Figura 4-8, donde se pueden apreciar claramente los dos ceros de transmisión y el ancho de banda de este filtro ideal, marcado por los dos polos que se encuentran más alejados de la frecuencia central del filtro.



$$L_s = 0.42 \text{ nH}$$

$$C_s = 10 \text{ pF}$$

$$\text{Matriz 01} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{j}{0.0077} \\ j0.0077 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{Matriz 34} = \text{Matriz 12} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{j}{0.00356} \\ j0.00356 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{Matriz 23} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{j}{0.003268} \\ j0.003268 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{Matriz 14} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{j}{0.000396} \\ j0.000396 & 0 \end{bmatrix}$$

Figura 4-7: Esquema del filtro ideal

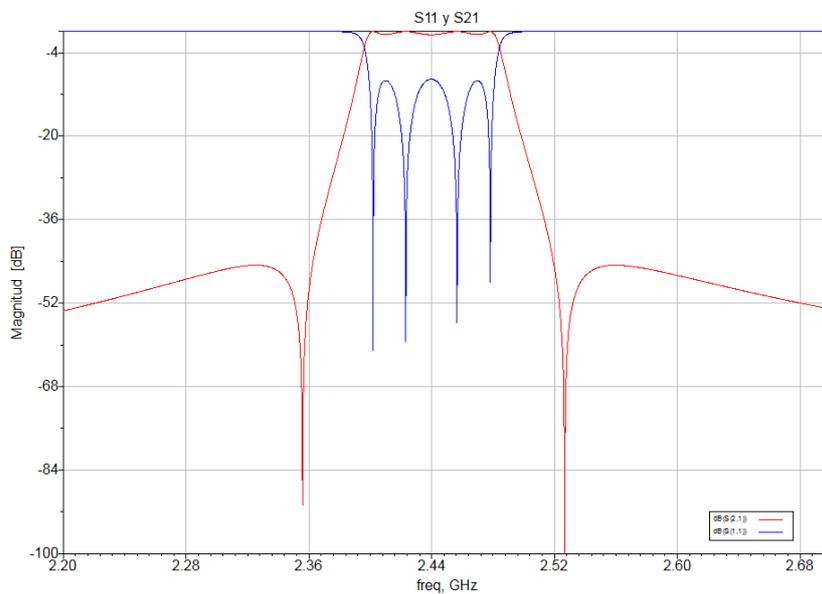
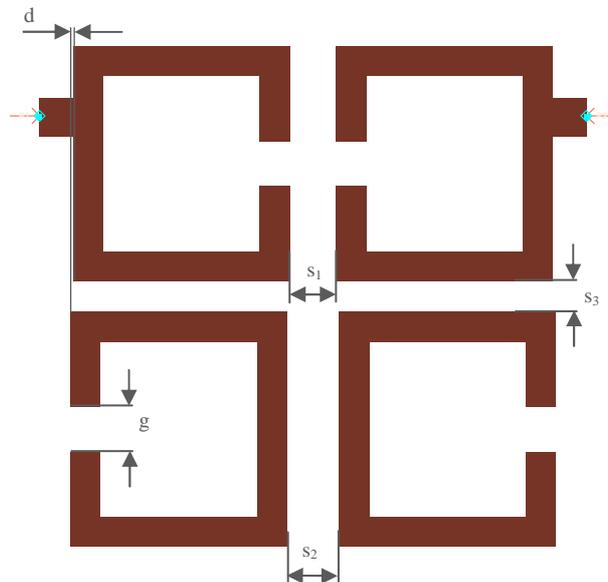


Figura 4-8: Respuesta de filtro ideal

Una vez discutidos los distintos efectos de algunos parámetros sobre el acoplamiento entre resonadores (mostrados en los capítulos anteriores), se estructura la *layout* con los cuatro resonadores del filtro en su posición, que se han obtenido según se ha ido evaluado los diferentes acoplamientos de la estructura, y finalmente se contrasta la respuesta obtenida con la ideal obtenida con los elementos discretos. En ésta se pudo apreciar que la respuesta está desplazada en frecuencia hacia la izquierda, además la parte baja de pasobanda está bastante desadaptada y no se pudo apreciar el cuarto cero de reflexión.

Para mejorar estas desadaptaciones, se realizan unos ajustes o *tune* a la estructura global. Para corregir la desviación del conjunto de la respuesta se ajusta el *gap* del resonador, es decir la g de la Figura 4-2. Para subir en frecuencia la respuesta se debe agrandar g , y de esta forma acortar la longitud de los resonadores, por el contrario, si se acortase g la respuesta se desplazaría a la izquierda en frecuencia. Para las otras desadaptaciones, se han ido modificando las relaciones (distancias) entre los cuatro resonadores, siempre intentando mantener la simetría respecto al eje y . El resultado de la respuesta se aproxima bastante a la respuesta ideal, excepto la parte baja de la banda de paso. Para mejorar esta última respuesta, se recurre a un *tune* más detallado para ver finalmente que de esta manera mejora mucho la respuesta general del filtro. En este último tipo de *tune* se simula el *layout* del acoplamiento entre el resonador 1 y 4 (acoplamiento eléctrico) y se compara la respuesta del esquema ideal respecto a la respuesta del acoplamiento entre estos resonadores, y se va variando la posición de las estructuras en el *layout* hasta llegar a adaptar lo máximo posible a la respuesta ideal. El mismo ejercicio se hace con el resonador 1 y 2. De esta manera se extraen, distancias más precisas entre resonadores para poder corregir esta desadaptación.



$s_1 = 1.52 \text{ mm}$	$s_2 = 1.68 \text{ mm}$
$s_3 = 0.995 \text{ mm}$	$g = 1.70 \text{ mm}$
$d = 0.205 \text{ mm}$	

Figura 4-9: Dimensiones de la estructura del filtro

Finalmente, se comprueba la respuesta y se afinan las posiciones de los resonadores, ajustado lo máximo posible la banda de paso, y dando como resultado final de la simulación la Figura 4-10.

Se muestra en la Figura 4-11 la respuesta del filtro ideal, con líneas discontinuas, superpuesta con el filtro simulado con pérdidas, con líneas continuas. En ésta gráfica se muestra el filtro simulado con pérdidas producidas por conducción, es decir considerando una conductividad finita, y pérdidas causadas por la presencia del dieléctrico Arlon AD1000, que vendrían representadas por una $\tan \delta$. Las dimensiones y distancias del último filtro implementado quedan reflejadas en la Figura 4-9 (algunos parámetros están declarados en la Figura 4-2).

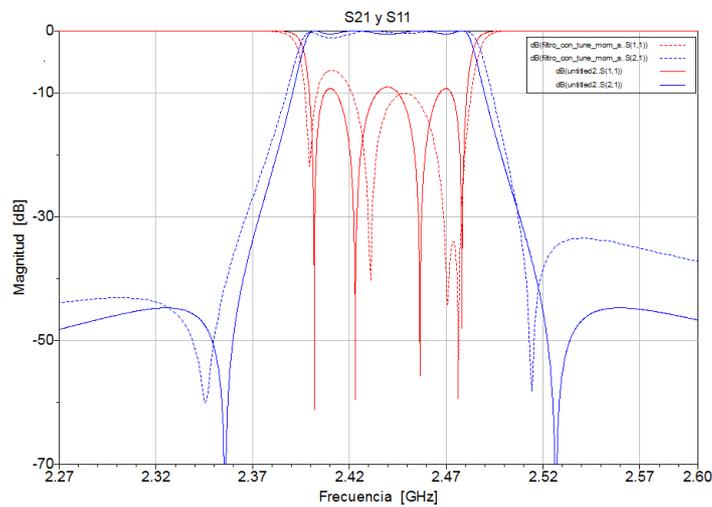


Figura 4-10: Superposición de respuesta filtro de simulación sin pérdidas y filtro ideal

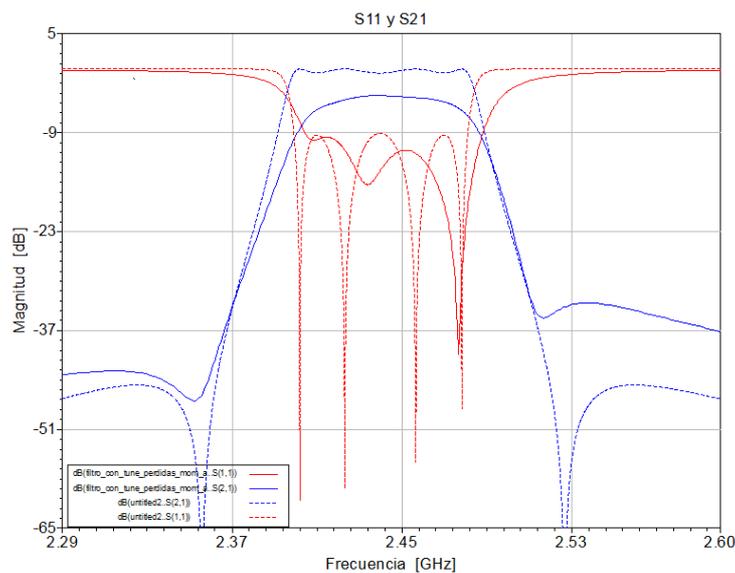


Figura 4-11: Superposición de respuesta filtro de simulación con pérdidas y filtro ideal

4.3 Conclusiones

En este apartado se describen las conclusiones más destacadas de los estudios realizados durante el proceso de diseño del filtro. El diseño de este filtro con ceros de transmisión de orden cuatro se lleva a cabo a partir de los distintos factores de acoplamiento y el factor de calidad externo.

Una vez diseñados el modelo del resonador y su acceso, se realizó un estudio sobre la evolución del factor de calidad externo en función de la posición del puerto de acceso ampliando las conclusiones del resultado del anterior tema, estudiando el efecto que produce los diferentes grosores de la línea donde se une el puerto de entrada. La conclusión del efecto que produce el grosor de una línea *microstrip* sobre el factor de calidad externo, es que a medida que esta línea es más estrecha, el acoplamiento es más fuerte y a consecuencia el Q_e será menor. El efecto contrario se dará para líneas más gruesas. Este efecto se produce debido a que el campo en los bordes de las líneas es más fuerte para líneas de transmisión más estrechas.

También, a partir de ver los efectos del grosor de una línea de transmisión en *microstrip* sobre los diferentes acoplamientos, se estudian los efectos que produce distintos grosores de líneas de la estructura resonante, del lado opuesto de donde no existen los *gaps*. Los resultados presentados reflejan principalmente que a menor grosor de las líneas, mayor acoplamiento se provoca entre resonadores, sin importar la disposición en que se encuentren (acoplamiento eléctrico, magnético o mixto). Se ha podido demostrar que el efecto del grosor de la línea es más pronunciado en los acoplamientos magnéticos, ya que es ahí donde más campo se concentrará; los acoplamientos eléctricos son mucho menos influenciados por este grosor, ya que la variación del grosor se encuentra en el lado opuesto de la estructura.

Para estructurar la ubicación de los resonadores *open-loop*, es interesante conocer que el acoplamiento magnético es mayor al mixto y al eléctrico, si se evalúan para una misma distancia entre resonadores, así mismo, el acoplamiento mixto será mayor al eléctrico. En el estudio presentado, se puede apreciar que el acoplamiento magnético es mayor al eléctrico y que a medida que crece la distancia entre resonadores, la relación entre acoplamiento eléctrico y magnético va disminuyendo, ya que el

acoplamiento eléctrico decrece en mayor proporción que el magnético para la misma distancia entre resonadores.

5 Filtros pasobanda duales

Los filtros pasobanda duales, son filtros que tienen dos bandas de paso separadas por una banda de rechazo. Para diseñar este tipo de respuestas existen métodos basados en funciones de Chebyshev. Otro método de diseño de filtros duales, es a partir de generar una banda de paso y intercalar un filtro con una banda estrecha de rechazo (*notch*). El problema más importante de estos métodos de diseño de filtros duales es que están basados en métodos de optimización numérica lo cual hace que el trabajo sea muy laborioso [3].

Para mejorar los métodos existentes se han presentado en [3] dos técnicas de diseño para filtros duales: una para filtros con bandas de paso simétricas respecto a la frecuencia central, situada en el centro de la banda de rechazo. La otra técnica se empleará para filtros cuyas bandas de paso son diferentes entre ellas, y siempre se mantendrán los ceros de transmisión en una misma frecuencia, dentro de la banda de rechazo.

En este proyecto se ha optado por la segunda técnica de diseño para poder realizar el estudio del diseño desde el principio, ya que lo más frecuente es que los requerimientos para filtros duales es que las bandas de paso sean de anchos de banda diferentes, para diferentes servicios ofrecidos a través de ellos. Para este método de diseño se implementarán las bandas de paso 1 y 2, definidas a partir de ahora como BW_1 y BW_2 . Las especificaciones del filtro a implementar se pueden encontrar en la Figura 5-1 y Tabla 5-1.

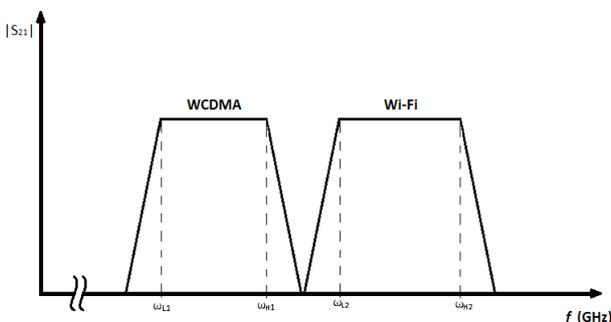


Figura 5-1: Respuesta tipo del filtro dual deseado

Filtro Pasobanda Dual

Orden: 4 (2/banda)

$$\omega_{L1} = 2.11 - \omega_{H1} = 2.17 - \omega_{L2} = 2.401 \\ - \omega_{H2} = 2.479$$

Rizado de banda de paso: 0.1dB

$BW_1 = 60$ MHz y $BW_2 = 80$ MHz

Pérdidas de retorno en banda de paso:
 ≥ 15 dB

Puerto de acceso a resonador: 50 Ω

Tabla 5-1: especificaciones del filtro

Las bandas frecuenciales BW_1 y BW_2 son las bandas en las que trabajan los servicios de comunicaciones *wireless* WCDMA y Wi-Fi, respectivamente. Estos anchos de banda son diferentes y por eso se utiliza la segunda técnica de diseño de las que se ha comentado anteriormente.

5.1 Método de diseño

Esta técnica de diseño se basa en el prototipo de Chebyshev de orden n , que como se sabe puede ser representado idealmente mediante n estructuras LC en paralelo, acopladas entre ellas con inversores de admitancia, pudiendo extraer el valor de este inversor de admitancias normalizado a través de

$$J_{q,q+1} = \sqrt{g_q g_{q+1}} \quad (5.1)$$

donde g_q son los parámetros del prototipo paso bajo (ver Tabla 7-2 del Anexo).

La transformación de prototipo paso bajo a prototipo pasobanda se define a continuación como $T(\omega)$.

$$T(\omega) = b_1 \left(\frac{\omega}{\omega_{o1}} - \frac{\omega_{o1}}{\omega} \right) - \frac{1}{b_2 \left(\frac{\omega}{\omega_{o2}} - \frac{\omega_{o2}}{\omega} \right)} \quad (5.2)$$

donde ω es la frecuencia en radianes desnormalizada y ω_{o1} , ω_{o2} , b_1 y b_2 son parámetros que definen la transformación, y pueden ser evaluados analíticamente después de imponer los requisitos deseados (límites de bandas frecuenciales). Para ello utilizando (5.2) y asumiendo ciertas consideraciones descritas en [3] se llega a describir los siguientes parámetros:

$$\begin{aligned} \omega_{o1} &= \sqrt{-\frac{n_0 n_3}{n_1}} \\ b_1 &= \sqrt{-\frac{n_0}{n_1 n_3}} \\ \omega_{o2} &= \sqrt{-\frac{n_1}{n_3}} \\ b_2 &= \frac{n_1 n_3^2}{n_1 n_2 n_3 - n_1^2 - n_0 n_3^2} \omega_{o2} \end{aligned} \quad (5.3)$$

donde estos coeficientes n_i dependen únicamente de las frecuencias de corte que interesan a la hora de definir el filtro a implementar, indicados en la Figura 5-1.

A partir de estos parámetros se encuentra definido prácticamente el esquema del filtro para el método de diseño escogido, presentado en la Figura 5-2. Hay que tener en cuenta que este es un diseño de filtro asíncrono y que por tanto los filtros paso-banda resonarán a ω_{o1} y tendrán un parámetro que define la pendiente de las bandas, b_1 ; así mismo, para los filtros rechaza-banda del esquema se conoce que tendrán como parámetros análogos ω_{o2} y b_2 , respectivamente.

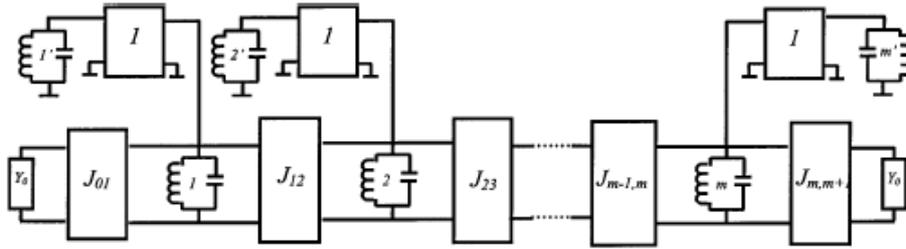


Figura 5-2: Esquemático de filtros de banda dual [3]

Una vez conocidos los parámetros que definirán los filtros duales, se necesita conocer tanto los coeficientes de acoplamiento entre las distintas estructuras resonantes, como los factores de calidad externo del resonador validos para este método, y que se especifican a continuación:

$$k_{i,j+1} = \frac{J_{i,j+1}}{b_1} \quad (\text{Resonadores pasobanda})$$

$$k_{i,i'} = \frac{1}{\sqrt{b_1 b_2}} \quad (\text{Resonadores rechaza banda}) \quad (5.4)$$

Para extraer los factores de calidad:

$$Q_{e,S} = \frac{b_1}{J_{01}^2} \quad Q_{e,L} = \frac{b_m}{J_{m,m+1}^2} \quad (5.5)$$

5.2 Esquema ideal y layout

En este apartado se definirá la repuesta ideal del filtro dual a implementar, conociendo así la respuesta que se requerirá al *layout* que también será definido en este apartado. En primer lugar se presentan los valores teóricos a los que se debe llegar para

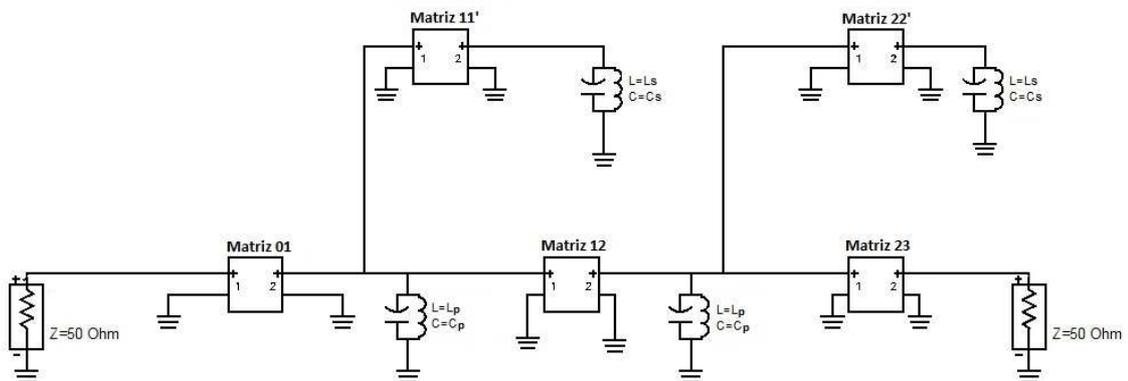
conseguir la respuesta del filtro, tanto ideal como con el *layout* obtenidos mediante los cálculos pertinentes presentados en el apartado anterior:

$$f_{o1} = 2.2946 \text{ GHz} \quad f_{o2} = 2.275 \text{ GHz} \quad k_{1,2} = 0.0830 \quad k_{2,2'} = k_{1,1'} = 0.1275$$

$$Q_{eS} = Q_{eL} = 14.0190$$

Para extraer una respuesta ideal del filtro se tienen que simular esquemas que idealizan la respuesta del acoplamiento entre el puerto de acceso y resonador y los distintos tipos de acoplamiento entre resonadores, tal como se ha explicado en los apartados 2.4 y 2.5, respectivamente. A partir de evaluar, para cada esquema, diferentes valores para las matrices ABCD, se obtendrán los valores de J para cumplir con las especificaciones iniciales y se podrá llegar a definir el esquema final del filtro dual. La respuesta del filtro presentado en la Figura 5-3 se puede observar en la Figura 5-4, en la que se puede ver el parámetro de transmisión, S_{21} , en rojo, con los dos canales de paso claramente separados. También se puede ver el parámetro S_{11} dibujado en azul.

Para representar la respuesta ideal mediante elementos concentrados, en este filtro se deberá tener en cuenta que unas estructuras resuenan a una frecuencia f_{o1} (pasobanda) y otras resonarán a f_{o2} (rechaza banda) y que por tanto a la hora de extraer valores de condensadores y bobinas que idealizan al resonador, se deben tener en cuenta.



$$L_p = L_s = 1.0 \text{ nH}$$

$$C_s = 4.894 \text{ pF}$$

$$C_p = 4.8107 \text{ pF}$$

$$\text{Matriz 01} = \text{Matriz 23} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{j}{0.0099} \\ j0.0099 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{Matriz 34} = \text{Matriz 12} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{j}{0.00356} \\ j0.00356 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{Matriz 23} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{j}{0.005763} \\ j0.005763 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{Matriz 11}' = \text{Matriz 22}' = \begin{bmatrix} 0 & \frac{j}{0.00886} \\ j0.00886 & 0 \end{bmatrix}$$

Figura 5-3: Esquema del filtro dual

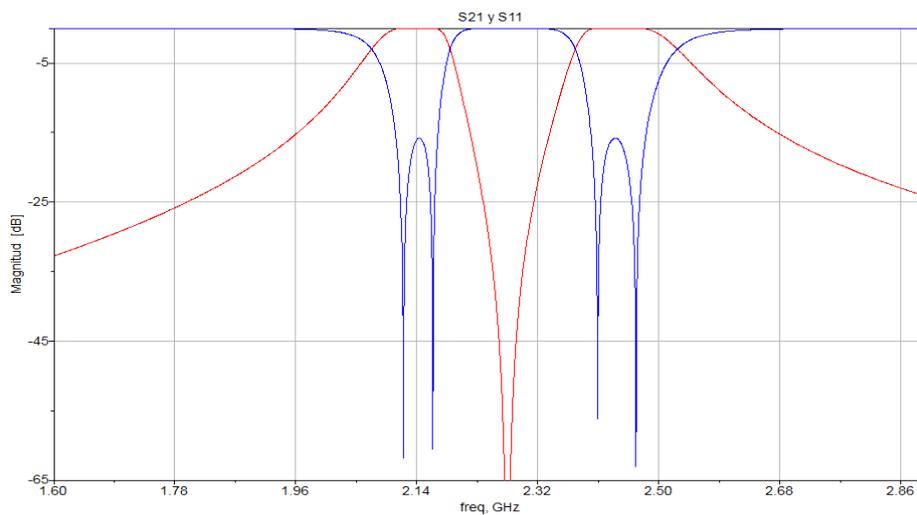


Figura 5-4: Respuesta ideal del filtro dual

A partir de este momento se comienza a trabajar en el *layout* del filtro dual. En primer lugar se diseñan los resonadores a las frecuencias de resonancia y se sitúan los puertos de acceso para que cumplan con el factor de calidad esperado. En este caso los resonadores que van unidos al puerto de acceso, únicamente, son los pasobanda, por tanto el resonador de rechaza banda deberá estar desacoplado del puerto de acceso. Para no influir en la medida del factor de calidad externo de la estructura se simulará el parámetro S_{21} (habiendo colocado otro acceso al resonador desacoplado) observando un pico de resonancia, que deberá ajustarse a f_{o2} . El puerto de acceso se ha diseñado con la

herramienta *LineCalc* de *ADS Momentum* a f_{o1} dando como resultado las siguientes medidas: $W = 1.44$ mm y $L = 1.15$ mm.

Para empezar a situar los resonadores en el *layout*, primero se debe tener en cuenta la disposición de la estructura general del filtro, y conocidos los valores objetivos de acoplamiento, se decide plantear la distribución presentada en Figura 5-5. Esta colocación está pensada para no tener acoplamiento entre los resonadores 1' y 2'. Los acoplamientos están pensados, a priori, para que puedan llegar al valor requerido sin problemas. Como ejemplo, se podría orientar un acoplamiento eléctrico entre los resonadores i e i' , pero como se concluyó en el estudio de acoplamientos en la Figura 4-5, el acoplamiento eléctrico es mucho menor que el acoplamiento magnético para la misma distancia entre resonadores, y como el acoplamiento requerido entre resonador i y resonador i' es considerable, se opta por el acoplamiento magnético.

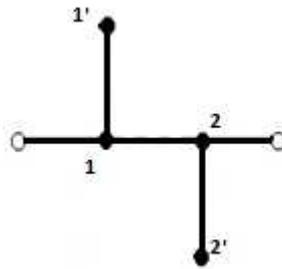


Figura 5-5: Esquema propuesto para el filtro dual de orden 4

Después de ajustar los distintos acoplamientos de los resonadores se obtiene las distancias entre resonadores adecuadas para cumplir con los acoplamientos especificados.

La respuesta obtenida sin realizar ajustes en el *layout*, ofrece una respuesta con las bandas algo descentradas de las frecuencias de paso requeridas, y sin poderse apreciar los polos de la respuesta correctamente en las frecuencias deseadas. Para ello se realiza una larga serie de simulaciones de la estructura integral del filtro para poder mejorar la respuesta global, consiguiendo como resultado la Figura 5-6.

Se debe tener en cuenta que estos ajustes que se realizan sobre la estructura general son minúsculos, y se realizan tanto resonador por resonador, como ajustando de manera relacional un par de resonadores. Con estos procesos se intenta extraer algún tipo de tendencia en la respuesta global para poder mejorar por tramos o de manera global la respuesta.

La respuesta del filtro de la Figura 5-6, considerando las pérdidas (líneas continuas) se presenta en la Figura 5-7 superpuesta con la respuesta del filtro ideal, conseguida mediante elementos discretos (líneas discontinuas). En la gráfica se puede ver que la simulación se ha realizado para un rango mayor al que se precisa para ver lo que sucede en las frecuencias donde se centra la respuesta del filtro. El motivo de esta simulación, es demostrar que en la respuesta S_{21} existe un cero situado en la frecuencia 3.528 GHz, que se debe al comportamiento de la estructura basada en *open-loops*, en la que al analizar las respuestas de los filtros con bandas estrechas no se aprecian estos efectos, que si se pueden visualizar al simular un rango frecuencial mucho mayor.

Este fenómeno provoca un efecto positivo sobre la parte alta del banda Wi-Fi, atenuando de manera pronunciada las señales con frecuencias mayores a 2.5 GHz (aproximación: ≥ 6.5 dB / 0.1 GHz).

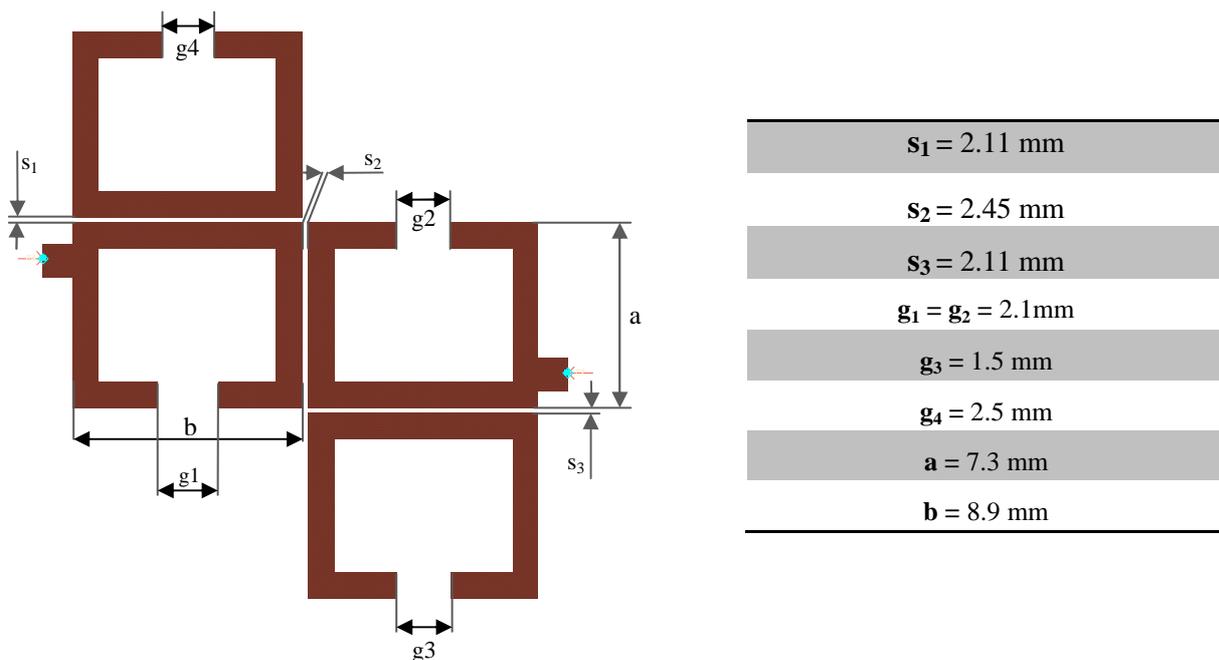


Figura 5-6: Estructura del *layout* de filtro dual y medidas de los resonadores

Por lo que se refiere a la adaptación del filtro implementado al filtro ideal, se ha intentado superponer lo máximo posible las dos respuestas, el problema ha sido la parte baja de la banda de WCDMA, donde no se ha podido lidiar con la selectividad frecuencial. Se ha rediseñado por completo la estructura global del filtro para detectar alguna solución para estas frecuencias, siguiendo exactamente el método de diseño presentado en [3], pero la anomalía ha persistido. En el parte extrema superior de la

BW_1 hay una atenuación más pronunciada de la que debería, principalmente por no poder no visualizar los polos de la respuesta del filtro.

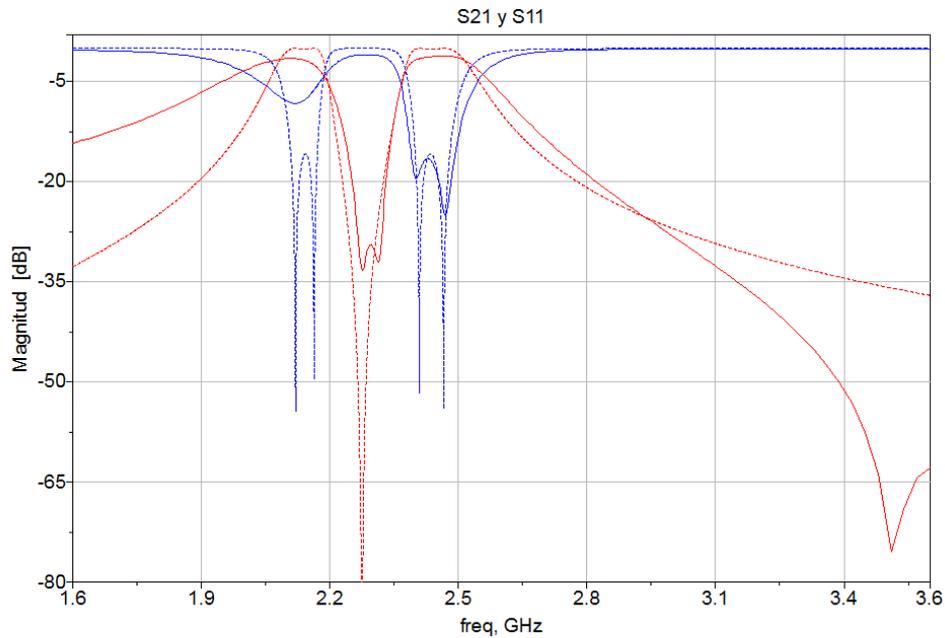


Figura 5-7: Respuesta del filtro con pérdidas y ajustes superpuesta con respuesta del filtro ideal

Por otra parte, en la banda de paso del sistema Wi-Fi, la adaptación es muy buena como se puede observar en la Figura 5-7. Los dos polos de la respuesta del *layout* coinciden con los de la ideal en frecuencia, eso garantiza tener el ancho de banda requerido muy bien adaptado.

Se ha podido corroborar que la relación entre la primera banda de paso y la segunda, es muy directa. Así, si algún ajuste provoca un cambio sobre las pérdidas de reflexión, hará que una de las dos bandas mejore y la otra empeore su respuesta frecuencial. Con esta premisa se ha intentado ajustar lo máximo posible las pérdidas de retorno del filtro, para que en ambas bandas tengan el mejor caso, sin llegar a afectar a la otra.

Para el BW_1 las pérdidas de inserción son como máximo de 2.1 dB (debido a la desadaptación de esta banda), y para el BW_2 el máximo valor para las pérdidas de inserción tiene un valor igual a 1.44 dB.

Según se observa en la respuesta de la Figura 5-7, la banda de rechazo está centrada a la frecuencia 2.29 GHz ya que en el proceso de *tune* se han modificado los

gaps de los resonadores *stopband*. Además, se observan dos ceros en la banda de rechazo, que según [3] deberían estar todos situados en una única frecuencia. El motivo de que estos dos ceros se vean en frecuencias distintas es porque en los ajustes del filtro, en algunos de los resonadores se ha tenido que modificar la longitud, por ello, la frecuencia de resonancia ha variado algo de la que debería aparecer siguiendo el método presentado.

5.3 Conclusiones

En este bloque del proyecto se ha realizado el diseño de un filtro multibanda, en concreto para las bandas de WCDMA y WiFi mediante uno de los métodos presentados en [3]. Se han calculado los valores objetivos de los acoplamientos y Q_e según se ha presentado en la técnica de diseño. También se ha extraído el modelo esquemático del filtro ideal. Por lo que se refiere a la estructura del *layout*, se ha previsto una disposición de los resonadores *open-loop* siguiendo los resultados obtenidos en el tema anterior a éste.

Como resultado obtenido del diseño del filtro dual, se ha concluido con una respuesta algo desadaptada en la parte baja de BW_1 , y muy bien adaptada en la BW_2 . Se ha intentado mejorar la problemática surgida en el proceso de diseño en esta banda de frecuencias, pero no se ha podido aumentar mínimamente la selectividad sin deteriorar considerablemente la respuesta de la banda para Wi-Fi.

6 Conclusiones generales

Los objetivos de este proyecto han sido, principalmente, realizar estudios de los comportamientos de los filtros con la tecnología *microstrip*, con estructuras resonantes *open-loop*, y realizar el diseño de estos filtros previendo el efecto de los ajustes realizados a partir de los conocimientos adquiridos de los resultados obtenidos en los estudios realizados previamente.

Se han conocido las razones físicas de varios comportamientos electromagnéticos que se producen tanto en la tecnología *microstrip* como en estructuras *open-loop*, además de extraer las tendencias de las diferentes relaciones que pueden existir entre resonadores.

También se ha conocido la metodología de diseño de los filtros pasobanda y banda dual, sabiendo a priori, que esta técnica de diseño mediante acoplamientos es extrapolable a otras tecnologías fácilmente. Se ha comprobado la laboriosa fase de ajustes o tune de las estructuras resonantes con la finalidad de obtener la respuesta lo más cercana posible a la ideal. También se ha evidenciado, que en algunos diseños existe uno o más de un compromiso en la respuesta del filtro que hace que no se pueda mejorar alguna parte de la respuesta sin llegar a perjudicar directamente a otra.

Se ha seguido una técnica de diseño para filtros duales con bandas de distintos anchos, con la finalidad de implementar un filtro para las bandas de funcionamiento de WCDMA y Wi-Fi, analizando los resultados obtenidos mediante esta técnica.

Por último, durante el proyecto se ha trabajado y conocido la herramienta de simulaciones para microondas, *Advanced Design System* de *Agilent Technologies*. Este *software* ha servido tanto para la extracción de los modelos ideales del filtro, como las simulaciones de *layouts* que se han llevado a cabo.

Se ha comenzado a realizar estudios para conseguir la respuesta del filtro dual, a doble capa, es decir colocando 2 resonadores por cada capa, y así miniaturizar más el filtro, consiguiendo la misma respuesta que con una sola capa. Finalmente estos resultados no forman parte de la memoria.

6.1 Líneas futuras de trabajo

Una vez finalizado los estudios llevados a cabo y habiendo comprobado mediante simulaciones las respuestas de distintos diseños, sería interesante seguir trabajando en los siguientes puntos de interés:

- Trabajar en las respuestas de filtros multibanda implementado con estructuras *open-loop* con tecnología *microstrip* a doble capa, mediante la estructura presentada en la Figura 6-1. Se ha empezado a trabajar con *layouts* para filtros duales de doble capa, consiguiendo reducir el tamaño de filtro de la Figura 5-6 (aprox. 500 mm²) a estructuras que ocuparían para la misma respuesta una superficie 60 % menor (Figura 6-2), eso sí, ganando algo más que el doble del espesor que el anterior filtro de una única capa. Se puede observar en la Figura 6-2 los cuatro resonadores, dos en una capa (color rojo) y dos en otra (color amarillo). También se han analizado los efectos de los agujeros (capa azul), mediante el cual se realiza el acoplamiento entre resonadores, observando que se precisan dimensiones de agujeros grandes en relación al total de la estructura, perdiendo el control del acoplamiento, sin saber exactamente que modalidad de acoplamiento se está ejerciendo, y afectando negativamente a la respuesta.
- Mejorar la respuesta de la primera banda de paso del filtro de de banda dual implementado, analizando la técnica de diseño propuesta, para ver si existe alguna particularidad para este caso en concreto.
- Implementar físicamente las respuestas del filtro multibanda para poder comparar las simulaciones con las medidas reales, y poder corroborar que el método diseño ofrece una buena aproximación al filtro real.

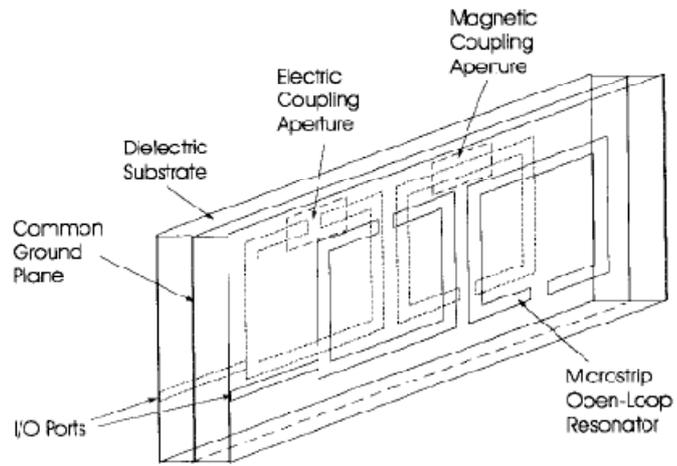


Figura 6-1: Estructura de filtro a doble capa [4]

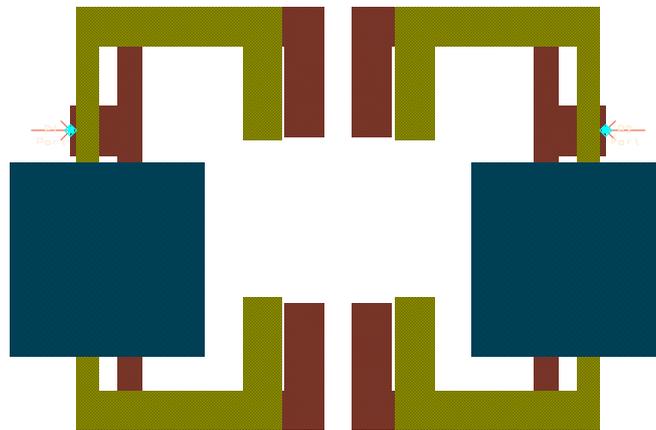


Figura 6-2: Posible disposición de *layout* para filtro dual de doble capa

7 Anexos

ARLON AD 1000

Dielectric constant (ϵ_r) @ 10 GHz	10.20 ± 0.35
Disipation factor ($\tan \delta$) @ 10 GHz	0.0023
Thickness dielectric	0.025 ± 0.002 mils
Thickness copper	35 μm
Conductivity (σ)	$5,7 \times 10^7$

Tabla 7-1: Especificaciones del substrato Arlon AD1000 utilizadas

Para prototipos pasobajo de Chebyshev con un rizado de banda de paso L_{Ar} se han empleado las Tabla 7-2, pero también se pueden emplear las siguientes expresiones para extraer las g 's para cualquier especificación:

$$g_0 = 1.0$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right)$$

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right] \sin\left[\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right]}{\gamma^2 + \sin^2\left[\frac{(i-1)\pi}{n}\right]} \quad \text{para } i = 2, 3, \dots, n$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1.0 & \text{para } n \text{ impar} \\ \cotan^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & \text{para } n \text{ par} \end{cases}$$

donde:

$$\beta = \ln\left[\cotan\left(\frac{L_{Ar}}{17.37}\right)\right]$$

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right)$$

For passband ripple $L_{Ar} = 0.1$ 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	1.3468	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

For passband ripple $L_{Ar} = 0.04321$ 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 $L_{Ar} = 0.01$ 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	1.7563	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	1.8145	1.0

Tabla 7-2: Valores de los componentes para prototipo pasobanda Chebyshev ($g_0=1.0, \Omega_c=1$)

8 Bibliografía

Bibliografía consultada

- [1] J.S. Hong, M.J. Lancaster, “*Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*”, John Wiley & Sons, 2001.
- [2] J.S. Hong y M.J. Lancaster, “*Coupling of Microstrip Square Open-Loop Resonators for Cross-Coupled Planar Microwave Filters*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 44, No. 12, December 1996.
- [3] G.Macchiarella y S.Tamiazzo, “*Design Techniques for Dual-Passband Filters*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 53, No. 11, November 2005.
- [4] J.S. Hong y M.J. Lancaster, “*Aperture-Coupled Microstrip Open-Loop Resonators and Their Applications to the Design of Novel Microstrip Bandpass Filters*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 47, No. 9, September 1999.
- [5] David M. Pozar, “*Microwave Engineering*”, John Wiley & Sons, 2005.
- [6] <http://mcalc.sourceforge.net/>

Manuales consultados

Manual de ayuda electrónico de ADS de *Agilent Technologies*

Summary:

This project is dedicated to the study and design of bandpass filters and dual band filters with microstrip technology using open-loop resonant structures.

A design of a bandpass filter with Chebyshev response, a bandpass filter with transmission zeros and a dual band filter for WCDMA and WiFi has been done, using the method on design for filters based in inter-coupled resonators. The electrical models of the RF filters simulated with their respective layouts are presented and the answers obtained from the devices are compared with the ideal answers.

In the project a study of behavior of the different types of couplings between open-loop resonators is performed according to the geometry of the structure. The tendencies of the behavior of the attachments permit the design and allocation of the resonators to satisfy the specifications of the filter.

Resum:

El projecte està dedicat a l'estudi i disseny de filtres passabanda i banda dual amb tecnologia microstrip mitjançant estructures ressonants de tipus open-loop.

S'ha portat a terme el disseny d'un filtre passabanda amb resposta Chebyshev, un passabanda amb zeros de transmissió i un filtre passabanda dual per a WCDMA i Wi-Fi, utilitzant el mètode de disseny de basat en ressonadors inter-acoblats. Es presenten els models elèctrics dels filtres de RF simulats juntament amb els seus respectius layouts i es comparen les respostes obtingudes dels dispositius amb les respostes ideals.

Al projecte es realitza un estudi del comportament dels diferents tipus d'acoblament entre ressonadors open-loop en funció de la geometria de la estructura. Les tendències de comportament dels acoblaments permeten el disseny i col·locació dels ressonadors per a satisfer les especificacions del filtre.

Resumen:

El proyecto está dedicado al estudio y diseño de filtros paso-banda y en banda dual con tecnología microstrip mediante estructuras resonantes de tipo open-loop.

Se ha llevado a cabo el diseño de un filtro paso-banda con respuesta Chebyshev, un filtro pasobanda con ceros de transmisión y un filtro de banda dual para WCDMA y WiFi, empleado el método de diseño para filtros basados en resonadores inter-acoplados. Se presentan los modelos eléctricos de los filtros de RF simulados junto con sus respectivos layouts y se comparan las respuestas obtenidas de los dispositivos con las respuestas ideales.

En el proyecto se realiza un estudio del comportamiento de los diferentes tipos de acoplamiento entre resonadores open-loop en función de la geometría de la estructura. Las tendencias de comportamiento de los acoplamientos permiten el diseño y colocación de los resonadores para satisfacer las especificaciones del filtro.

