



UNIVERSIDAD DE SEVILLA

---

FACULTAD DE FÍSICA

DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA Y ELECTROMAGNETISMO

**FILTROS DISTRIBUIDOS Y LOCALIZADOS  
EN TECNOLOGÍA MIXTA  
MICROSTRIP/GUÍA COPLANAR**

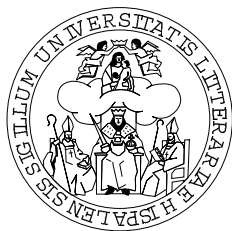
*Memoria presentada por*

**María del Castillo Velázquez Ahumada**

*para optar al grado de Doctora en Física*

*Sevilla, mayo de 2009*





DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA Y ELECTROMAGNETISMO  
Facultad de Física  
Universidad de Sevilla

## **FILTROS DISTRIBUIDOS Y LOCALIZADOS EN TECNOLOGÍA MIXTA MICROSTRIP/GUÍA COPLANAR**

*Memoria presentada al Departamento de Electrónica y Electromagnetismo y a la Comisión de Doctorado de la Universidad de Sevilla en cumplimiento parcial de los requisitos para optar al grado de Doctora en Física.*

**Los Directores:**

JESÚS MARÍA MARTEL VILLAGRÁN

FRANCISCO MEDINA MENA

**La Doctoranda:**

MARÍA DEL CASTILLO VELÁZQUEZ  
AHUMADA

Sevilla, mayo de 2009



Durante la realización de este trabajo, la doctoranda ha contado con una beca F.P.I. del Ministerio de Ciencia y Tecnología asociada al proyecto TEC2004-03214, así como con la financiación de los proyectos que se mencionan a continuación:

- **Título:** Guiado, radiación y filtrado de señales de microondas con tecnología plana (TEC2004-03214).  
**Entidad financiadora:** Ministerio de Ciencia y Tecnología.  
**Duración:** 13/12/2004–13/12/2007.
- **Título:** Diseño de filtros de microondas y de antenas basadas en estructuras periódicas (proyecto de excelencia EXC/2005/TIC-253).  
**Entidad financiadora:** Junta de Andalucía.  
**Duración:** 01/03/2006–28/02/2009.
- **Título:** Guías coplanares: espectro continuo y estructuras periódicas (A/6365/06).  
**Entidad financiadora:** Agencia Española de Cooperación Internacional, Ministerio de Asuntos Exteriores.  
**Duración:** Años 2007 y 2008.
- **Título:** Estudio teórico y experimental de estructuras planas innovadoras para antenas y circuitos impresos de microondas (TEC2007-65376).  
**Entidad financiadora:** Ministerio de Ciencia y Tecnología.  
**Duración:** 01/10/2007–30/09/2010.



## AGRADECIMIENTOS

Quisiera expresar mi gratitud a los directores de esta Tesis Doctoral, los Profesores Jesús Martel y Francisco Medina, con quienes ha sido un placer trabajar; me gustaría agradecerles no sólo su enorme implicación en el desarrollo de las investigaciones llevadas a cabo, sino también la oportunidad que en su día me brindaron al permitirme formar parte del Grupo de Microondas y asumir la dirección de este trabajo, así como el apoyo mostrado a lo largo de todos estos años.

Al Prof. Manuel Freire, por su ayuda a la hora de solventar algunos de los problemas técnicos que han ido surgiendo en los laboratorios, y también por ampliar mis perspectivas laborales junto al Prof. Ricardo Marqués.

A todos los demás compañeros del Grupo de Microondas: Rafael, Paco Mesa, Vicente Losada, Joaquín, Raúl, Ana, Lukas, Vicente Delgado, Elmokhtar, Safae, Armando, por propiciar un estupendo ambiente de trabajo. No quiero olvidarme de Juan Domingo y Germán, con los que coincidí en mis inicios en el grupo.

A los también compañeros del Centro de Investigación en Metamateriales para la Innovación en Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones (CIMITEC) por sus valiosas aportaciones. No puedo dejar de mencionar aquí a los profesores Ferran Martín, Jordi Bonache y Joan García.

A Ana y M<sup>a</sup> Jesús, personal administrativo del departamento, por orientar y agilizar cuantas gestiones me han sido necesarias; y a Esperanza, técnica especialista de laboratorio, por su ayuda a la hora de proveer los laboratorios del material necesario; a todas ellas quisiera agradecerles el trato recibido en todo momento, como parte del entrañable ambiente del que todos disfrutamos en este departamento.

En el plano personal, quisiera dar las gracias a quienes han sido un pilar fundamental para que esta Tesis llegue a buen fin: a mis padres, José Antonio e Irene, por los esfuerzos realizados a todos los niveles durante mis estudios, así como por su apoyo incondicional y cariño, que han sido indispensables para no desistir en mis aspiraciones académicas; a Irene, Casti y Francisco Jesús (hermana y primos), por sus constantes palabras de ánimo (a Irene he de agradecer, además, sus consejos en lo que al inglés se refiere); y a Manuel Jesús, por su comprensión y apoyo en estos últimos años y, sobre todo, en estos últimos meses en los que preparamos nuestra unión matrimonial.

A todos ellos, gracias.





A mis padres



# Índice general

<b>Introducción</b>	<b>1</b>
<b>1. Nuevos diseños de filtros basados en líneas paralelas acopladas</b>	<b>5</b>
1.1. Introducción . . . . .	5
1.2. Métodos de eliminación de bandas espurias . . . . .	7
1.3. Diseño de filtros basados en líneas acopladas . . . . .	9
1.4. Diseño de filtros de líneas acopladas con ranuras en el plano de masa . . . . .	14
1.4.1. Fundamento teórico . . . . .	14
1.4.2. Etapas generales del proceso de diseño . . . . .	17
1.4.3. Diseños y medidas . . . . .	20
1.5. Diseño de filtros de líneas paralelas acopladas con conductor flotante . . . . .	31
1.5.1. Diseños y medidas . . . . .	32
1.6. Conclusiones . . . . .	40
<b>2. Filtros paso bajo y UWB con respuesta elíptica en tecnología híbrida</b>	<b>45</b>
2.1. Introducción . . . . .	45
2.2. Nuevos diseños de LPF en tecnología plana: revisión bibliográfica . . . . .	49
2.3. Diseño de la nueva configuración de SI-LPF . . . . .	52
2.3.1. Etapas del diseño . . . . .	54
2.3.2. Diseños finales y medidas . . . . .	56
2.4. Miniaturización del diseño . . . . .	59
2.5. Nuevo diseño de filtros UWB . . . . .	61
2.5.1. Diseño de la sección paso alto . . . . .	65
2.5.2. Resultados: simulaciones y medidas . . . . .	67
2.6. Conclusiones . . . . .	70

<b>3. Filtros compactos basados en resonadores acoplados</b>	<b>73</b>
3.1. Introducción . . . . .	73
3.2. Resonadores espirales con perturbación en el plano de masa . . . . .	75
3.2.1. Identificación del acoplo eléctrico y magnético . . . . .	77
3.2.2. Mejora del control del acoplo eléctrico y magnético . . . . .	81
3.2.3. Ejemplo de diseño: filtros elípticos . . . . .	83
3.3. Resonador de salto de impedancia con plano de masa modificado . . . . .	91
3.3.1. Modelado y caracterización de un resonador tipo FSIR . . . . .	94
3.3.2. Diseño de filtros basados en las nuevas tipologías FSIR . . . . .	108
3.4. Conclusiones . . . . .	115
<b>4. Diseño de un nuevo filtro de doble banda basado en resonadores de salto de impedancia modificados</b>	<b>117</b>
4.1. Introducción . . . . .	117
4.2. Caracterización de los resonadores . . . . .	119
4.2.1. Estructura simétrica . . . . .	119
4.2.2. Estructura asimétrica . . . . .	122
4.3. Método de diseño de DBFs basados en resonadores FSIR modificados . . . . .	125
4.3.1. Configuración simétrica . . . . .	125
4.3.2. Configuración asimétrica . . . . .	127
4.4. Ejemplos de diseño . . . . .	129
4.4.1. Filtro $\mathcal{A}$ . . . . .	130
4.4.2. Filtro $\mathcal{B}$ . . . . .	131
4.4.3. Filtro $\mathcal{C}$ . . . . .	132
4.5. Conclusiones . . . . .	132
<b>Conclusiones generales</b>	<b>135</b>
<b>Bibliografía</b>	<b>139</b>
<b>Publicaciones relacionadas con la tesis</b>	<b>155</b>

# Introducción

Se utiliza el término microondas para denotar aquellas ondas electromagnéticas cuyo rango de frecuencias está comprendido entre 300 MHz y 300 GHz, lo que en términos de longitud de onda en el vacío se traduce al intervalo entre 1 m y 1 mm. En muchas ocasiones se usa más apropiadamente el término de ondas milimétricas para referirse al rango de microondas de alta frecuencia cuya longitud de onda es del orden de milímetros. Por debajo del rango de frecuencias de las microondas (hasta 300 kHz) se encuentra el espectro de la radiofrecuencia (RF). La importancia de las aplicaciones de las microondas y las ondas de radio frecuencia ha sido fundamental en el desarrollo de los actuales sistemas de comunicación (radares, antenas, telefonía móvil, redes de comunicación inalámbricas, etc.). En la mayoría de los dispositivos que constituyen tales sistemas aparecen ineludiblemente filtros como parte de su circuitería. Básicamente, un filtro es un dispositivo bipuerta que permite la transmisión de señales en un rango determinado de frecuencias y atenúa la señal fuera de ese rango. Según su respuesta, los filtros se clasifican en cuatro bloques básicos: paso bajo (permiten la transmisión de las señales por debajo de una frecuencia de corte), paso alto (permiten la transmisión por encima de la frecuencia de corte), paso de banda (permiten la transmisión en una banda de frecuencias) y rechazo de banda (permiten la transmisión fuera de una banda de frecuencias).

Habitualmente, el proceso de diseño de un filtro parte de un circuito prototipo paso bajo en parámetros localizados, normalizados en términos de impedancia y frecuencia, construido con capacidades y autoinducciones. Los valores de estos parámetros se deducen del tipo de respuesta (*Butterworth*, *Chebyshev*, elíptica...) que se define en función de los niveles de transmisión en la banda de paso y de atenuación fuera de la misma y, a su vez, de la localización de los ceros y polos de la función de transferencia correspondiente a las pérdidas de inserción del filtro. Estos prototipos circuitales paso bajo pueden ser trasladados fácilmente a otros con respuestas paso alto, paso de banda o rechazo de banda sin más que aplicar las adecuadas transformaciones en frecuencias [1].

Ahora bien, los elementos de los circuitos a la frecuencias de microondas tienen dimensiones del orden de la longitud de onda. En el caso de los filtros, esto implica que los parámetros localizados de los circuito prototipo son habitualmente realizados con elementos distribuidos (líneas de transmisión, líneas acopladas, resonadores, etc...) que deben ser diseñados de forma que tengan una respuesta similar al parámetro que sustituyen en el rango de frecuencias de interés para el buen funcionamiento del dispositivo. Obviamente, por encima de una determinada frecuencia, la respuesta del filtro distribuido se aparta considerablemente de la del prototipo debido a efectos de alta frecuencia que afectan a los elementos distribuidos, (resonancias de orden alto, discontinuidades, excitación de modos superiores, radiación, etc.).

Son diversas las tecnologías que se han utilizado para implementar filtros distribuidos de microondas (coaxial, guía de onda, resonadores dieléctricos) [2], pero actualmente la elección más extendida es la tecnología planar (fundamentalmente basada en el uso bien de líneas *microstrip*, bien de líneas tipo guía de onda coplanar), a causa de una serie de propiedades que la hacen especialmente atractiva: bajo coste, tamaño reducido y, especialmente, facilidad de integración en circuitos con elementos activos, tipo MMIC (*Monolithic Microwave Integrated Circuits*), puesto que se fabrican típicamente mediante fotolitografía de una película de metal sobre un sustrato dieléctrico [3]. Además, el rango de frecuencias de operación de estos circuitos es muy amplio debido a la posibilidad de utilizar diversos tipos de sustratos, incluyendo aquellos de muy alta permitividad dieléctrica para aplicaciones de alta frecuencia [4]. Entre los filtros distribuidos más usuales podemos destacar los filtros de líneas acopladas [5], los filtros interdigitales [6], los filtros *compline* [7] y los filtros tipo *hairpin* [8]. Remitimos al lector interesado al trabajo recopilatorio de los profesores Ralph Levy and Seymour Cohn sobre la historia de la investigación, diseño y desarrollo de los filtros de microondas [9]. A pesar de su buen funcionamiento, los filtros distribuidos pueden no ser adecuados en aplicaciones que requieran un alto grado de miniaturización: es bien sabido que la longitud de una línea de transmisión abierta en su primera frecuencia de resonancia es del orden de media longitud de onda (un cuarto si está cortocircuitada), por lo que el tamaño de un filtro de orden relativamente alto es típicamente de varias longitudes de onda, lo que puede ser excesivo si se necesita un diseño realmente compacto. Además, en este tipo de filtros debe esperarse la presencia de bandas espurias (indeseadas) centradas en torno a múltiplos enteros de la frecuencia central de la banda [1]. Para resolver estos problemas, en la última década se han desarrollado una serie de resonadores con una primera frecuencia cuasiestática

(para la que el tamaño del resonador es mucho menor que la longitud de onda) y con frecuencias de resonancia superiores con valores mucho mayores que la primera, por lo que las bandas espurias aparecen bastante alejadas de la banda fundamental del filtro [10]-[13]. Los filtros construidos con estos resonadores compactos se denominan filtros localizados. Sin embargo, son dos los inconvenientes principales de los filtros localizados con respecto los filtros distribuidos [14]: el primero es que el ancho de banda relativo de los filtros localizados suele ser bastante limitado, porque el acoplamiento entre resonadores extremadamente pequeños es normalmente débil; por otra parte, el factor de calidad de dichos resonadores no es especialmente alto (las pérdidas óhmicas pueden ser muy importantes en tiras conductoras pequeñas sometidas a densidades de corrientes altas), lo que provoca una degradación del nivel de transmisión en la banda de paso, que puede ser importante si el ancho de banda es especialmente pequeño. No obstante, este último problema puede solucionarse empleando superconductores [15] (filtros HTS, *High-Temperature Superconductor Filters*) aunque, obviamente, ello supone un mayor costo y conlleva las limitaciones que impone el uso de enfriadores criogénicos [16].

En esta memoria pretendemos contribuir al desarrollo de nuevos diseños tanto de filtros distribuidos como de filtros localizados. En los dos primeros capítulos de la Memoria se presentan nuevas configuraciones de filtros distribuidos en tecnología planar. En estas nuevas configuraciones se ha utilizado una tecnología híbrida *microstrip*/guía de onda coplanar [17]. En concreto, en el **capítulo 1** se presentan dos nuevos diseños de filtros paso de banda basados en líneas acopladas. En el primero de ellos, se inserta una ranura en el plano de masa bajo las secciones de líneas acopladas, con una doble finalidad: eliminar la primera banda espuria de los filtros convencionales en tecnología *microstrip* y abrir un nuevo camino de acoplo entre las líneas que nos permita realizar filtros con mayores anchos de banda. En el segundo diseño, hemos añadido conductores flotantes en el interior de las ranuras del plano de masa; además de mantener las ventajas de la estructura ranurada con respecto a los filtros convencionales, los conductores flotantes añaden flexibilidad al diseño y son especialmente útiles en implementaciones sobre determinados sustratos de baja permitividad en los que la primera banda espuria no puede ser eliminada totalmente con la ranura simple. Por su parte, en el **capítulo 2** se presenta un nuevo diseño de filtro paso bajo con respuesta elíptica, basado en una modificación del filtro convencional construido mediante una concatenación de secciones de líneas de transmisión de alta y baja impedancia (filtros paso bajo de saltos de impedancia, SI-LPF, *Stepped Impedance-Low Pass Filter*). La nueva estructura híbrida que se propone conduce

a diseños más compactos (el tamaño de las secciones de alta impedancia ha sido drásticamente reducido mediante la introducción de una ranura en el plano de masa y una contracción de los tramos rectos en una conexión de bucles abiertos) y con una mayor selectividad que se debe a la introducción de ceros de transmisión que se implementan de forma muy sencilla gracias al uso de guías de ondas coplanares cortocircuitadas al plano de masa del circuito. Al final del capítulo se presenta un nuevo diseño de filtro UWB (*Ultra Wide Band*), que se construye añadiendo una etapa paso alta al LPF diseñado anteriormente. Esta nueva etapa se configura también usando ambas caras del sustrato, y se diseña de forma que introduce un cero de transmisión por debajo de la banda de paso.

La segunda parte de la Memoria, que engloba los capítulos 3 y 4, se centra en el diseño de filtros localizados. Así, en el **capítulo 3** se presentan dos nuevas partículas o resonadores subbanda, en concreto, resonadores en espiral (SR, *Spiral Resonators*), y resonadores de salto de impedancia plegados (FSIR, *Folded Stepped Impedance Resonator*) modificados. Con los primeros se han diseñado filtros paso de banda con dos ceros de transmisión a frecuencias finitas, verificándose una importante reducción de tamaño al compararlo con diseños basados en resonadores de lazo abierto (*open loops*) y SSR's (*Split Ring Resonators*). Además, hemos comprobado que introduciendo ventanas en lugares estratégicos del plano de masa, podemos incrementar el acoplo entre los SR's lo que permite diseñar filtros con mayores anchos de banda. Por otra parte, los FSIR convencionales se han modificado introduciendo ranuras bajo la sección de alta impedancia y conductores flotantes bajo la secciones de líneas acopladas de baja impedancia. Con estos nuevos resonadores se han diseñado filtros de acoplos directos con respuestas convencionales. A través de un exhaustivo análisis de la estructura, basado en modelos en líneas de transmisión de la misma, hemos comprobado que la segunda frecuencia de resonancia del nuevo resonador es controlada con el tamaño del conductor flotante, con lo que puede ser convenientemente alejada de la frecuencia fundamental, mejorando de esta manera el rechazo por encima de la banda de paso del filtro. Por último, en el **capítulo 4** se presenta una nueva modificación de un resonador tipo FSIR en el que se introduce un *stub*, también tipo SIR, conectado a la sección de alta impedancia. Este nuevo resonador se propone como partícula adecuada para el diseño de filtros de doble banda, en el que la frecuencia de la segunda banda es sintonizada con la geometría del *stub* interior. Además, en contra a lo que ocurre en diseños previos, comprobaremos que los anchos de banda de las dos bandas del filtro puede ser controlados de forma independiente si permitimos el desplazamiento del *stub* interior a lo largo de la sección de alta impedancia del FSIR.



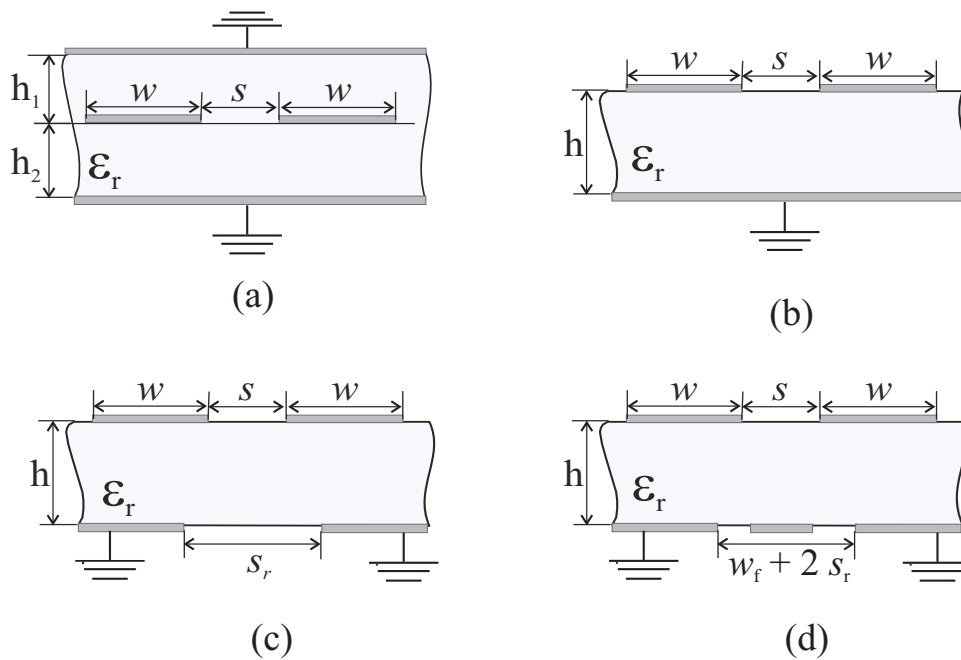
# Capítulo 1

## Nuevos diseños de filtros basados en líneas paralelas acopladas

### 1.1. Introducción

En 1958 el profesor S.B. Cohn propuso, por primera vez, la implementación de filtros paso de banda realizados mediante secciones de líneas paralelas acopladas en tecnología planar [5]. Desde entonces hasta nuestros días, gracias a su facilidad de diseño, ha sido uno de los filtros más utilizados en la circuitería integrada de microondas. En la propuesta analizada en [5], las tiras conductoras que forman el filtro se encuentran inmersas en un medio dieléctrico homogéneo entre dos planos conductores a masa (configuración *stripline*, véase Fig. 1.1 (a)). En tal configuración, la permitividad efectiva y, por tanto, la velocidad de fase, es la misma para todos los posibles modos de propagación de la estructura. Esta característica es deseable para el correcto funcionamiento del filtro, dado que una de las condiciones que impone el proceso de diseño es que la longitud de las secciones de líneas acopladas que constituyen el filtro sea  $\lambda_0/4$  a la frecuencia central de la banda de paso,  $f_0$  ( $\lambda_0$  es la longitud de onda a dicha frecuencia), y que esta premisa se cumpla simultáneamente para los modos par e impar de propagación. En estas condiciones, la segunda banda de paso del filtro (normalmente indeseada o espuria) se centra en torno al triple de la frecuencia central, lo que en muchas aplicaciones puede considerarse lo suficientemente alejado de la banda principal para no interferir en el correcto funcionamiento del dispositivo.

El elevado costo de fabricación de los circuitos planares en configuración *stripline* con-



**Figura 1.1:** Sección transversal de un par de líneas acopladas para diferentes configuraciones: a) *stripline*, b) *microstrip*, y las configuraciones propuestas en este capítulo: c) estructura ranurada y d) estructura ranurada con conductor flotante.

dujo al desarrollo de una nueva configuración, mucho más barata y versátil, a la que se denominó *microstrip*. En este caso, las tiras conductoras se encuentran impresas sobre una de las caras de un sustrato dieléctrico en el que la cara opuesta es un conductor a masa (véase la Fig. 1.1 (b)). Al tratarse de un medio inhomogéneo, cada modo de propagación tiene su propia permitividad efectiva y, por ende, su propia velocidad de fase. Como consecuencia, en la configuración *microstrip*, es imposible conseguir simultáneamente que la longitud de las secciones de líneas acopladas sea  $\lambda_0/4$  para los modos par e impar de propagación. El efecto de la desigualdad de las velocidades de fase en dichos modos es la aparición de una banda espuria a aproximadamente el doble de la frecuencia central. Esta banda deteriora la simetría de la banda principal y disminuye el nivel de rechazo por encima de la misma.

Al problema de la aparición de esta banda espuria en la configuración *microstrip*, se añade la dificultad, de tipo tecnológico (común para ambas configuraciones), de que cuando se pretende implementar este tipo de filtros con anchos de banda relativamente grandes, se necesitan secciones de tiras fuertemente acopladas, lo que requiere valores

extremadamente pequeños (muy difíciles de fabricar con técnicas convencionales como la de fotograbado) tanto de la anchura de las tiras conductoras,  $w$ , como de la separación de las mismas,  $s$ .

Precisamente el objetivo de este capítulo es presentar dos nuevas configuraciones para los filtros paso de banda construidos con secciones de pares de tiras acopladas. En estas configuraciones se hace uso de la tecnología plana de doble cara [17] en la que es posible insertar tanto ranuras como conductores flotantes en el plano de masa del circuito (véanse las Figs. 1.1 (c) y (d)). Como veremos, la presencia de dichos elementos nos permitirá solventar los problemas mencionados anteriormente: por un lado, podremos igualar las velocidades de fase modales evitando la aparición de la banda espuria al doble de la frecuencia central de la banda principal; y, por otro, dichos elementos proporcionan nuevos caminos de acoplo que posibilitarán una relajación de las dimensiones necesarias del circuito en el caso de los filtros con ancho de banda relativamente grandes.

El capítulo se ha dividido en varias secciones: en la primera haremos un breve repaso a los diversos métodos usados hasta ahora para eliminar bandas espurias en filtros con líneas acopladas; en la segunda recordaremos el proceso de diseño de los filtros paso de banda basados en este tipo de estructuras, con lo que pretendemos obtener una visión general tanto del problema que pretendemos resolver como de sus posibles soluciones. A continuación, dedicaremos una sección a cada una de las configuraciones propuestas, en las que presentaremos los pasos generales del proceso de diseño para cada una de las estructuras y comprobaremos su eficacia comparando las respuestas simuladas y experimentales de varios filtros diseñados con diferentes especificaciones. Por último, dedicaremos una breve sección a las conclusiones del capítulo.

## 1.2. Métodos de eliminación de bandas espurias

La eliminación de bandas espurias en filtros de líneas acopladas ha sido uno de los temas de mayor interés y más tratados en la literatura reciente acerca de filtros pasivos en tecnología plana. Aunque se hace prácticamente imposible abarcar todos los trabajos publicados al respecto, hemos recopilado los más significativos, que se pueden clasificar en tres categorías:

1. Aquellos que modifican la geometría de las secciones de líneas acopladas para eliminar una o más bandas espurias ([18] –[32]). Uno de los trabajos pioneros en la

eliminación de bandas espurias es el presentado en [18], donde se añaden capacidades localizadas en los extremos de las tiras abiertas para igualar las velocidades de fase de los modos par e impar; recientemente ha aparecido también un trabajo en el que tal compensación se consigue mediante autoinducciones [19]. En [20] se propone que cada sección de líneas acopladas sea subdividida a su vez por una cascada de secciones de líneas acopladas. En [21] la compensación de velocidades de los modos par e impar se consigue mediante la utilización de secciones corrugadas de líneas acopladas. Por su parte, en [22] se hace variar de forma continua las anchuras de las tiras conductoras con lo que, tras un proceso de optimización, se consigue reducir la primera banda espuria. Este método se perfecciona en [23] y [24], donde se diseñan filtros de líneas acopladas paralelas a las que se ha practicado un patrón senoidal a la anchura de las tiras conductoras. El periodo de este patrón viene dado por las frecuencias a las que aparecen las bandas espurias que se desea eliminar; para suprimir una sola banda de paso es necesario modular todas las secciones del filtro con patrón de un único periodo [23], mientras que si se pretende eliminar varios espurias cada sección del filtro debe tener un patrón con su propio periodo [24]. La inserción de ranuras en las tiras conductoras de las secciones acopladas, bien de forma periódica [25], bien de forma aislada ([26], [27]), permite sintonizar un cero de transmisión a la frecuencia de la banda espuria, reduciéndola considerablemente. En [28] se muestra la posibilidad de utilizar un sobreacoplamiento en las secciones (alargando la longitud de las tiras acabadas en abierto) para eliminar la primera banda espuria. En [29] se ha combinado este último método con el de [24] para reducir las tres primeras bandas espurias del filtro. En [30] se suprime la primera banda espuria y se reduce sustancialmente el tamaño del filtro sustituyendo las secciones acopladas rectas por secciones acopladas en forma de meandros. En [31] y en [32] la eliminación de las banda espurias se consigue introduciendo stubs en los extremos de las secciones acopladas.

2. Aquellos que incluyen ceros de transmisión en la respuesta en frecuencia, bien mediante el acoplo de resonadores a la estructura principal del filtro ([33]–[41]), bien modificando la misma para provocar la existencia de acoplos cruzados ([42]–[46]). En el caso de [33] y [34], se acoplan a las secciones de líneas acopladas del filtro anillos del tipo *split ring resonators* (SRR), diseñados para que resuenen a la frecuencia en la que aparecen las bandas espurias en la respuesta de la estructura principal. El razonamiento es similar en [35], [36] y [37], con la particularidad de

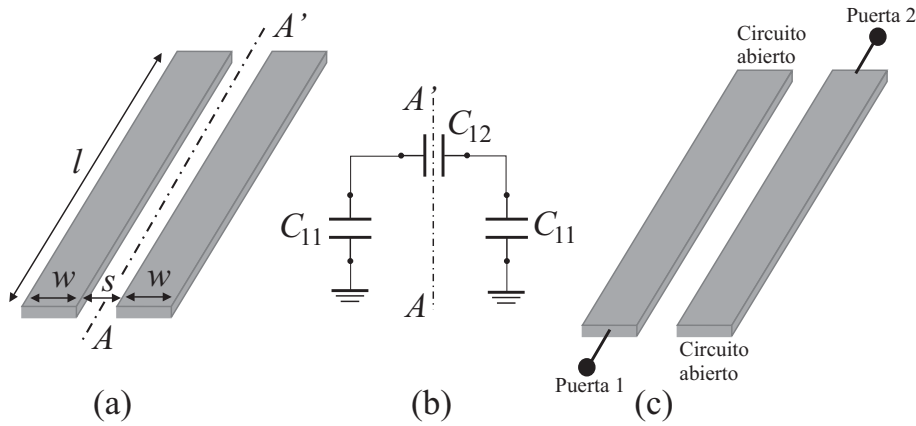
que, en este caso, el resonador es una ranura (con diferentes formas geométricas) practicada en el plano de masa que se acopla a las líneas de alimentación del filtro. Podríamos incluir en esta categoría aquellos trabajos en los que se incorpora al diseño del filtro una configuración EBG (*electromagnetic bandgap*), normalmente una sucesión periódica de resonadores de ranura en el plano de masa. Las bandas prohibidas asociadas a dicha configuración se diseñan para anular las bandas de transmisión indeseadas del filtro ([38]–[41]). Por otro lado, una práctica habitual en el diseño de filtros compuestos por resonadores acoplados para incluir ceros de transmisión fuera de la banda de paso y mejorar así el nivel de rechazo, consiste en disponer los resonadores del filtro de forma que aparezcan acoplos cruzados, tal y como se describe en [42] y [43]. Si además se introduce una inducción a masa al final de las secciones acopladas como en [44] y [45], se reduce considerablemente el tamaño de los circuitos (los resonadores están cortocircuitados y no abiertos) mientras que la primera banda espuria aparece a tres veces la frecuencia central de la banda principal del filtro. Por su parte, en [46] los acoplos cruzados se consiguen colocando los resonadores en distintas interfases (se acoplan en configuración *broadside*).

3. Aquellos que introducen nueva configuración del sustrato sobre el que se desea implementar el diseño con el objeto de igualar las velocidades de fase de los modos par e impar de las secciones de líneas acopladas ([47]–[52]). Entre estas configuraciones destacan la de sustrato suspendido([47], [48]) y superestrato [49]. En este grupo deben considerarse también las aportaciones realizadas en este capítulo con la introducción de la estructura ranurada [50] y la ranurada con conductor flotante [51]. Otra forma de obtener variaciones de la permitividad efectiva que compensen las velocidades de fase y eviten la propagación de la primera banda espuria ha sido propuesta muy recientemente, y consiste en la realización de perforaciones (*grooves*) en el sustrato dieléctrico en las proximidades de las tiras conductoras [52].

### 1.3. Diseño de filtros basados en líneas acopladas

El objetivo de esta sección es realizar un breve resumen de los pasos del diseño de un filtro paso de banda construido con líneas acopladas como las que se muestran en la Fig. 1.2(a) (un estudio detallado puede encontrarse en el capítulo 9 de [1]). Junto a ellas, hemos representado su circuito equivalente por unidad de longitud en la Fig. 1.2(b).

En esta estructura se pueden excitar dos modos de transmisión, a saber, el modo par, en



**Figura 1.2:** a) Par Líneas de transmisión paralelas acopladas. b) Circuito equivalente por unidad de longitud. c) Representación de la bipuerta con los extremos opuestos de cada línea en circuito abierto.

el que las corrientes en las dos tiras poseen la misma amplitud y sentido (el plano  $AA'$  se comporta como una pared magnética), y el modo impar, en el que las corrientes tienen igual amplitud pero circulan en sentidos opuestos (el plano  $AA'$  se comporta como una pared eléctrica). Del modelo circuital pueden extraerse de forma trivial las capacidades por unidad de longitud del modo par,  $C_e$ , y del modo impar,  $C_o$ , como:

$$C_e = C_{11} + 2C_{12} \quad (1.1)$$

$$C_o = C_{11} \quad (1.2)$$

Las impedancias características del modo par,  $Z_0^e$ , y del modo impar,  $Z_0^o$ , se obtienen de estas capacidades modales a partir de las expresiones:

$$Z_0^e = \frac{1}{vC_e} \quad (1.3)$$

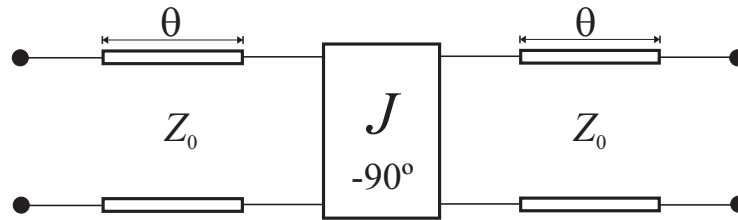
$$Z_0^o = \frac{1}{vC_o} \quad (1.4)$$

donde  $v$  es la velocidad de fase que, por simplicidad, supondremos idéntica para ambos modos. Para su aplicación en los filtros paso de banda, el par de líneas acopladas se trata como un circuito bipuerta considerando que los extremos opuestos de cada una de las líneas se encuentra en circuito abierto (véase la Fig. 1.2(c)). Tras una serie de cálculos, los

elementos de la matriz de transmisión de la mencionada bipuerta toman la forma:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \frac{Z_0^e + Z_0^o}{Z_0^e - Z_0^o} \cos \theta & j \frac{(Z_0^e - Z_0^o)^2 + (Z_0^e + Z_0^o)^2 \cos^2 \theta}{2(Z_0^e - Z_0^o) \sin \theta} \\ j \frac{2 \sin \theta}{Z_0^e - Z_0^o} & \frac{Z_0^e + Z_0^o}{Z_0^e - Z_0^o} \cos \theta \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (1.5)$$

donde  $\theta = 2\pi fl/v$  es la longitud eléctrica de la sección a la frecuencia  $f$ . La bipuerta



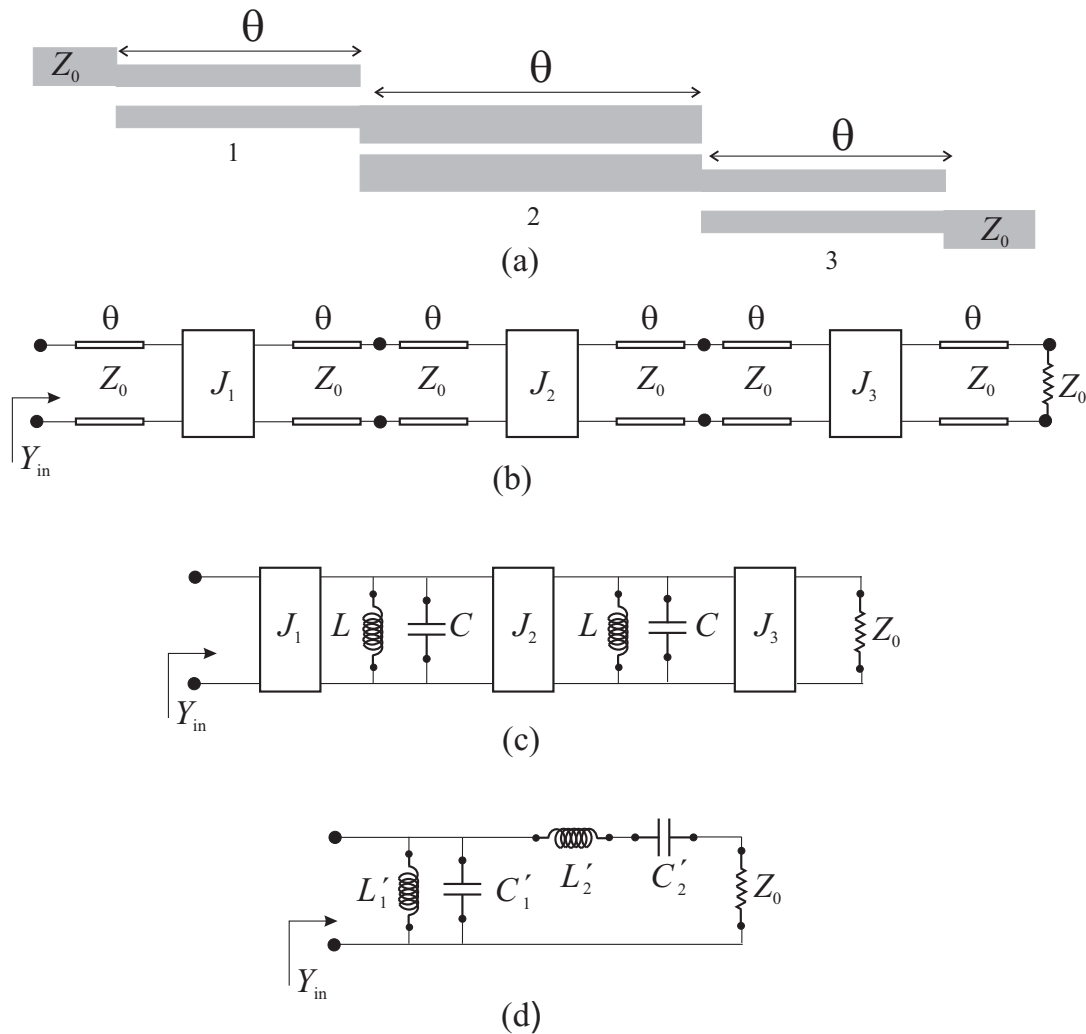
**Figura 1.3:** Circuito bipuerta equivalente de una sección de líneas de transmisión paralelas acopladas.

representada en la Fig. 1.2(c) admite un circuito equivalente como el que se esquematiza en la Fig. 1.3, compuesto por dos tramos de líneas de transmisión de longitud eléctrica  $\theta$  e impedancia característica  $Z_0$  conectadas en cascada a un inversor de admitancia  $J$ . Para probar esta equivalencia, podemos calcular la matriz de transmisión global del circuito representado en la Fig. 1.3:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \cos \theta & jZ_0 \sin \theta \\ j \frac{\sin \theta}{Z_0} & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & j/J \\ jJ & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta & jZ_0 \sin \theta \\ j \frac{\sin \theta}{Z_0} & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \left( JZ_0 + \frac{1}{JZ_0} \right) \sin \theta \cos \theta & j \left( JZ_0^2 \sin^2 \theta - \frac{\cos^2 \theta}{J} \right) \\ j \left( \frac{1}{JZ_0^2} \sin^2 \theta - J \cos^2 \theta \right) & \left( JZ_0 + \frac{1}{JZ_0} \right) \sin \theta \cos \theta \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (1.6)$$

Comparando las matrices de transmisión de las ecuaciones (1.5) y (1.6) puede probarse fácilmente que ambas coinciden para el valor  $\theta = \pi/2$  (es decir, para una longitud  $l = \lambda_0/4$  a la frecuencia  $f_0$ ) si se satisfacen las ecuaciones:

$$Z_0^e = Z_0[1 + JZ_0 + (JZ_0)^2] \quad (1.7)$$



**Figura 1.4:** Etapas del proceso de diseño de un filtro paso de banda de líneas acopladas de orden  $N = 2$ .

$$Z_0^o = Z_0[1 - JZ_0 + (JZ_0)^2] \quad (1.8)$$

que relacionan los valores de las impedancias modales del par de líneas acopladas con los parámetros de su circuito equivalente,  $Z_0$  y  $J$ . La utilidad de este circuito se pone de manifiesto en el proceso de diseño que se visualiza en la Fig. 1.4 para un filtro de orden  $N = 2$ . Como vemos en la Fig. 1.4(a) cada una de las tres secciones acopladas se sustituye por su circuito equivalente para obtener el circuito representado en la Fig. 1.4 (b). Hacemos notar que este circuito es válido únicamente sólo si  $\theta = \pi/2$ . Tras el cambio, entre los inversores aparecen líneas de longitud  $2\theta = \pi$  que pueden sustituirse por un circuito  $LC$



equivalente en paralelo a masa cuyos valores vienen dados por las expresiones:

$$L = \frac{2Z_0}{\pi\omega_0} \quad (1.9)$$

$$C = \frac{1}{\omega_0^2 L} = \frac{\pi}{2Z_0\omega_0} \quad (1.10)$$

donde  $\omega_0 = 2\pi f_0$ . Por su parte, las líneas de los extremos están acopladas a la impedancia  $Z_0$  y, por tanto, pueden ignorarse en el análisis posterior, resultando el circuito representado, en la Fig. 1.4 (c). Por último, teniendo en cuenta que los inversores de admitancia tienen el efecto de transformar resonadores  $LC$  en paralelo en resonadores  $LC$  en serie, se llega al circuito en parámetros localizados de la Fig. 1.4 (d). Imponiendo la igualdad de las impedancias de entrada de este circuito y el anterior, se obtiene la relación entre los parámetros de ambos circuitos:

$$\frac{1}{J_1^2 Z_0^2} \sqrt{\frac{C}{L}} = \sqrt{\frac{C'_1}{L'_1}} \quad (1.11)$$

$$\frac{J_1^2 Z_0^2}{J_2^2} \sqrt{\frac{C}{L}} = \sqrt{\frac{L'_2}{C'_2}} \quad (1.12)$$

$$\frac{J_1^2 Z_0^3 J_3^2}{J_2^2} = Z_0 \quad (1.13)$$

Los valores de  $L'_i$  y  $C'_i$  ( $i = 1, 2$ ) se determinan de los elementos del prototipo pasobajo ( $g_i$ ,  $i = 1, 2$ ) [1] y del ancho de banda relativo del filtro,  $\Delta$ , mediante las expresiones:

$$L'_1 = \frac{\Delta Z_0}{\omega_0 g_1} \quad (1.14)$$

$$C'_1 = \frac{g_1}{\Delta \omega_0 Z_0} \quad (1.15)$$

$$L'_2 = \frac{g_2 Z_0}{\Delta \omega_0} \quad (1.16)$$

$$C'_2 = \frac{\Delta}{\omega_0 g_2 Z_0} \quad (1.17)$$

De las ecuaciones (1.11)-(1.13) y (1.14)-(1.17) podemos despejar los valores de los inversores en función de los parámetros  $g_i$  ( $i = 1, 2$ ) y del ancho relativo del filtro:

$$J_1 = \frac{1}{Z_0} \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_1}} \quad (1.18)$$

$$J_2 = \frac{1}{Z_0} \frac{\pi \Delta}{2\sqrt{g_1 g_2}} \quad (1.19)$$

$$J_3 = \frac{1}{Z_0} \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_2}} \quad (1.20)$$

Por fin, de los valores de  $J_i$  ( $i = 1, 3$ ) pueden obtenerse las impedancias características modales de las secciones acopladas a través de la ecuaciones (1.7) y (1.8). Afortunadamente, las ecuaciones (1.18)-(1.20) pueden extenderse sin dificultad para el diseño de un filtro de orden  $N$  a través de las expresiones generalizadas:

$$Z_0 J_1 = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_1}} \quad (1.21)$$

$$Z_0 J_n = \frac{\pi \Delta}{2\sqrt{g_{n-1} g_n}}, \quad \text{para } n = 2, 3, \dots, N \quad (1.22)$$

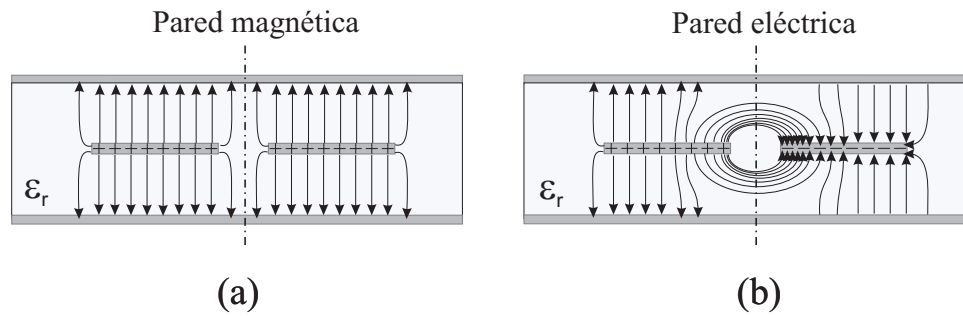
$$Z_0 J_{n+1} = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_n g_{n+1}}} \quad (1.23)$$

Antes de terminar esta sección, es preciso hacer hincapié en que la equivalencia la a bi-puerta representada en la Fig. 1.2 y el circuito equivalente de la Fig. 1.3 es exacta solo a la frecuencia central del filtro,  $f_0$  asumiendo una longitud  $l = \lambda_0/4$  a esa frecuencia. En un intervalo de frecuencias entorno a  $f_0$  la aproximación puede suponerse correcta puesto que los elementos de las matrices de transmisión de las ecuaciones (1.5) y (1.6) tienen un comportamiento suave en torno a  $\theta = \pi/2$ . Por ello, debemos esperar buenos resultados del proceso si tratamos de diseñar filtros con anchos de banda relativos no excesivamente grandes (típicamente no mayores de un 30%). Una variante al método expuesto para extender el diseño a filtros con anchos de banda relativamente grandes puede encontrarse en [53].

## 1.4. Diseño de filtros de líneas acopladas con ranuras en el plano de masa

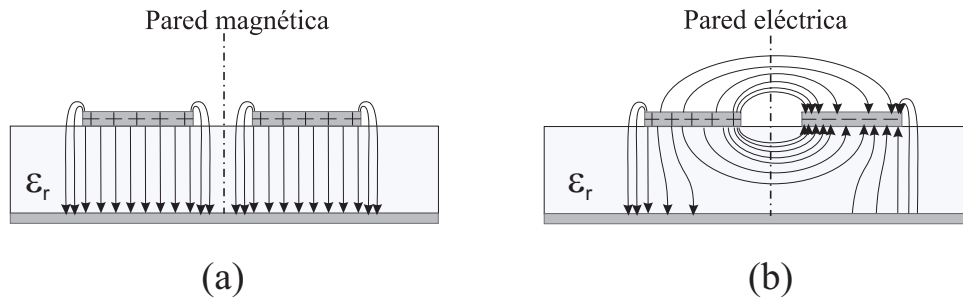
### 1.4.1. Fundamento teórico

Como comentamos en la introducción, la primera implementación de filtros paso de banda basados en líneas acopladas se realizó en configuración *stripline* [5]. En la Fig. 1.5 se ha dibujado esquemáticamente el patrón de líneas de campo en los modos par e impar



**Figura 1.5:** Patrón de líneas de campo eléctrico para los modos par (a) e impar (b) de un par de líneas acopladas en configuración *stripline*.

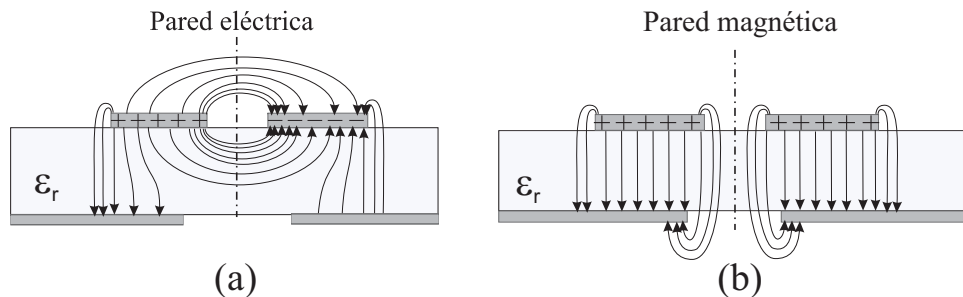
de propagación en esta configuración. Como las tiras conductoras se encuentran completamente rodeadas de un medio homogéneo de permitividad relativa  $\epsilon_r$ , en ambos modos todas las líneas de campo se concentran en el interior de dicho medio; por consiguiente, la permitividad efectiva de la estructura es igual a la permitividad del dieléctrico que la rodea e independiente del tipo de excitación (par o impar). Gracias a esta propiedad, la velocidad de fase de ambos modos es la misma ( $v = c/\sqrt{\epsilon_r}$ ) y el proceso de diseño de la sección anterior puede aplicarse directamente puesto que puede conseguirse simultáneamente en los dos modos que la longitud  $l$  de las secciones acopladas sea  $\lambda_0/4$  a la frecuencia central del filtro,  $f_0$  (con la ventaja, comentada anteriormente, de que la primera banda espuria no aparece hasta una frecuencia  $3f_0$ ). En la Fig. 1.6 hemos representado el patrón de líneas de campo para el modo par y el modo impar de un par de líneas acopladas en configuración *microstrip*. Como vemos, en el modo impar hay una mayor concentración de líneas de campo eléctrico fuera del dieléctrico (en el aire) que en el modo par. Por tanto, debemos esperar que la permitividad efectiva del modo par sea mayor que la del modo impar (y, como consecuencia, que la velocidad de fase del modo par sea menor que la del modo impar). Esta diferencia entre las permitividades efectivas de los modos par e impar implica que la longitud eléctrica  $\theta = \pi/2$  no pueda conseguirse simultáneamente para ambos modos. A efectos prácticos, se suele elegir la longitud de los tramos (véase Fig. 1.2) como  $l = \sqrt{\lambda_0^e \lambda_0^o}/4$ , donde  $\lambda_0^e$  y  $\lambda_0^o$  son, respectivamente, la longitud de onda a la frecuencia central de los modos par e impar. Sin embargo, la desigualdad de las velocidades de fase provoca un efecto parásito indeseado en la respuesta del filtro, que consiste en la aparición de una banda de paso espuria a aproximadamente el doble de la frecuencia central lo que provoca, como se comentó con anterioridad, un deterioro de la simetría de la banda principal al disminuir el nivel de rechazo por encima



**Figura 1.6:** Patrón de líneas de campo eléctrico para los modos par (a) e impar (b) de un par de líneas acopladas en configuración *microstrip*.

de dicha banda.

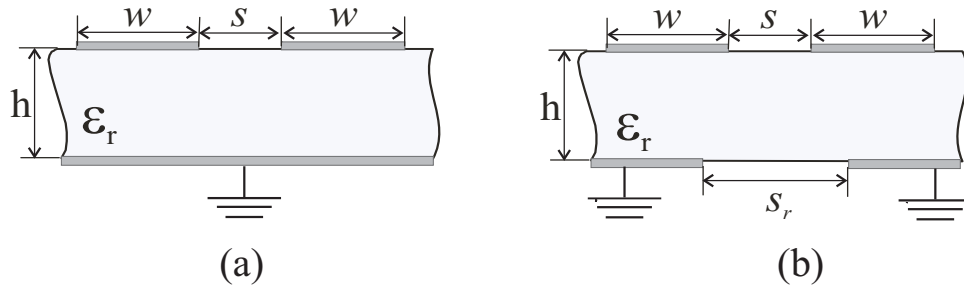
La primera propuesta presentada en esta Memoria consiste en modificar la estructura *microstrip* mediante una ranura centrada en el plano de masa, tal y como se representa en Fig.1.1 (c) (esta estructura ya se utilizó anteriormente con éxito en el Grupo de Microondas de la Universidad de Sevilla para diseñar acopladores direccionales de alta directividad [54]). El patrón de líneas de campo eléctrico de los modos par e impar en esta nueva configuración se ha representado en la Fig.1.7. Como se puede observar en la Fig.1.7, el efecto



**Figura 1.7:** Patrón de líneas de campo eléctrico para los modos par (a) e impar (b) de un par de líneas acopladas en la nueva configuración con ranura en el plano de masa.

de la ranura es principalmente disminuir la permitividad efectiva del modo par, puesto que aumenta el número de líneas de campo que se encuentran en el aire (por debajo del sustrato). Parece claro que controlando el tamaño de la ranura podremos encontrar una geometría en la que las permitividades efectivas de los modos par e impar se igualen [50] y sea posible aplicar el proceso de diseño desarrollado anteriormente; por otra parte, como ventaja adicional, se crea un nuevo camino de acoplo entre las tiras conductoras a través de la citada ranura [55]; este nuevo camino de acoplo conlleva una significativa

relajación de las exigencias para el tamaño de  $w$  y  $s$  que imponen las configuraciones *stripline* y *microstrip* al diseñar filtros con anchos de banda relativamente grandes. En adelante, cuando se hable de la estructura *modificada*, estaremos haciendo referencia a la geometría que aparece en la Fig.1.8 (b), para distinguirla de la estructura *convencional* en configuración *microstrip* de la Fig.1.8 (a).



**Figura 1.8:** (a) Estructura *convencional* y b) Estructura *modificada* con ranura centrada en el plano de masa.

### 1.4.2. Etapas generales del proceso de diseño

El diseño de un filtro de líneas acopladas paralelas con ranura en el plano de masa requiere los siguientes pasos, algunos de los cuales son comunes a todo proceso de diseño de filtros:

1. En primer lugar se eligen las especificaciones del filtro que se desea implementar, a saber, tipo (normalmente Butterworth o Chebyshev), ancho de banda,  $\Delta$ , frecuencia central,  $f_0$ , rizado,  $r_p$ , y orden,  $N$ . A partir de estas dos últimas se calculan los elementos del circuito prototipo pasabajo  $g_i$ , ( $i = 1, \dots, N$ ) [1], [56], que junto con  $f_0$  y  $\Delta$  nos proporcionan las impedancias modales  $Z_0^{e,i}$  y  $Z_0^{o,i}$  de las  $N + 1$  secciones acopladas del filtro a través de las ecuaciones (1.21)-(1.23) y (1.7)-(1.8).
2. La segunda etapa del diseño consiste en obtener las dimensiones transversales de cada sección del filtro, esto es, los valores de la anchura de las tiras,  $w_i$ , separación entre las mismas,  $s_i$ , y ranura  $s_{ri}$  ( $i = 1, \dots, N + 1$ ) que, para el sustrato elegido para implementar el filtro (caracterizado por su espesor,  $h$  y constante dieléctrica relativa  $\epsilon_r$ ), satisfagan simultáneamente un doble objetivo: que los valores de las impedancias modales sean los calculados en el paso anterior y que las constantes dieléctricas efectivas de los modos par e impar sean iguales,  $\epsilon_{ef}^{e,i} = \epsilon_{ef}^{o,i}$ , ( $i = 1, \dots, N + 1$ ). Para

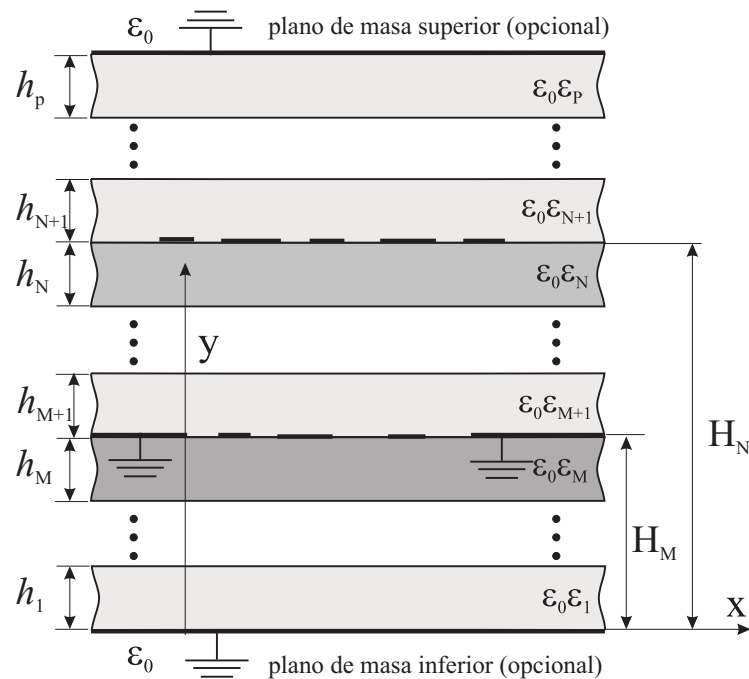
esta labor contamos con un algoritmo rápido y eficiente, previamente desarrollado en el Grupo de Microondas de la Universidad de Sevilla [57], para el análisis quasi-TEM de estructuras híbridas como la que se muestra en la Fig. 1.9: se trata de una estructura multicapa en la que existe una interfase *microstrip*, esto es, con tiras conductoras, y otra en *guía de onda coplanar*, esto es, con ranuras. La eficiencia del método de análisis de [57] se basa en una formulación híbrida en la que se eligen como incógnitas la densidad superficial de carga libre sobre las tiras conductoras en la interfase *microstrip* y el campo eléctrico tangencial en las ranuras en la interfase en *guía de onda coplanar*. La correspondiente ecuación integral se resuelve aplicando el método de Galerkin en el dominio espectral de una forma eficaz gracias a la utilización de técnicas de aceleración de series espectrales [58]–[60]. El código de [57] se ha insertado dentro de uno más general en el que se busca de forma iterativa los valores de  $w_i$ ,  $s_i$  y  $s_{ri}$  para que se anule la función error:

$$\chi = (Z_0^{e,ij} - Z_0^{e,i})^2 + (Z_0^{o,ij} - Z_0^{o,i})^2 + (\varepsilon_{ef}^{e,j} - \varepsilon_{ef}^{o,j})^2 \quad (1.24)$$

donde  $Z_0^{e,ij}$ ,  $Z_0^{o,ij}$ ,  $\varepsilon_{ef}^{e,j}$  y  $\varepsilon_{ef}^{o,j}$  son los valores de las impedancias y las constantes dieléctricas efectivas modales que el programa genera en la iteración  $j$ -ésima. La búsqueda del cero de la función de la ecuación (1.24) se lleva a cabo rápidamente si se tiene en cuenta que los valores de las impedancias modales están fundamentalmente controlados por  $w_i$  y  $s_i$ , mientras que la igualdad de las constantes dieléctricas efectivas modales depende especialmente de la anchura de la ranura  $s_{ri}$ . Nótese que al disponer de tres parámetros geométricos para satisfacer tres condiciones (igualdad de las impedancias modales del modo par e impar con los valores del diseño e igualdad de las constantes dieléctricas efectivas), existe una sola terna de valores de  $w_i, s_i$  y  $s_{ri}$  como solución de nuestro problema. Comprobaremos también más adelante que para determinados sustratos de baja permitividad puede ocurrir incluso que sea imposible encontrar una solución al problema. Por último, para completar la geometría del filtro, la longitud de cada tramo de líneas acopladas,  $l_i$ , se calcula imponiendo la condición de resonancia:

$$l_i = \lambda_0^{e,i}/4 = \lambda_0^{o,i}/4 \quad i = 1, \dots, N + 1 \quad (1.25)$$

donde  $\lambda_0^{e,i}$  y  $\lambda_0^{o,i}$  son, respectivamente, las longitudes de onda del modo par e impar a la frecuencia central del filtro, que coinciden al ser iguales las permitividades efectivas de ambos modos.



**Figura 1.9:** Estructura híbrida multicapa con una interfase en configuración *microstrip* ( $y = H_N$ ) y otra en configuración *guía de onda coplanar* ( $y = H_M$ ).

- El tercer paso consiste en obtener la respuesta del filtro diseñado en primera instancia mediante un simulador electromagnético comercial, en nuestro caso *Ensemble* [61]. Generalmente encontramos dos efectos que nos separan de la respuesta esperada del filtro. En primer lugar, aunque la banda espuria es significativamente reducida si la comparamos con la que aparece en la configuración *convencional*, no es completamente eliminada; en segundo lugar, la frecuencia central del filtro es siempre algo menor que la del diseño. La causa de ambos problemas son los efectos de borde en los extremos abiertos de las líneas, que hasta ahora no han sido tenidos en cuenta. Con referencia a la eliminación de la banda espuria, hay que hacer notar que dichos efectos de borde pueden ser distintos en los modos par e impar, por lo que aunque las permitividades efectivas modales sean iguales, la longitud eléctrica de los tramos de secciones acopladas pueden ser ligeramente diferentes en el modo par y el impar, lo que provoca la pequeña banda espuria que se observa en las simulaciones.
- El cuarto y último paso consiste en *optimizar* la geometría del filtro para solucionar

los problemas encontrados y acercar la respuesta del filtro a la diseñada. En concreto, para suprimir completamente la banda espuria se pueden seguir dos estrategias diferentes:

- La primera consiste en aumentar la anchura de la ranuras de cada tramo (con la consiguiente modificación de la anchura y separación de las tiras conductoras para mantener invariables las impedancias modales) hasta conseguir la completa eliminación de la banda espuria. La idea es que exista realmente una ligera diferencia entre las permitividades efectivas modales que compense la discrepancia de los efectos de borde en ambos modos, de forma que la longitud eléctrica de cada tramo sea realmente igual en los modos par e impar.
- En la segunda lo que se pretende es igualar el efecto de borde en los modos par e impar. Para ello se mantienen los valores geométricos que se han calculado pero se perturba la anchura de la ranura sólo en los extremos de la misma hasta conseguir la completa eliminación de la banda espuria.

Por último, se acorta ligeramente la longitud total de cada tramo para que la frecuencia central del filtro coincida con la diseñada. Obviamente este proceso no afecta al valor de las permitividades efectivas modales ni a los efectos de borde, por lo que la banda espuria no vuelve a aparecer.

### 1.4.3. Diseños y medidas

Con el fin de ilustrar y comprobar la eficacia del método propuesto, hemos diseñado tres filtros cuyas especificaciones se detallan a continuación:

#### Filtro $\mathcal{A}$

**Especificaciones:** Tipo, *Butterworth*, orden  $N = 1$ , frecuencia central  $f_0 = 2$  GHz y ancho de banda  $\Delta = 20$ . Sustrato: espesor  $h = 0.635$  mm y permitividad  $\varepsilon_r = 10$ .

Para estudiar la fiabilidad del diseño de filtros con líneas acopladas en la configuración ranurada de la Fig. 1.8 (b), hemos comenzado con un filtro básico de orden  $N = 1$ . Un esquema de la geometría se presenta en la Fig. 1.10. El filtro está formado por dos etapas de líneas acopladas idénticas, a las que según el proceso de diseño presentado en la sección 1.2 corresponden unas impedancias modales  $Z_0^e = 77.67 \Omega$  y  $Z_0^o = 38.04 \Omega$ . Con referencia a la Fig. 1.10, es obligado mencionar las ranuras debajo de cada tramo no están



conectadas entre sí, sino separadas por una pequeña tira metálica que hace la función de puente entre los dos lados del plano de masa separados por las ranuras. De esta forma queremos conseguir que dichas ranuras sean eléctricamente cortas, evitando pérdidas de radiación, y que al mismo tiempo no se exciten modos de propagación asociados a las mismas. Se ha comprobado que sin la existencia de estos puentes la respuesta del filtro puede deteriorarse notablemente. Para la anchura del puente,  $p$ , se ha elegido arbitrariamente el valor  $p = 0.2$  mm, de forma que, por su tamaño, no perturbe demasiado la funcionalidad de la ranura en el diseño pero, a la vez, sea lo suficiente grande para ser fabricado. En la tabla 1.1 se detallan las dimensiones y permitividades modales efectivas

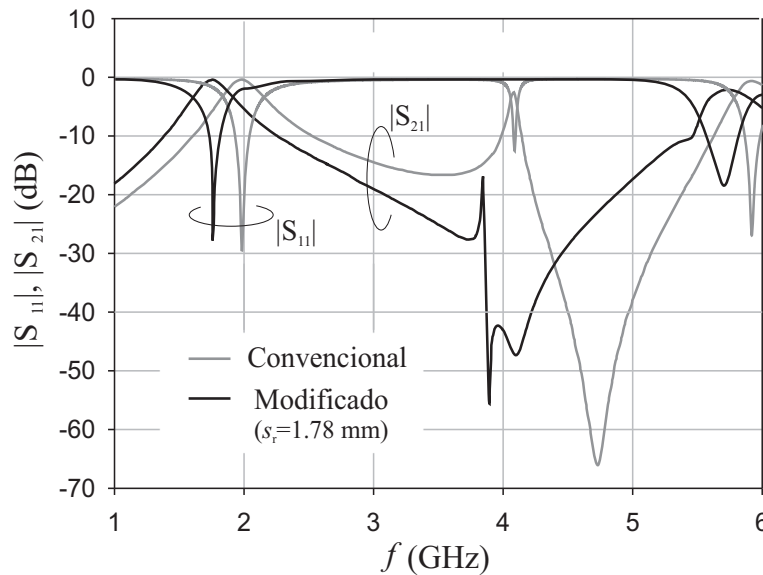


**Figura 1.10:** Geometría del filtro de orden  $N = 1$ : (a) cara superior. (b) cara inferior.

del diseño preliminar. Recordemos que en este diseño no se han considerado los efectos de borde a la hora de calcular la longitud de los tramos. Además, en la tabla 1.1 se han incluido los valores de la geometría del filtro de idénticas especificaciones implementado en el mismo sustrato pero en la configuración *convencional* (sin ranuras en el plano de masa). En este caso, la longitud de los tramos sí ha sido calculada teniendo en cuenta los efectos de borde. Para ello se han determinado las capacidades de borde de un par de líneas acopladas en configuración *microstrip* en los modos par e impar [62] y se han aplicado las ecuaciones de diseño de [63]. A la luz de los datos que aparecen en la tabla 1.1, podemos verificar que los valores de  $w$  y  $s$  requeridos para la nueva estructura son mayores que los exigidos por la geometría *convencional*, gracias al camino de acoplo adicional que proporciona la ranura (véase la Fig. 1.10). En la Fig. 1.11 se representan las respuestas obtenidas del simulador electromagnético para ambos filtros. Como indicamos en el tercer paso del proceso de diseño encontramos que, a pesar de la igualación de las permitividades modales efectivas, aparece aún una banda espuria residual en el filtro construido en la configuración *modificada*. Asimismo, existe un desplazamiento significativo de la frecuencia central del filtro con respecto a la diseñada ( $f_0 = 2$  GHz). Sabemos

Convencional	Modificado
$w = 0.413$	$w = 0.732$
$s = 0.173$	$s = 0.361, s_r = 1.78$
$l = 14.69$	$l = 15.93$
$\epsilon_{ef}^e = 6.96, \epsilon_{ef}^o = 5.63$	$\epsilon_{ef}^e = \epsilon_{ef}^o = 5.54$

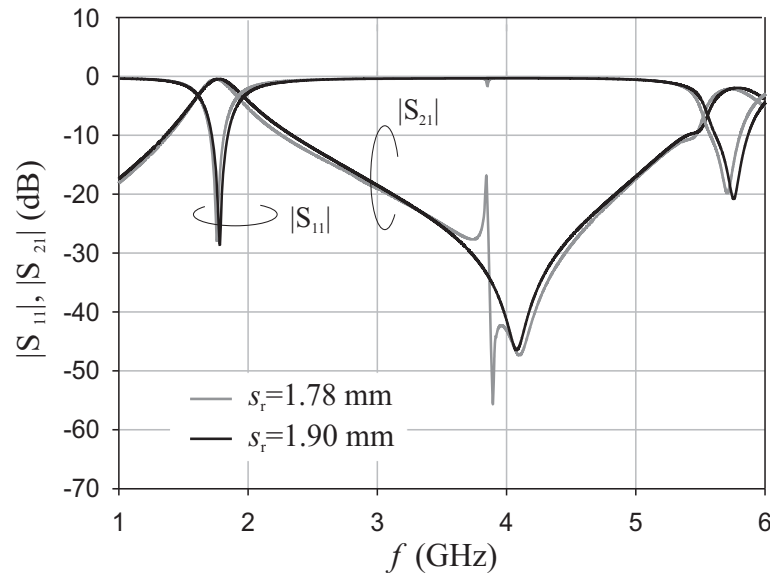
**Tabla 1.1:** Dimensiones (en mm) y permitividades efectivas del filtro  $\mathcal{A}$  *convencional* y *modificado*.



**Figura 1.11:** Respuesta simulada del filtro  $\mathcal{A}$  implementado en las configuraciones *convencional* y *modificada*.

que la causa de ambos efectos es la no consideración de los efectos de borde en dicha configuración, que además son bastante mayores que en la configuración *convencional* debido a la perturbación que sufren las líneas de corriente en el plano de masa por la presencia de las ranuras. La banda espuria residual puede ser completamente suprimida mediante un proceso de optimización comentado con anterioridad: la anchura de la ranura  $s_r$  se aumenta (al mismo tiempo que se varía convenientemente  $w$  y  $s$  con el fin de mantener el valor de las impedancias modales) hasta que los valores de las permitividades efectivas modales difieren lo justo para compensar la diferencia entre los efectos de borde del modo par e impar, con el resultado final de que se igualan las longitudes eléctricas de las secciones acopladas en ambos modos. En concreto, la anchura óptima de ranura

obtenida fue  $s_r = 1.90$  mm, para la que las permitividades efectivas del modo par e impar toman los valores  $\epsilon_{ef}^e = 5.35$  y  $\epsilon_{ef}^o = 5.48$ . En la Fig. 1.12 se compara la respuesta que proporciona *Ensemble* tras la optimización (obsérvese que la banda espuria desaparece), con la respuesta del diseño preliminar. El último paso de diseño consiste en modificar la

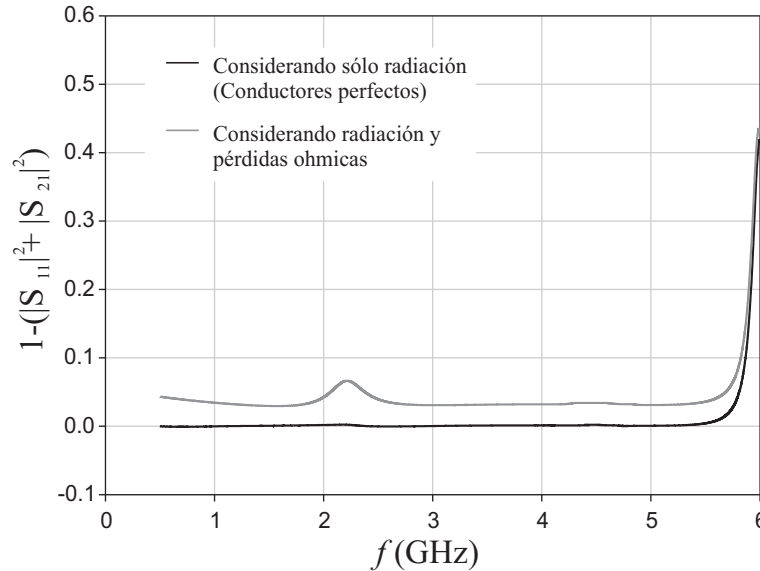


**Figura 1.12:** Comparación de la respuesta simulada del filtro *A modificado* antes y después de la optimización de la anchura de la ranura.

longitud de las secciones acopladas con el fin de desplazar la frecuencia central del filtro preliminar a la frecuencia de diseño, resultando en este caso que la longitud óptima es  $l = 13.83$  mm.

Antes de comparar la respuesta del filtro definitivo y su medida, conviene resaltar un aspecto controvertido que surge siempre que se implementa un circuito pasivo con plano de masa ranurado: si la presencia de dichas ranuras puede provocar pérdidas por radiación que distorsionen gravemente la respuesta diseñada. Nótese que el proceso de diseño llevado a cabo ha sido basado en el cálculo de parámetros eléctricos cuasiestáticos. Sin embargo, como mencionamos con anterioridad, era de esperar que las pérdidas por radiación fuesen mínimas en el rango de frecuencias de interés del filtro, donde las ranuras son eléctricamente pequeñas. Para comprobar esta hipótesis, en la Fig. 1.13 hemos representado las pérdidas del filtro diseñado obtenidas del simulador imponiendo conductores perfectos (sólo pérdidas de radiación) y conductores reales (pérdidas por radiación y óhmicas). Como vemos, prácticamente no existen pérdidas debidas a la ra-

diación hasta aproximadamente una frecuencia de 6 GHz, bastante por encima del rango de frecuencias en el que se espera trabaje el filtro.



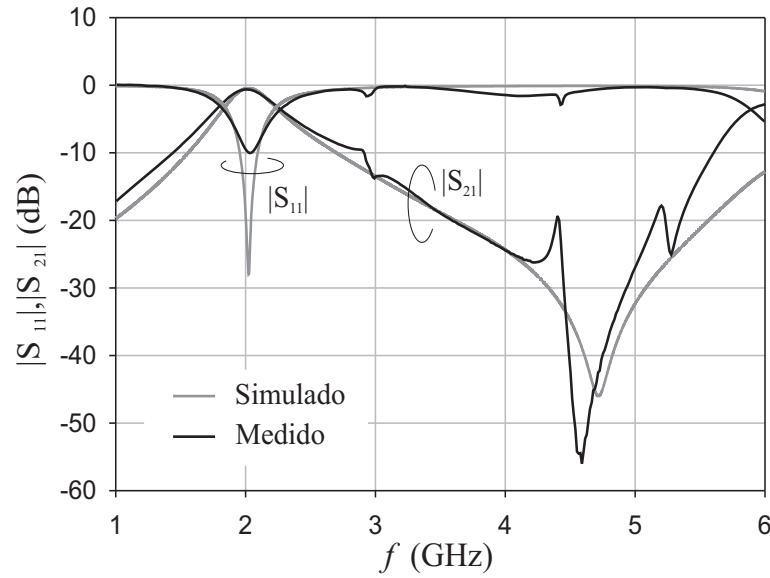
**Figura 1.13:** Pérdidas del filtro  $\mathcal{A}$  obtenidas de su simulación con conductores perfectos y con conductores reales.

Por fin, en la Fig. 1.14 se compara la respuesta generada por el simulador del filtro *modificado* definitivo con la medida realizada tras la fabricación del mismo. Como vemos, existe una buena concordancia entre la respuesta del filtro simulado y la del filtro medido, lo cual avala el proceso de diseño. El pequeño residuo de banda espuria que aparece en la medida puede ser atribuida a las imprecisiones en la geometría del filtro que inevitablemente provoca el proceso de fabricación.

### Filtro $\mathcal{B}$

**Especificaciones:** Tipo, *Chebyshev*, orden  $N = 2$ , frecuencia central  $f_0 = 2$  GHz, ancho de banda  $\Delta = 30\%$  y rizado  $r_p = 0.1$  dB. Sustrato:  $h = 0.635$  mm,  $\epsilon_r = 10$ .

Un filtro basado en líneas acopladas de orden  $N = 2$  consta de tres secciones. En la Fig. 1.15 se representa esquemáticamente su geometría (observe que como en el caso anterior se han incluido puentes de separación entre las ranuras). A partir de las especificaciones es fácil calcular las impedancias modales de cada tramo:  $Z_0^e = 115.3 \Omega$ ,  $Z_0^o = 40.57 \Omega$  (para las secciones 1 y 3) y  $Z_0^e = 103.7 \Omega$ ,  $Z_0^o = 38.64 \Omega$  (para la sección 2).

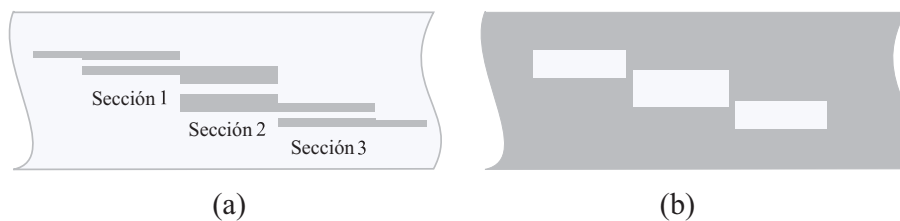


**Figura 1.14:** Respuesta simulada y medida del diseño definitivo del filtro  $\mathcal{A}$ .

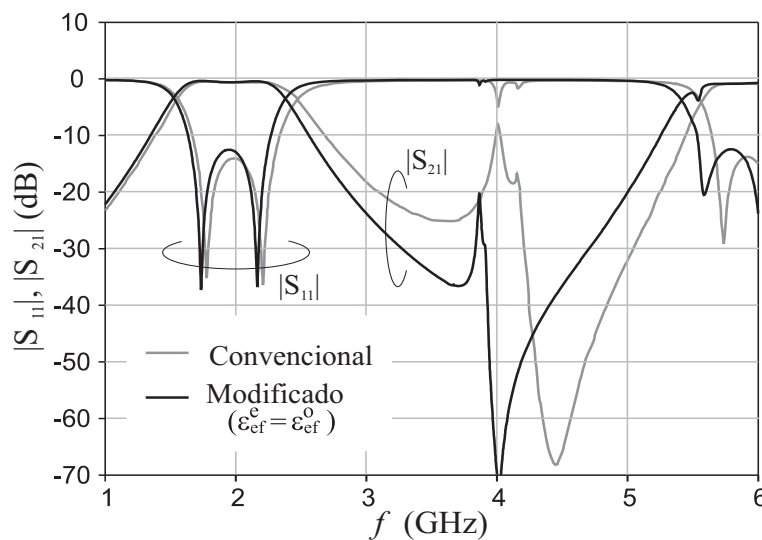
Tipo de diseño	Secciones 1, 3	Sección 2
<i>Convencional</i>	$w=0.184, s=0.0828, l=14.98$ $\epsilon_{ef}^e=6.52, \epsilon_{ef}^o=5.53$	$w=0.238, s=0.0918, l=14.90$ $\epsilon_{ef}^e=6.63, \epsilon_{ef}^o=5.54$
<i>Modificado con</i> $\epsilon_{ef}^e = \epsilon_{ef}^o$	$w=0.309, s=0.145, s_1=1.29$ $l=15.96, \epsilon_{ef}^e = \epsilon_{ef}^o=5.52$	$w=0.404, s=0.165, s_1=1.65,$ $l=15.94, \epsilon_{ef}^e = \epsilon_{ef}^o=5.52$

**Tabla 1.2:** Dimensiones (en mm) del filtro  $\mathcal{B}$  *convencional* y *modificado* con idénticas permitividades en el modo par e impar.

La tabla 1.2 muestra las dimensiones del diseño preliminar para las estructuras *convencional* y *modificada* junto a los valores de las permitividades eléctricas de los modos par e impar. En este diseño hemos de resaltar muy especialmente el hecho de que la separación entre las tiras conductoras en las secciones 1 y 3 del filtro *convencional* sea de  $s = 82 \mu\text{m}$ , prácticamente al límite de la tecnología fabricable, mientras que para el filtro *modificado*, la mencionada separación resulta ser  $s = 140 \mu\text{m}$ , la cual sí puede ser fabricada con suficiente fiabilidad. Las longitudes de cada tramo se han calculado siguiendo las pautas comentadas en el diseño del filtro  $\mathcal{A}$ . En la Fig. 1.16 se han representado las respuestas simuladas del filtro *convencional* y del filtro *modificado* preliminar. Como sabemos, el siguiente paso es optimizar las dimensiones del filtro para eliminar completamente la



**Figura 1.15:** Geometría del filtro de orden  $N = 2$ : a) vista del plano superior, b) vista del plano inferior.



**Figura 1.16:** Respuesta del filtro  $\mathcal{B}$  implementado en la estructura *convencional* y *modificada* (diseño preliminar).

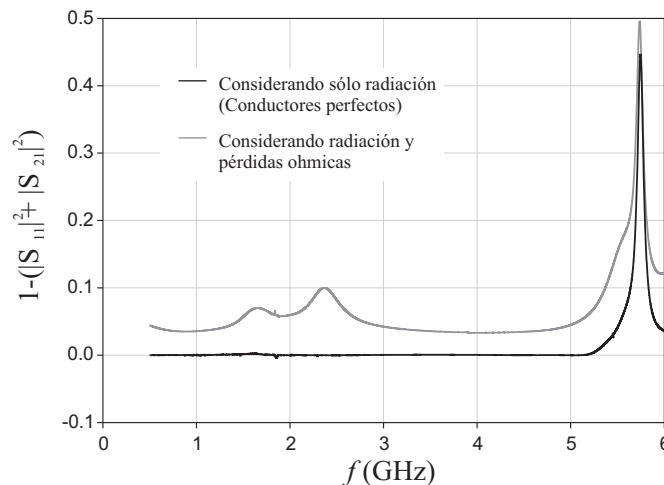
banda espuria y centrar la banda de paso a la frecuencia de diseño. Para ello, trabajamos con los filtros de orden  $N = 1$  que se pueden extraer de la geometría del filtro *modificado*, es decir, aquél formado por dos tramos idénticos conectados en cascada cuyas dimensiones corresponden a las de la sección 1 del diseño preliminar y el formado por dos secciones en cascada cuyas dimensiones son iguales a las de la sección 2 del mismo. Esta estrategia se fundamenta en la hipótesis de que los efectos de borde en los abiertos de las secciones acopladas será aproximadamente igual en estos filtros secundarios de orden  $N = 1$  que en el filtro de orden superior. Como en el filtro  $\mathcal{A}$ , hemos ajustado las dimensiones transversales y la longitud de cada tramo para, respectivamente, eliminar la banda espuria y centrar la banda de paso del filtro a la frecuencia deseada. En el caso del filtro  $\mathcal{B}$ , únicamente ha sido necesario optimizar las dimensiones transversales de las

secciones 1 y 3. Los valores del diseño definitivo se desglosan en la Tabla 1.3. La Fig. 1.17,

Secciones 1, 3	Sección 2
$w=0.412, s=0.194, s_T=1.80, l=15.85$	$w=0.404, s=0.165, s_T=1.65, l=15.85$
$\epsilon_{ef}^e = 5.45, \epsilon_{ef}^o = 5$	$\epsilon_{ef}^e = \epsilon_{ef}^o = 5.52$

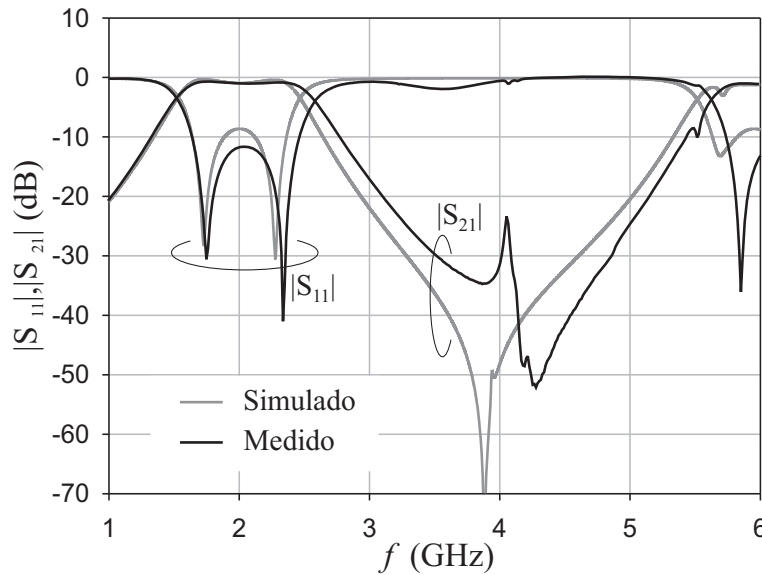
**Tabla 1.3:** Dimensiones (en mm) del diseño definitivo del filtro  $\mathcal{B}$  modificado.

donde se han representado las pérdidas obtenidas del simulador cuando el filtro con la geometría definitiva se simula con conductores perfectos o reales, verifica que las pérdidas por radiación no son significativas hasta una frecuencia de casi 6 GHz, por encima del rango de frecuencias donde se espera que el filtro funcione.



**Figura 1.17:** Pérdidas del filtro  $\mathcal{B}$  obtenidas de su simulación con conductores perfectos y con conductores reales.

En la Fig. 1.18 se comparan las respuestas del filtro  $\mathcal{B}$  obtenidas tras la simulación y tras la medida del prototipo fabricado. Se pueden observar pequeñas discrepancias, tales como un mayor ancho de banda en la respuesta del filtro medido y la presencia de una pequeña banda espuria (por debajo de  $-23$  dB). Estas diferencias se atribuyen a la imposibilidad de reproducir exactamente las dimensiones del diseño en el proceso de fabricación, así como a la incertidumbre del valor de la constante dieléctrica del sustrato que proporciona el fabricante del mismo. Pese a ello, podemos considerar los resultados obtenidos como más que aceptables.



**Figura 1.18:** Respuesta simulada y medida del diseño definitivo del filtro  $\mathcal{B}$ .

### Filtro $\mathcal{C}$

**Especificaciones:** Tipo, *Chebyshev*, orden  $N = 2$ , frecuencia central  $f_0 = 2$  GHz, ancho de banda  $\Delta = 20\%$  y rizado  $r_p = 0.5$  dB. Sustrato:  $h = 0.635$  mm,  $\epsilon_r = 10$ .

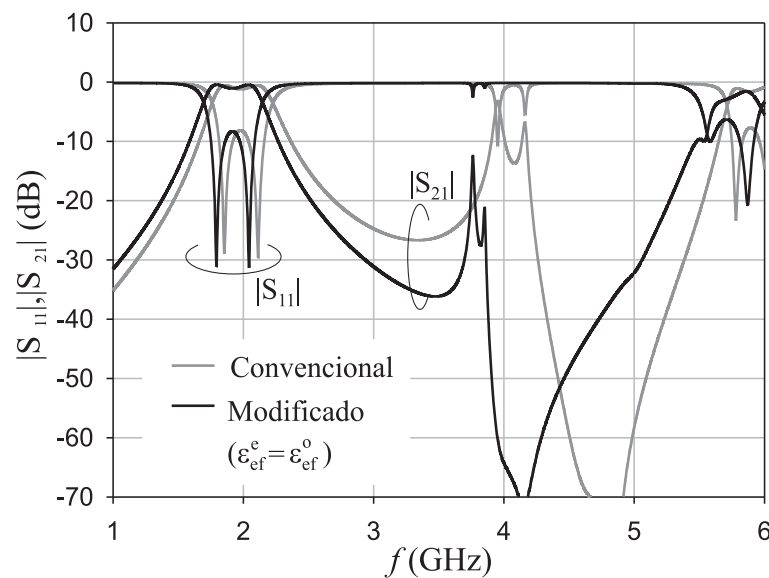
En la cuarta etapa del proceso de diseño expuesto en la subsección 1.3.2, se sugieren dos estrategias de optimización para eliminar la banda espuria. La primera de ellas, que hemos utilizado en el diseño de los filtros  $\mathcal{A}$  y  $\mathcal{B}$ , se basaba en un ajuste de las dimensiones transversales de los tramos para compensar los distintos efectos de borde en los modos par e impar; la segunda consistía en una perturbación local de las ranuras en el entorno de sus extremos para igualar los efectos de borde en ambos modos. Precisamente, este tercer diseño se incluye con el propósito de comprobar la validez de esta segunda estrategia. Los valores de las impedancias del modo par e impar para cada tramo del filtro que se obtiene de sus especificaciones son:  $Z_0^e = 84.86 \Omega$  y  $Z_0^o = 37.54 \Omega$  en los tramos 1 y 3 y  $Z_0^e = 70.75 \Omega$  y  $Z_0^o = 39.20 \Omega$  para el tramo 2. Las dimensiones del diseño preliminar para las cuales las permitividades efectivas del modo par e impar son iguales en los tres tramos del filtro se muestran en la tabla 1.4. Junto a ellas aparecen los valores de la geometría del filtro en la configuración *convencional*. Como en los casos anteriores, podemos verificar que el tamaño de las anchuras de las tiras conductoras y las separaciones entre las mismas resultan ser mayores (más fáciles de fabricar) en el diseño con plano de masa ranurado que en el *convencional*.



Tipo de diseño	Secciones 1, 3	Sección 2
<i>Convencional</i>	$w=0.357, s=0.134, l=14.74$ $\epsilon_{ef}^e=6.86, \epsilon_{ef}^o=5.60$	$w=0.472, s=0.240, l=14.63$ $\epsilon_{ef}^e=7.07, \epsilon_{ef}^o=5.69$
<i>Modificado</i>	$w=0.620, s=0.263, s_r=1.59,$ $l=15.93, \epsilon_{ef}^e = \epsilon_{ef}^o=5.54$	$w=0.865, s=0.551, s_r=2.09,$ $l=15.96, \epsilon_{ef}^e = \epsilon_{ef}^o=5.52$

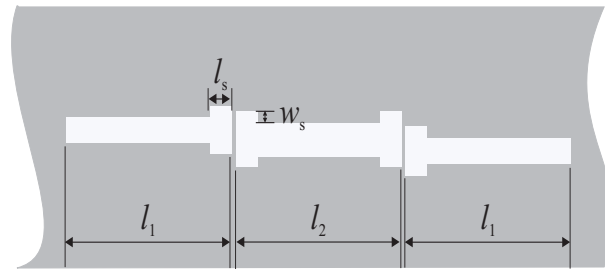
**Tabla 1.4:** Dimensiones (en mm) del filtro  $C$  en configuración *convencional* y *modificado* con idénticas permitividades del modo par y el modo impar.

En la Fig. 1.19 se representan las respuesta simuladas de los filtros *convencional* y *modificado* (preliminar) que se corresponden con los valores mostrados en la tabla 1.4. Tal y como ocurría en los casos anteriores, la banda espuria, aunque sustancialmente reducida, no es eliminada completamente en la configuración ranurada.



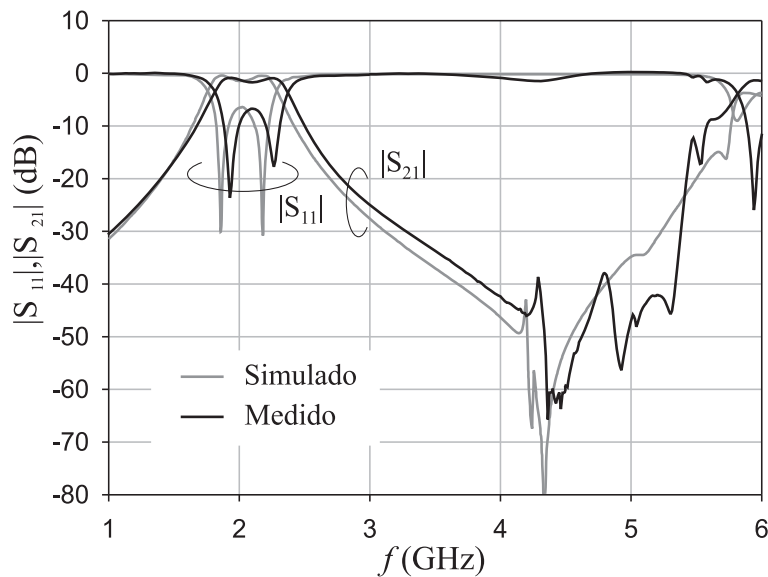
**Figura 1.19:** Respuesta simulada del filtro  $C$  implementado en la configuración *convencional* y *modificada* (diseño preliminar).

En la Fig. 1.20 se muestra de forma gráfica cómo se perturban localmente las ranuras en sus extremos (básicamente consiste en un ensanchamiento) con el fin de igualar los efectos de borde modales y eliminar la banda espuria. La cuestión consiste en utilizar el simulador electromagnético para encontrar las dimensiones óptimas de esa perturbación, que con referencia a la Fig. 1.20 resultan ser  $w_s = 0.5$  mm y  $l_s = 2.15$  mm. Por último, la



**Figura 1.20:** Perturbación local practicada a las ranuras del plano de masa para la supresión de la banda espuria

longitud total de cada tramo del filtro *modificado* se optimiza para que la frecuencia central de la banda de paso coincida con la de diseño, obteniéndose que  $l_1 = l_3 = 14.83$  mm y  $l_2 = 14.68$  mm. Para concluir, en la Fig.1.21 comparamos las respuestas del filtro final-

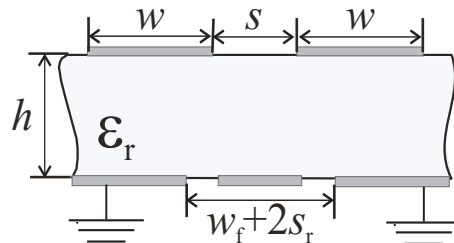


**Figura 1.21:** Respuesta simulada y medida del diseño definitivo del filtro *C*.

mente diseñado que proporciona el simulador y la respuesta experimental, observando nuevamente una gran similitud entre los resultados teóricos y los experimentales.

## 1.5. Diseño de filtros de líneas paralelas acopladas con conductor flotante

Hasta el momento hemos comprobado que, en sustratos de alta permitividad, la estructura ranurada permite eliminar la banda espuria presente en la respuesta de los filtros de líneas paralelas acopladas fabricados en tecnología *microstrip*. Asimismo, la ranura aumenta el acoplo entre las tiras de las secciones acopladas lo que permite relajar las dimensiones físicas que requieren los filtros de banda ancha *convencionales*. Sin embargo, en determinados casos, cuando se utilizan sustratos de baja permitividad, el rango de variación de las permitividades efectivas modales que proporcionan las ranuras no es suficiente para igualar las velocidades de fase del modo par e impar. Este inconveniente puede solventarse si se modifica la estructura incluyendo un conductor flotante en la ranura del plano de masa, como se muestra en la Fig. 1.22. Además, con respecto a la configuración ranurada, esta nueva geometría es más versátil puesto que existen varias configuraciones (para distintas anchuras de conductor flotante) de cada sección del filtro que satisfacen simultáneamente que las impedancias modales tomen los valores impuestos por las especificaciones y que se igualen las velocidades de fase de los modos par e impar [51]. La utilidad de la inclusión de conductores flotantes en el plano de masa en el



**Figura 1.22:** Sección transversal de dos líneas acopladas con plano de masa ranurado y conductor flotante.

diseño de acopladores direccionales con un alto nivel de acoplo ha sido ya demostrada con anterioridad, tanto en *microstrip*, [54], como en guía de onda coplanar [57], [64]. En nuestro estudio, la hipótesis de partida para el análisis quasi-TEM de la estructura de la Fig. 1.22 es que la carga total en el conductor flotante es cero. Como consecuencia, el problema de tres conductores es reducido a un problema de dos conductores con solo dos modos de propagación con simetría par e impar. El análisis riguroso de tres modos que se desarrolla en [54] demuestra que la teoría de los dos modos par e impar proporciona

resultados correctos en la mayoría de las situaciones prácticas, como las que trataremos en esta sección.

En lo que concierne a los pasos generales del proceso de diseño, obviamente son muy similares a los que se describieron para el caso de la estructura ranurada. Solamente haremos hincapié en dos aspectos en los que difieren:

- Tras obtener las impedancias modales de cada tramo del filtro a partir de las especificaciones, se extrae la geometría de la sección transversal mediante la búsqueda de ceros de la función de error de la ecuación (1.24) en la que se utiliza el código para el análisis de estructuras híbridas *microstrip*-guía de onda coplanar desarrollado en [57]. Tal como hemos mencionado, para la estructura con conductor flotante existen varias geometrías válidas, y no solo una, como en el caso de la estructura ranurada. La explicación a este hecho es que disponemos ahora de cuatro variables geométricas ( $w$ ,  $s$ ,  $w_f$  y  $s_r$ ) para satisfacer tres condiciones (igualdad de las impedancias modales del modo par e impar con los valores del diseño e igualdad de las constantes dieléctricas efectivas). Nuestra manera de proceder ha sido la de elegir *a priori* un valor de la anchura del conductor flotante y después obtener el resto de los parámetros. Como en el caso de la estructura ranurada, la búsqueda de las geometrías cuyos parámetros eléctricos anulan la función de la ecuación (1.24) puede hacerse de forma eficiente si se tiene en cuenta que las impedancias modales dependen fundamentalmente de  $w$  y  $s$ , mientras que para una anchura de conductor flotante  $w_f$  dada, la igualación de las permitividades efectivas modales está controlada por el valor de la anchura de la ranura,  $s_r$ .
- Tras el diseño preliminar, en el que no se tienen en cuenta los efectos de borde, es necesaria un proceso de optimización, que se lleva a cabo con ayuda del simulador, para eliminar completamente la banda espuria. Para los filtros que presentamos a continuación, este proceso ha consistido simplemente en prolongar las longitudes de las ranuras por sus extremos.

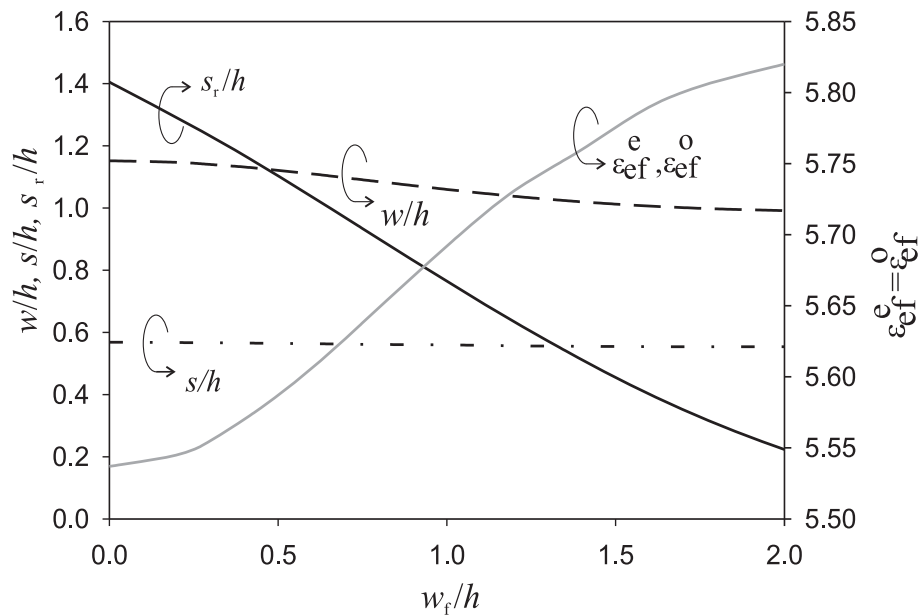
### 1.5.1. Diseños y medidas

Con el propósito de comprobar la efectividad de la nueva estructura, tanto en sustratos de alta permitividad como en los de baja permitividad, vamos a diseñar los filtros que se relacionan a continuación:

### Filtro $\mathcal{D}$

**Especificaciones:** Tipo, *Butterworth*, orden  $N = 1$ , ancho de banda  $\Delta = 20\%$  y frecuencia central de la banda de paso  $f_0 = 2$  GHz. Sustrato:  $\epsilon_r = 10$  y  $h = 0.635$  mm.

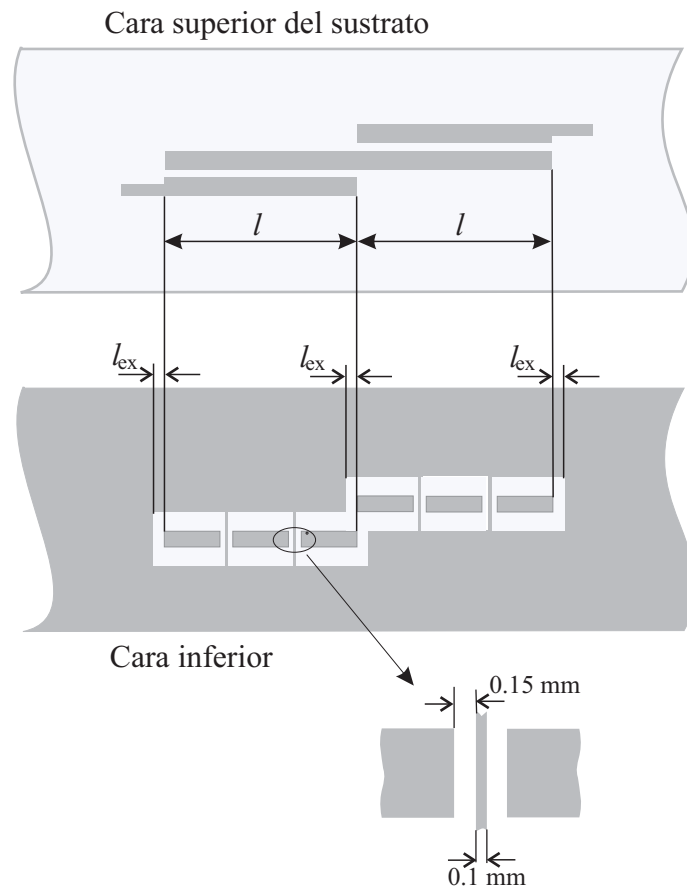
Empezamos, como en el caso de la estructura ranurada, con un caso simple de orden  $N = 1$  con el objetivo de ilustrar claramente el proceso de diseño. Según las especificaciones, las dos secciones idénticas de las que consta el filtro deben tener las siguientes impedancias modales:  $Z_0^e = 77.67 \Omega$  y  $Z_0^o = 38.04 \Omega$ . Las curvas de diseño para las distin-



**Figura 1.23:** Valores de  $w/h$ ,  $s/h$  y  $s_r/h$  que sintonizan los valores de las permitividades efectivas de los modos par e impar y verifican las especificaciones del filtro  $\mathcal{D}$  frente a la anchura normalizada del conductor flotante,  $w_f/h$ .

tas geometrías correspondientes a la estructura de la Fig. 1.22 que satisfacen los valores de dichas impedancias modales y a la vez la igualdad de las permitividades modales efectivas se han representado en la Fig. 1.23. La gráfica de diseño se plantea de forma que, una vez establecido un valor de la anchura relativa del conductor flotante con respecto al espesor del sustrato,  $w_f/h$ , se obtengan los valores de  $w/h$ ,  $s/h$  y  $s_r/h$ , así como las correspondientes permitividades efectivas modales. Observe el comportamiento suave de la variación de los valores  $w$  y  $s$ , ya que las geometrías reflejadas en la gráfica comparten las mismas impedancias modales del diseño. También resulta interesante resaltar que los valores de las permitividades efectivas modales crecen (moderadamente) a medida que

lo hace  $w_f$ , lo que implica que las longitudes de las secciones acopladas, y por tanto, el tamaño del filtro total, se reducen a medida que aumenta la anchura del conductor flotante. Por último, como esperábamos para este sustrato, se puede encontrar una geometría exclusivamente ranurada (el caso de  $w_f = 0$ ) que satisface los requisitos del diseño. En

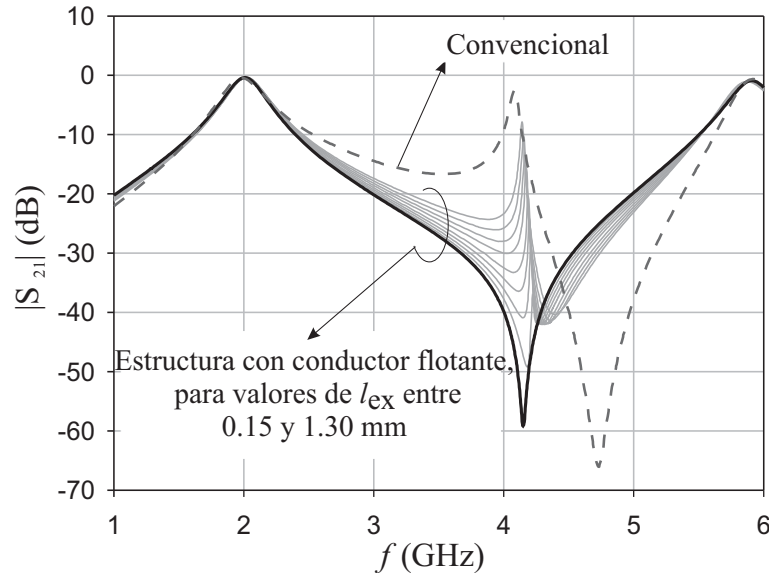


	$w_f$	$w$	$s$	$s_r$	$l$	$l_{ex}$
Modificado	0.5	0.689	0.356	0.577	14.50	1.3
Convencional		0.413	0.173		14.69	

**Figura 1.24:** Vistas superior e inferior de un filtro de orden  $N = 1$  construido con conductores flotantes. Se incluye la tabla de valores con la geometría del filtro  $\mathcal{D}$  convencional y modificado con conductor flotante.

la Fig. 1.24 mostramos los valores finales de la geometría del diseño preliminar del filtro  $\mathcal{D}$ , junto con un esquema de la vista de las caras superior e inferior del sustrato. Hemos

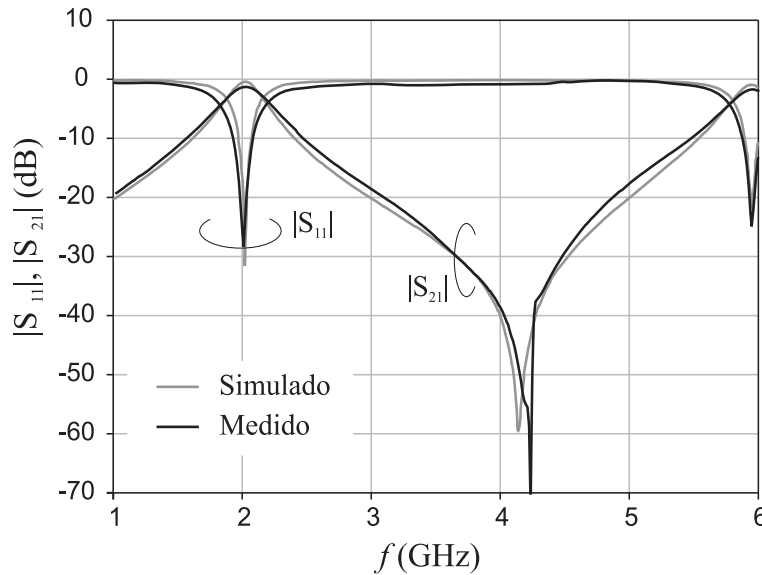
elegido arbitrariamente un valor de anchura del conductor flotante  $w_f = 0.5$  mm. Las restantes dimensiones se extraen de las curvas de la Fig. 1.23. Hemos incluido también las dimensiones del mismo filtro en una estructura *convencional*. Como era de esperar, las



**Figura 1.25:** Respuesta simulada del filtro  $\mathcal{D}$  diseñado con la estructura *convencional* y las diferentes respuestas obtenidas para el filtro *modificado* con conductor flotante a medida que variamos la longitud de los extremos de la ranura.

dimensiones de  $w$  y  $s$  en este filtro son menores que en la estructura *modificada* con conductor flotante. Con ayuda del simulador hemos obtenido los valores de la longitud de las secciones,  $l$ , y longitud *extra*,  $l_{ex}$ , (véase la Fig. 1.24), que, respectivamente, permiten sintonizar la frecuencia central de la banda de paso del filtro a la frecuencia de diseño y eliminar la banda espuria residual. En la Fig. 1.25 se representa una visualización de este último proceso de optimización, al representar las pérdidas de inserción simuladas del filtro modificado con conductor flotante para distintos valores de  $l_{ex}$  (se incluye también la respuesta del filtro convencional cuyas dimensiones aparecen en la tabla de la Fig. 1.24). La eliminación de la banda espuria se consigue incrementando el valor de  $l_{ex}$ , que, análogamente al caso del filtro  $\mathcal{C}$ , puede entenderse como una perturbación local del extremo de la ranura que permite igualar los efectos de borde de los modos par e impar y, por ende, la longitud eléctrica de cada tramo del filtro en ambos modos. Los puentes conductores que unen los dos lados del plano de masa (véase la vista de la cara inferior del sustrato en la Fig. 1.24) juegan un papel esencial en el funcionamiento del filtro, puesto

que evitan la propagación de modos asociados a las ranuras. Además, fortalecen nuestra hipótesis de que la carga total sobre los conductores flotantes es nula al interrumpir las corrientes sobre los mismos (note que en cada sección de líneas acopladas los puentes metálicos dividen al conductor flotante en tres partes idénticas). Para poder ser fabricados, hemos impuesto una anchura de los puentes  $p_s = 0.1$  mm. También por motivos tecnológicos, la distancia entre los puentes conductores y los conductores flotantes ha de ser al menos  $d = 0.15$  mm (véase detalle en la Fig. 1.24). La repuesta definitiva propor-



**Figura 1.26:** Respuesta simulada y medida del filtro  $\mathcal{D}$ .

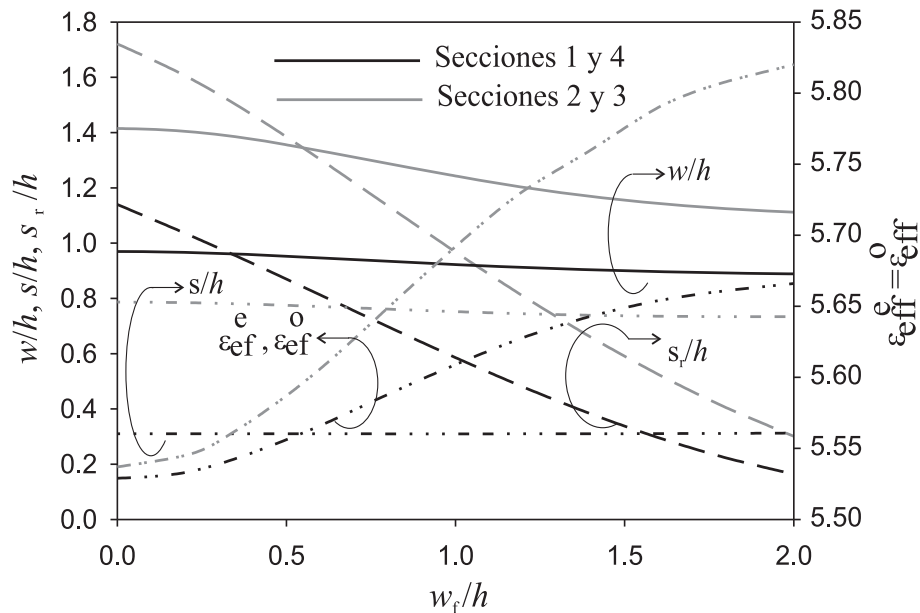
cionada por el simulador, se representa junto con la medida del filtro una vez fabricado, en la Fig. 1.26. Podemos comprobar que existe una excelente concordancia entre ambos resultados y que se ha conseguido la eliminación completa de la banda espuria.

### Filtro $\mathcal{E}$

**Especificaciones:** Tipo, *Chebyshev*, orden  $N = 3$ , ancho de banda  $\Delta = 20\%$ , rizado  $r_p = 0.08$  dB, y frecuencia central  $f_0 = 3$  GHz. Sustrato:  $h = 0.635$  mm y permitividad  $\epsilon_r = 10$ ).

Para extender la técnica descrita al diseño de filtros de orden mayor, nos proponemos diseñar ahora un filtro de orden  $N = 3$ , compuesto de 4 secciones iguales dos a dos. Los valores de impedancia que se obtienen a partir de las especificaciones según el proceso clásico de diseño son:  $Z_0^e = 94.38 \Omega$ ,  $Z_0^o = 37.72 \Omega$  (secciones 1 y 4), y  $Z_0^e = 69.31 \Omega$ ,





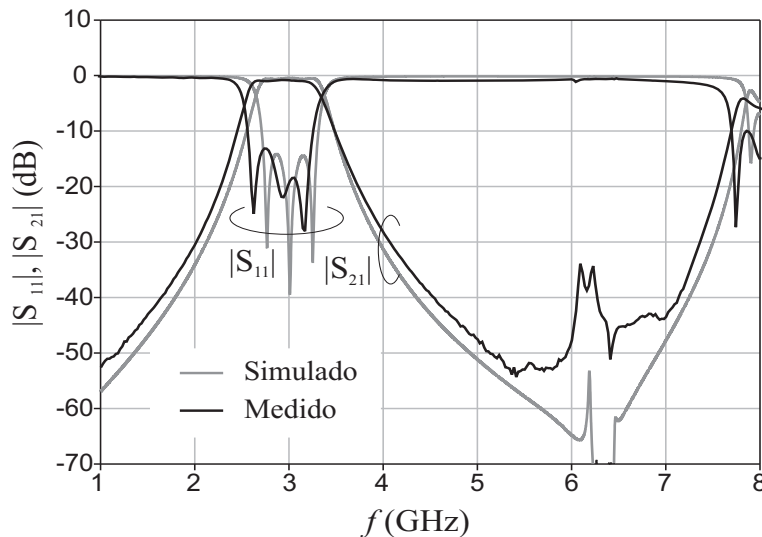
**Figura 1.27:** Valores de  $w/h$ ,  $s/h$  y  $s_r/h$  que sintonizan las permitividades de los modos par e impar y verifican las especificaciones del filtro  $\mathcal{E}$  frente a la anchura normalizada del conductor flotante,  $w_f/h$ .

$Z_0^o = 39.55 \Omega$  (secciones 2 y 3). En nuestro diseño preliminar, las geometrías de las secciones transversales de cada tramo que satisfacen simultáneamente los valores de las impedancias modales requeridas y la igualación de las velocidades de fase modales pueden extraerse de la Fig. 1.27 (o bien directamente del código utilizado [57]). Posteriormente, este primer diseño ha sido optimizado para acercar la respuesta del filtro a la del diseño teórico. Para encontrar la longitud  $l$  de cada tramo, hemos simulado filtros secundarios de orden  $N = 1$  que se pueden construir con las mismas dimensiones transversales y hemos impuesto para esos filtros una frecuencia central de la banda de paso igual a la diseñada; por otra parte, para eliminar la banda espuria completamente hemos usado una técnica similar a la expuesta en el filtro  $\mathcal{D}$  (consistente en alargar las longitudes de las ranuras en el plano de masa hasta encontrar el valor óptimo de  $l_{ex}$ ). Es importante señalar el hecho de que estos últimos ajustes realizados en las ranuras no influyen en la frecuencia central de la respuesta del filtro. Las dimensiones del filtro definitivo se muestran en la tabla 1.5, junto a las del filtro en configuración *convencional*.

En la Fig. 1.28 comparamos los valores del simulador para la respuesta del filtro definitivo con las medidas obtenidas del prototipo fabricado. Aunque aparece una pequeño

Tipo de diseño	Secciones 1, 4
<i>Convencional</i>	$w = 0.294, s = 0.101, l = 9.88$ $\epsilon_{ef}^e = 6.74, \epsilon_{ef}^o = 5.56$
<i>Modificado</i>	$w = 0.469, s = 0.197, l = 9.85, l_{ex} = 0.4$ $w_f = 0.91, s_r = 0.233$ $\epsilon_{ef}^e = \epsilon_{ef}^o = 5.59$
Secciones 2, 3	
<i>Convencional</i>	$w = 0.484, s = 0.261, l = 9.74$ $\epsilon_{ef}^e = 7.09, \epsilon_{ef}^o = 5.71$
<i>Modificado</i>	$w = 0.786, s = 0.585, l = 9.20, l_{ex} = 0.4$ $w_f = 0.65, s_r = 0.602$ $\epsilon_{ef}^e = \epsilon_{ef}^o = 5.62$

**Tabla 1.5:** Dimensiones (en mm) definitivas del filtro  $\mathcal{E}$ , en configuración *convencional* y *modificada* con conductor flotante.



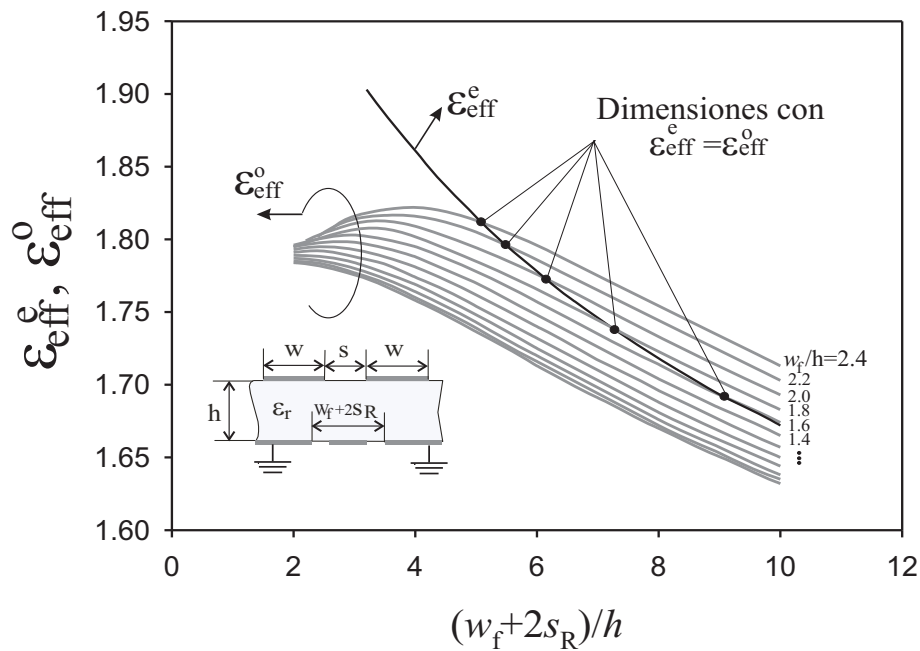
**Figura 1.28:** Respuesta simulada y medida del filtro  $\mathcal{E}$ .

residuo de la banda espuria en la medida, atribuido a los defectos de fabricación, se encuentra por debajo de  $-30$  dB. En cualquier caso, como era nuestro objetivo, las especificaciones del filtro se ajustan a las del diseño muy razonablemente y la banda espuria del filtro *convencional* (no representada) ha sido prácticamente eliminada.

### Filtro $\mathcal{F}$

**Especificaciones:** Tipo, *Chebyshev*, orden,  $N = 1$ , ancho de banda,  $\Delta = 10\%$ , rizado  $r_p = 0.5$  dB, frecuencia central  $f_0 = 3$  GHz. Sustrato:  $\epsilon_r = 2.43$  y  $h = 0.49$  mm.

Con este último ejemplo queremos ilustrar una de las ventajas de la estructura con conductor flotante frente a la estructura ranurada: la posibilidad de suprimir completamente la banda espuria en sustratos de baja permitividad, en los que no siempre es posible la igualación de las velocidades de fase modales con la simple presencia de una ranura. De las especificaciones del diseño, los valores de las impedancias modales para las dos secciones del filtro son  $Z_0^e = 84.95 \Omega$  y  $Z_0^o = 37.53 \Omega$ .



**Figura 1.29:** Permitividades efectivas del modo par y del modo impar, frente a la distancia  $w_f + 2s_r$  y diferentes valores de  $w_f$ , para geometrías del filtro  $\mathcal{E}$  que satisfacen las impedancias modales del diseño.

Con vistas a encontrar las geometrías que, a la vez, satisfacen estas impedancias modales e igualan las velocidades de fase modales, en la Fig. 1.29 hemos representado la dependencia de las permitividades efectivas modales respecto a la distancia entre los planos de masa  $w_f + 2s_s$  usando  $w_f$  como parámetro. Nótese que los datos de las curvas representadas en la Fig. 1.29 corresponden a geometrías en las que las impedancias modales toman los valores requeridos, por lo que los valores de  $w$  y  $s$  (no representados) varían

ligeramente de acuerdo con esta condición. Hemos dibujado una única curva para la permitividad efectiva del modo par,  $\varepsilon_{\text{ef}}^e$ , puesto que el valor de este parámetro permanece prácticamente inalterable cuando  $w_f$  varía si  $w_f + 2s_r$  se mantiene constante. Esta circunstancia puede comprenderse fácilmente si se tiene en cuenta que en el modo par, cuando  $w_f = 0$  (es decir, el caso de la estructura modificada sólo con la ranura), las líneas de campo eléctrico son fundamentalmente perpendiculares a la ranura, y por tanto, la presencia del conductor flotante no cambia apreciablemente la distribución del campo eléctrico. Sin embargo, en el caso del modo impar, la misión del conductor flotante es concentrar el campo eléctrico en la zona del sustrato, incrementando de esta manera la permitividad efectiva de dicho modo. Mientras que en los dos casos anteriores en los que el sustrato tenía permitividad relativa alta ( $\varepsilon_r = 10$ , filtros  $\mathcal{D}$  y  $\mathcal{E}$ ) hemos encontrado para cualquier valor de  $w_f$  (incluido  $w_f = 0$ ) geometrías que satisfacen nuestro requerimiento de igualar las permitividades efectivas modales, en el caso del filtro  $\mathcal{F}$ , implementado en un sustrato de baja permitividad ( $\varepsilon_r = 2.43$ ), el conductor flotante debe tener una anchura mínima antes de que se pueda conseguir tal objetivo. En concreto, para las especificaciones del filtro  $\mathcal{E}$  y el sustrato elegido, de la Fig. 1.29 se puede extraer que  $w_f/h \geq 1.6$ . Es decir, con este sustrato no podríamos eliminar la banda espuria con la estructura simplemente ranurada y, por tanto, la presencia del conductor flotante se hace necesaria.

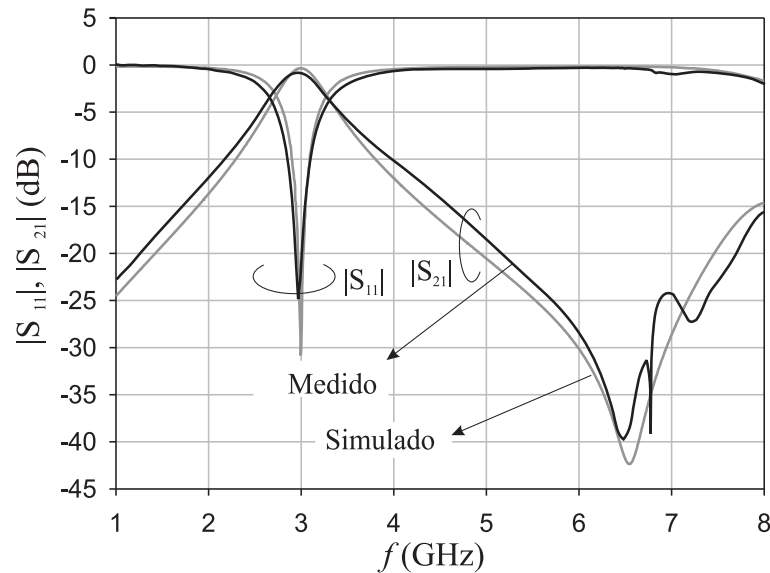
Las dimensiones definitivas del filtro  $\mathcal{F}$  se muestran en la tabla 1.6. Arbitrariamente hemos elegido para la anchura del conductor flotante el valor  $w_f = 1$  mm (por tanto  $w_f/h = 2.04 > 1.6$ ). Las dimensiones del filtro en configuración *convencional* también se han incluido en la tabla. Observe que la separación  $s$  entre las tiras conductores en el caso de la configuración *modificada* con conductor flotante es cuatro veces mayor que la del caso *convencional*, que resulta ser extremadamente pequeña ( $s = 37 \mu\text{m}$ ). La medida y la simulación del filtro  $\mathcal{F}$  muestran un buen acuerdo, como se pone de manifiesto en la Fig. 1.30.

## 1.6. Conclusiones

En este capítulo se han presentado dos nuevas configuraciones en tecnología planar para el diseño de filtros paso de banda basados en líneas paralelas acopladas. El objetivo de estos nuevos diseños es la eliminación de la banda espuria que aparece en la configuración *microstrip* convencional a causa de la diferencia de longitudes eléctricas de cada tramo del filtro en los modos par e impar de propagación. En dicha configuración con-

Tipo de filtro	Secciones 1, 2
<i>Convencional</i>	$w = 0.881, s = 0.0369$ $l = 17.73, \epsilon_{ef}^e = 2.08, \epsilon_{ef}^o = 1.78$
<i>Modificado</i>	$w = 1.756, s = 0.160$ $s_r = 0.953, w_f = 1$ $l = 16.0, l_{ex} = 0.5 \epsilon_{ef}^e = \epsilon_{ef}^o = 1.78$

**Tabla 1.6:** Dimensiones (en mm) del filtro  $\mathcal{F}$  en configuración convencional y *modificada* con conductor flotante.



**Figura 1.30:** Respuesta simulada y medida del filtro  $\mathcal{F}$ .

convencional, esta diferencia se debe principalmente a la disparidad de las velocidades de fase (y, por ende, de las permitividades dieléctricas efectivas) de ambos modos. Nuestro objetivo ha sido modificar la estructura convencional usando una tecnología de doble cara en la que puedan insertarse tanto ranuras como conductores flotantes en el lado del sustrato dieléctrico correspondiente al plano de masa, con el fin de conseguir geometrías en las que el modo par y el modo impar se propaguen con la misma velocidad. Además del problema de la banda espuria, filtros con anchos de banda relativamente grandes diseñados en la configuración convencional, pueden requerir valores tan extremadamente pequeños de las anchuras de las tiras conductoras de las secciones del filtro y de la sepa-

ración entre las mismas que la fabricación del filtro con los procesos habituales de fotograbado sea imposible. Este problema también se resuelve en las nuevas configuraciones propuestas, puesto que ranuras y conductores flotantes abren nuevas vías de acoplo que permiten relajar las dimensiones críticas del diseño.

En la primera de las nuevas configuraciones, hemos introducido en cada tramo del filtro una ranura centrada en el plano de masa. Hemos comprobado que, al menos para sustratos de alta permitividad, la presencia de la ranura influye de manera determinante en la permitividad efectiva del modo par, que puede ser sintonizada con la del modo impar satisfaciendo, simultáneamente, las impedancias modales exigidas por las especificaciones del filtro. Sin embargo, la igualación de las permitividades de los modos par e impar en la nueva configuración no garantiza la igualdad de las longitudes eléctricas de los modos par e impar de cada tramo. Esto se debe a que los efectos de borde al final de cada tramo son distintos en el modo par y en el modo impar. Por ello, en la respuesta simulada de nuestros diseños preliminares, aún siendo bastante menor que la de la estructura convencional, todavía aparece la banda espuria que deseamos suprimir. Por tanto, en la última etapa del diseño hemos seguido distintas estrategias de optimización con el simulador electromagnético para eliminar completamente esa banda espuria residual. Se ha de mencionar, además, que para evitar la propagación de modos de ranura y a la vez minimizar las pérdidas por radiación de las mismas, hemos acortado su longitud introduciendo puentes conductores que unen ambos lados del plano de masa. El acuerdo entre las respuestas simuladas y la respuesta medida de los diversos filtros implementados puede considerarse altamente satisfactorio.

Sin embargo, en algunas ocasiones, para los sustratos de baja permitividad no es suficiente la introducción de una ranura en el plano de masa para igualar las permitividades dieléctricas efectivas de los modos par e impar. Este problema es solventado por la segunda de las nuevas configuraciones, que consiste básicamente en insertar un conductor flotante en la ranura practicada en el plano de masa. Para una misma ranura, la anchura del conductor flotante nos permite controlar la permitividad efectiva del modo impar en un rango de valores lo suficientemente amplio como para igualar la permitividad efectiva del modo par manteniendo las impedancias modales requeridas por las especificaciones del filtro, incluso en sustratos de baja permitividad. Además, esta nueva configuración proporciona mayor versatilidad al diseño puesto que introduce un nuevo grado de libertad, la anchura del conductor flotante. Al igual que en el caso anterior, los diseños preliminares han sido optimizados con ayuda del simulador para suprimir

la banda espuria residual. Se han diseñado con esta nueva configuración varios filtros, entre los cuales uno sobre un sustrato de baja permitividad cuyas especificaciones hacían imposible la eliminación de la banda espuria mediante el uso estructura ranurada. De nuevo, la buena concordancia entre las respuestas simuladas de los filtros diseñados y las medidas experimentales avalan el proceso de diseño.



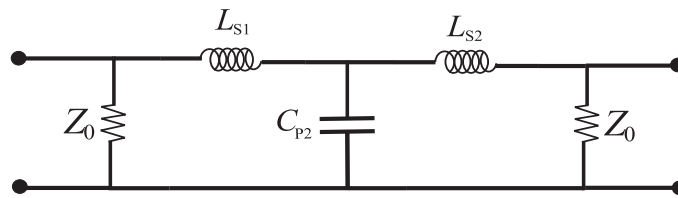


## Capítulo 2

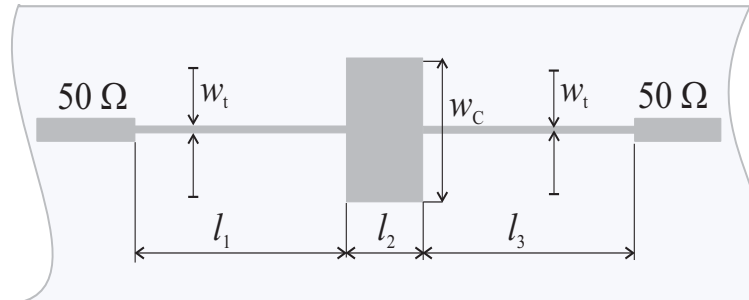
# Filtros paso bajo y UWB con respuesta elíptica en tecnología híbrida

### 2.1. Introducción

Los filtros paso bajo son componentes muy importantes en los modernos sistemas de comunicación inalámbrica. Su función habitual es la eliminación de armónicos indeseados y bandas espurias que pueden generar dispositivos como amplificadores de potencia, mezcladores y osciladores [65]. Las líneas de investigación actuales de este tipo de filtros se centran en la búsqueda de diseños compactos, con una buena selectividad y una banda de rechazo relativamente ancha [66]. Los diseños convencionales de los filtros paso bajo se basan en el circuito prototipo en parámetros localizados formado por conexiones en escalera de capacidades y autoinducciones como el que se muestra en la Fig. 2.1, con respuestas tipo *Butterworth* o *Chebyshev*, y básicamente se dividen en dos tipos [56]: aquellos en los que se usan *stubs* acabados en abierto, y aquellos que se basan en la conexión en cascada de secciones de alta y baja impedancia que corresponden, respectivamente, a las autoinducciones y las capacidades del circuito prototipo. En la Fig. 2.2, se muestra una representación de un filtro de esta tipología implementado en configuración *microstrip*; debido a los saltos de impedancias entre las secciones del filtro, a esta geometría en particular se la denomina SI-LPF (*Stepped Impedance Low-Pass Filter* en la bibliografía en inglés).



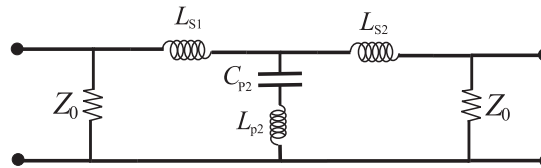
**Figura 2.1:** Circuito prototipo de un filtro paso bajo con respuesta *Chebyshev* o *Butterworth*.



**Figura 2.2:** Vista de la cara superior del sustrato en un SIR-LP convencional en tecnología *microstrip*.

Los filtros SI-LPF convencionales presentan, de forma general, dos inconvenientes: el primero es la degradación de la banda de rechazo que se pone de manifiesto por encima de la frecuencia de corte del filtro, y que se debe al comportamiento distribuido de las secciones finitas del filtro, que son eléctricamente más largas a medida que la frecuencia crece; el segundo proviene de las restricciones impuestas por la tecnología para conseguir líneas de alta impedancia al exigir anchuras de tiras muy pequeñas (recuérdese que para que la respuesta del filtro SI-LPF se acerque a la respuesta ideal del circuito prototipo, son necesarias secciones eléctricamente cortas, impedancias altas para simular las autoinducciones e impedancias bajas para simular las capacidades). Obviamente, el nivel de rechazo fuera de la banda de paso en los filtros convencionales con respuestas del tipo *Chebyshev* o *Butterworth* puede mejorarse diseñando filtros de orden mayor, es decir, aumentando el número de secciones de las que consta el filtro. Sin embargo, también es evidente que esta solución implica incrementar el tamaño del filtro y al mismo tiempo aumentar las pérdidas en la banda de paso. Una solución más elegante, que permite mejorar tanto la selectividad del filtro como su nivel de rechazo fuera de la banda de paso, es el diseño de filtros con respuesta elíptica, basados en un prototipo en parámetros localizados como el que se muestra en la Fig. 2.3 [67], donde, como vemos, la capacidad en paralelo del circuito convencional de la Fig. 2.1 se ha sustituido por una conexión en

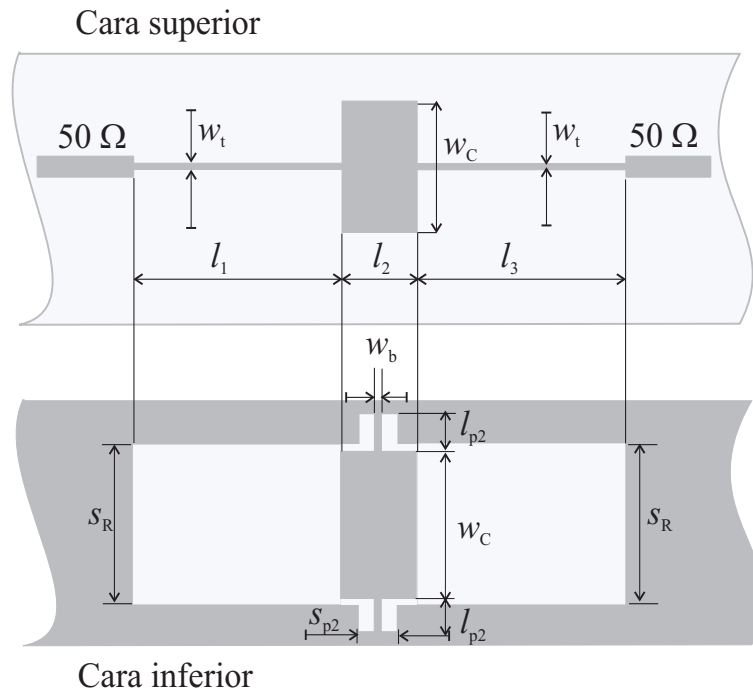
serie LC, lo que posibilita la existencia de ceros de transmisión a frecuencias finitas (contrariamente a lo que ocurre en los filtros *Butterworth* o *Chebyshev* convencionales para los que los ceros de transmisión se encuentran en el infinito). La selectividad del filtro puede



**Figura 2.3:** Circuito prototipo de un filtro paso bajo con respuesta elíptica.

mejorarse sensiblemente si algún cero de transmisión se encuentra relativamente cerca de la frecuencia de corte; además, teniendo en cuenta que *per se* la respuesta de un filtro elíptico introduce rizado tanto en la banda de paso como en la banda de rechazo, en principio se puede imponer en el diseño del prototipo un nivel máximo para la transmisión en la banda de rechazo.

En este capítulo presentamos una nueva configuración para diseñar un filtro paso bajo con respuesta elíptica que, preservando la simplicidad del diseño de los filtros de salto de impedancia, proporciona a la vez un alto grado de miniaturización y una buena respuesta en banda ancha. El método se basa en la implementación de los componentes constituyentes del filtro metalizando adecuadamente ambas caras del sustrato. La utilización de esta tecnología de doble cara [17] añade un alto grado de flexibilidad al diseño, al permitir la coexistencia en un mismo circuito de diferentes tipos de líneas de transmisión (*microstrip*, ranura, guía de onda coplanar, híbridas *microstrip*-ranura). En la Fig. 2.4 mostramos un esquema de la geometría del filtro SI-LPF que se propone (se trata de un filtro de orden  $N = 3$  y un cero de transmisión), que se corresponde con el circuito en parámetros localizados de la Fig. 2.3. Las autoinducciones en serie,  $L_{Si}$ , se simulan, como es habitual, mediante líneas de transmisión eléctricamente cortas de alta impedancia. Las ranuras practicadas en el plano de masa bajo estas secciones permiten conseguir valores de impedancias bastante más elevados que los que pueden alcanzarse en la configuración *microstrip* convencional [68], [69]. Es importante mencionar que, mientras mayor sea la impedancia de estas secciones, las líneas son eléctricamente más cortas y las bandas espurias que surgen debido al carácter distribuido del diseño aparecen a frecuencias más altas [69]. Por su parte, en primera aproximación, las secciones de baja impedancia se tratan como condensadores de placas paralelas para simular las capacidades  $C_{Pi}$ . Por último, para sintetizar los ceros de transmisión de la respuesta elíptica, estos condensa-



**Figura 2.4:** Vistas de las caras superior e inferior del sustrato con el nuevo diseño de SI-LPF con respuesta elíptica que se propone en esta Memoria.

dores se conectan a masa mediante guías de ondas coplanares de alta impedancia que representan a las autoinducciones  $L_{pi}$  de las ramas en paralelo del circuito prototipo. Obsérvese que en el diseño propuesto de la Fig. 2.4 son dos las guías de onda coplanares que parten de los lados opuestos del parche inferior del condensador para unirse al plano de masa: de esta forma, hacen también la función de *puentes* que conectan las dos partes del plano de masa en la cara inferior del sustrato. Como sabemos por nuestra experiencia en el diseño de filtros paso de banda de secciones acopladas que expusimos en el capítulo anterior, estos puentes son fundamentales para el correcto comportamiento del filtro, puesto que cancelan los posibles modos de ranura que se puedan excitar [50], [51]. Asimismo, es importante recordar que, gracias a su reducido tamaño eléctrico, las ranuras no se comportan como elementos radiantes en el rango de frecuencias de interés para el funcionamiento del filtro, aunque, por supuesto, si éste no se encapsula, las pérdidas por radiación pueden llegar a ser importantes a altas frecuencias.

El capítulo se estructura en las siguientes secciones: en la primera haremos una breve revisión bibliográfica de los diversos diseños de filtros paso bajo aparecidos en la literatura con el objeto de mejorar la selectividad y el rechazo fuera de la banda de paso

que ofrecían las implementaciones tradicionales. El siguiente apartado estará dedicado a explicar detalladamente el método seguido para diseñar SI-LPF con respuesta elíptica mediante la configuración híbrida propuesta de la Fig. 2.4. Posteriormente, desarrollaremos un procedimiento para miniaturizar estos diseños, usando meandros para reducir el tamaño de las secciones de alta impedancia. A continuación, comprobaremos cómo la nueva configuración propuesta puede ser usada como bloque básico en el diseño de filtros paso de banda con anchos de banda muy grandes (UWB *Ultra Wide-Band*) sin más que añadir una etapa paso alta que se implementará igualmente en tecnología de doble cara. La utilidad de todos los diseños propuestos se verificará al comprobar el buen acuerdo entre las respuestas simuladas y medidas de diversos diseños. El capítulo se cerrará con un apartado de conclusiones.

## 2.2. Nuevos diseños de LPF en tecnología plana: revisión bibliográfica

Seguramente, una de las primeras aportaciones al diseño de filtros con respuesta elíptica con secciones de líneas de transmisión en tecnología plana se pueda encontrar en el capítulo 7 de [70], donde la rama LC del circuito prototipo de la Fig. 2.3 se aproxima mediante un *stub* abierto con salto de impedancia. En [71] se muestra el diseño de un filtro en tecnología *microstrip* basada en esta tipología en el que se incluyen los efectos de las distintas discontinuidades presentes en el diseño. En [72] se hace uso del circuito equivalente de una sección rectangular de *microstrip* como bloque básico de un filtro paso bajo de respuesta elíptica que tiene la ventaja de no incluir elementos redundantes presentes en otros diseños [73], [74]. Sin embargo, en la mayoría de estos primeros trabajos en el campo del diseño de filtros paso bajo con respuesta elíptica, el dispositivo final resulta ser de considerable tamaño eléctrico. Las actuales tendencias se dirigen a diseños mucho más compactos en los que las líneas de transmisión se tratan como elementos semilocalizados y se pone un mayor interés en la eliminación de bandas espurias para conseguir mejores respuestas en banda ancha. Aunque la tarea de clasificar estos nuevos diseños es bastante arbitraria, aquí los hemos dividido en las siguientes categorías:

- Diseños basados en el funcionamiento de resonadores de salto de impedancia tipo *hairpin* ([75]–[80]). Básicamente, este resonador consiste en una línea de transmisión de alta impedancia conectada por sus extremos a un par de líneas acopladas entre sí de baja impedancia. Aparte de su tamaño, bastante compacto, como veremos en

el siguiente capítulo de esta memoria, las frecuencias de resonancias superiores de estos resonadores no se corresponden con los múltiplos enteros de la frecuencia fundamental, sino que pueden desplazarse a frecuencias superiores, lo que permite en este caso aumentar el rechazo fuera de la banda de paso. La clave del diseño está en el cero de transmisión que aparece debido al acoplo capacitivo entre las líneas de baja impedancia del resonador [75], [76]. Un mayor control sobre la posición del cero de se consigue si dichas líneas se sustituyen por un condensador interdigitado como se explica en [77], [78], donde para obtener filtros con alta selectividad se conectan en cascada múltiples resonadores *hairpin* con salto de impedancia. Un mayor número de ceros en la banda de rechazo pueden conseguirse si la geometría del resonador se modifica introduciendo un par de líneas acopladas adicionales [79], [80].

- Diseños basados en el uso de DGS, (defectos en el plano de masa ([81] –[90])). El circuito en parámetros localizados de la Fig. 2.3 tiene un circuito dual equivalente en el que las ramas en paralelo constan exclusivamente de capacidades mientras que los elementos en serie están formados por un circuito LC paralelo [56]. Precisamente, las ranuras practicadas en el plano de masa bajo una línea de transmisión tipo *microstrip* puede ser representadas por una reactancia en serie que puede ser utilizada para modelar la sección en serie del circuito dual [81]. El área y la forma de dichas ranuras (generalmente un *slot* con sus extremos terminados con diversas formas geométricas: rectangular, triangular o circular) pueden ser consideradas como elementos de diseño para determinar la posición de los ceros de transmisión y el ancho de la banda de rechazo [82]. Las dimensiones de las ranuras deben ser ajustadas necesariamente con ayuda del simulador comparando las respuestas obtenidas con la respuesta teórica del circuito LC en paralelo que se pretende aproximar [83]. También han sido investigadas ranuras más complejas en forma de cruz [84], espiral [85], resonador *hairpin* [86], H [87], anillos abiertos acoplados (SRR) [88], doble U [89] y resonadores SIR acoplados[90].
- Diseños basados en el uso de estructuras periódicas PBG (*Photonic Band Gap*). Las líneas de transmisión en configuración *microstrip* que incorporan elementos periódicos exhiben bandas prohibidas y comportamiento de onda lenta que pueden ser aprovechados, respectivamente, para eliminar bandas indeseadas y reducir las dimensiones del circuito. Una de las primeras implementaciones de LPF con una es-

estructura PBG puede encontrarse en [38], donde la estructura periódica consiste en un *array* en dos dimensiones de perforaciones en el plano de masa. Es más habitual la búsqueda de una celda elemental en la cara superior del sustrato, normalmente construida eliminando metalización de una sección convencional de línea *microstrip* [91]. Sin embargo, la repetición de celdas idénticas [92], [93] puede dar lugar a una inadaptación del filtro y el consiguiente exceso de rizado en la banda de paso, lo que puede solucionarse en parte si el tamaño de la celda se va variando siguiendo algún tipo de patrón [94], [95], [96].

- Diseños basados en la perturbación de la estructura convencional SIR-LPF. Los diseños que usan defectos en el plano de masa (DGS) o estructuras periódicas (PBG) requieren normalmente un elevado número de etapas para conseguir respuestas selectivas, y en su diseño el uso de técnicas de optimización con simuladores electromagnéticos juega un papel fundamental. Algunos autores han optado por la simplicidad de partir de la estructura de salto de impedancia cuyo circuito equivalente se muestra en la Fig. 2.1, modificándolo de manera que se incluyan ceros de transmisión cuya posición pueda ser controlada desde el diseño, intentado minimizar el proceso de optimización. Obviamente, el nuevo diseño de SI-LPF protagonista de este capítulo, cuya geometría se muestra en la Fig. 2.4 [97], entra dentro de esta categoría. Las etapas del diseño de esta nueva configuración se detallarán en la siguiente sección. Un método alternativo, dirigido a incrementar el nivel de rechazo fuera de la banda de paso, se basa en el uso de resonadores complementarios en forma de anillos abiertos acoplados CSRRs (Complementary Split-Ring Resonators). Dichos CSRRs se diseñan de modo que su frecuencia de resonancia coincida con la frecuencia a la que se encuentra la banda espuria que deseamos eliminar. En general, las bandas espurias aparecen a frecuencias elevadas, por lo que el tamaño físico de las partículas mencionadas será en todo momento pequeñas si las comparamos con las dimensiones del circuito completo. Este hecho, unido a que los resonadores suelen ir acoplados a las secciones de baja impedancia, conducen a pensar que las perturbaciones producidas por la presencia de dichas partículas en la respuesta final del filtro serán despreciables [98], [99]. Por último, en un trabajo reciente [100], la estructura SIR-LP es modificada introduciendo ranuras bajo la línea en la que se integra un condensador interdigitado con cuyas dimensiones se puede controlar la posición de ceros en la banda de rechazo.

### 2.3. Diseño de la nueva configuración de SI-LPF

Para ilustrar el proceso de diseño de la nueva configuración de SI-LPF con respuesta elíptica que proponemos en este capítulo, hemos diseñado un par de filtros de orden  $N = 3$  (filtro  $\mathcal{A}$ ) y  $N = 5$  (filtro  $\mathcal{B}$ ). Las especificaciones de ambos filtros, así como los correspondientes valores del circuito en parámetros localizados se muestran en las tablas 2.1 y 2.2.

---

Orden: $N = 3$	
Frecuencia de corte: $f_c = 2.3$ GHz	
Rizado en la banda de paso: $L_{Ar} = 0.1$ dB	
Frecuencia inicial de la banda de rechazo $f_s = 5.75$ GHz	
Mínimo valor de las pérdidas de inserción en la banda de rechazo: $L_{As} = 30.5$ dB	
Secciones 1 y 3	$L_{s1} = L_{s3} = 3.28$ nH
Sección 2	$L_{p2} = 0.417$ nH, $C_{p2} = 1.41$ pF

**Tabla 2.1:** Especificaciones del filtro  $\mathcal{A}$  y valores de los componentes del circuito de parámetros localizados.

Estos parámetros se obtienen fácilmente de los valores tabulados del circuito prototipo pasobajo [56] tras el correspondiente escalado en impedancia ( $50 \Omega$ ) y frecuencia. Nuestro propósito es diseñar y fabricar los filtros  $\mathcal{A}$  y  $\mathcal{B}$  usando un sustrato de espesor  $h = 0.635$  mm y permitividad relativa  $\epsilon_r = 10.2$ . Para este sustrato hemos generado las gráficas de diseño que se muestran en las Figs. 2.5 y 2.6. En la Fig. 2.5, hemos representado la dependencia de la impedancia característica,  $Z_0^s$  de una línea de transmisión que consiste en un *microstrip* sobre una ranura centrada en el plano de masa (véase el dibujo de la figura) con la anchura de la ranura,  $s_R$  para distintos valores de la anchura del *microstrip*. Recuérdese que ésta es la geometría para realizar las autoinducciones en serie  $L_{si}$  del diseño propuesto (véase la Fig. 2.4). En la misma gráfica hemos representado la razón  $l_i/L_{si}$  que se ha calculado usando la relación habitual que relaciona la longitud  $l$  con la autoinducción  $L$  con la que se puede aproximar un tramo de alta impedancia



---

Orden:  $N = 5$   
 Frecuencia de corte:  $f_c = 1.8 \text{ GHz}$   
 Rizado en la banda de paso:  $L_{Ar} = 0.1 \text{ dB}$   
 Frecuencia inicial de la banda de rechazo:  $f_s = 3.27 \text{ GHz}$   
 Mínimo valor de las pérdidas de inserción  
 en la banda de rechazo:  $L_{As} = 54.0 \text{ dB}$

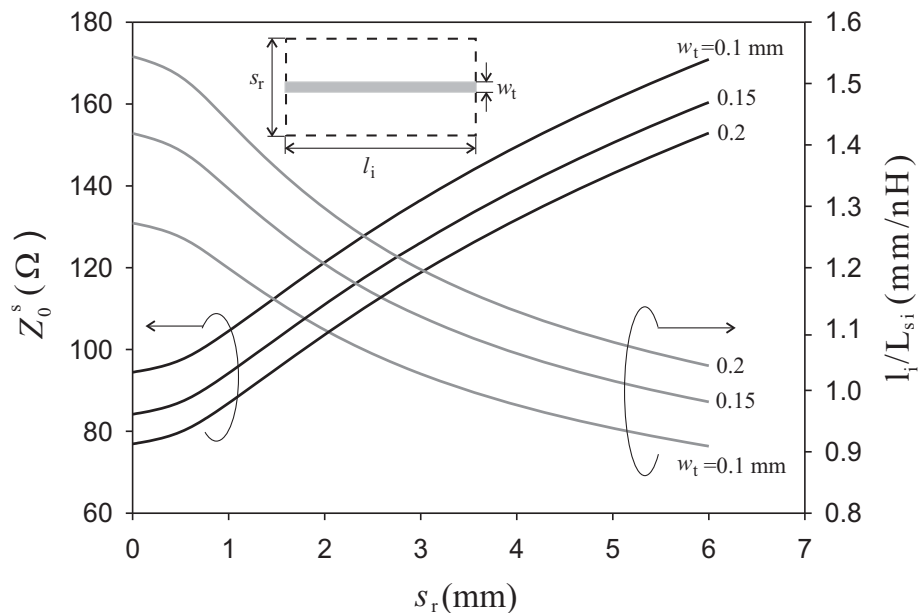
Sección 1	$L_{s1} = 4.74 \text{ nH}$
Sección 2	$L_{p2} = 0.406 \text{ nH}, C_{p2} = 2.25 \text{ pF}$
Sección 3	$L_{s3} = 7.75 \text{ nH}$
Sección 4	$L_{p4} = 1.13 \text{ nH}, C_{p4} = 1.93 \text{ pF}$
Sección 5	$L_{s5} = 4.14 \text{ nH}$

**Tabla 2.2:** Especificaciones del filtro  $\mathcal{B}$  y valores de los componentes del circuito de parámetros localizados.

eléctricamente corto [56]:

$$\frac{l}{L} = \frac{v_p}{Z_0} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} Z_0} \quad (2.1)$$

Como era de esperar, en la Fig.2.5 puede comprobarse que para cada valor de la anchura de la tira, la impedancia característica es una función monótonamente creciente con la anchura de la ranura. Puesto que la utilización de impedancias características altas da lugar a valores más pequeños de la longitud de las líneas, obviamente el uso de la línea ranurada conlleva secciones físicamente más pequeñas si se compara con el caso convencional ( $s_R = 0$ ). De modo similar, en la Fig.2.6, se ha representado la dependencia de la impedancia característica,  $Z_0^p$  de una guía de onda coplanar con la anchura de la ranura,  $s_{pi}$  para distintos valores de la anchura de la tira central,  $w_b$ . Esta es la geometría que usaremos para simular las autoinducciones de las ramas en paralelo del circuito correspondiente al filtro elíptico. De la impedancia y del correspondiente valor de la permitividad efectiva de la línea CPW hemos obtenido también la longitud normalizada  $l_p/L_{pi}$  aplicando de nuevo la ecuación (2.1), pero teniendo en cuenta que la autoinducción  $L_{pi}$  se aproxima usando la conexión en paralelo a masa de dos líneas CPW de alta impedancia (véase la Fig.2.4), por lo que el valor de  $l_{pi}$  debe ser el doble del proporcionado por



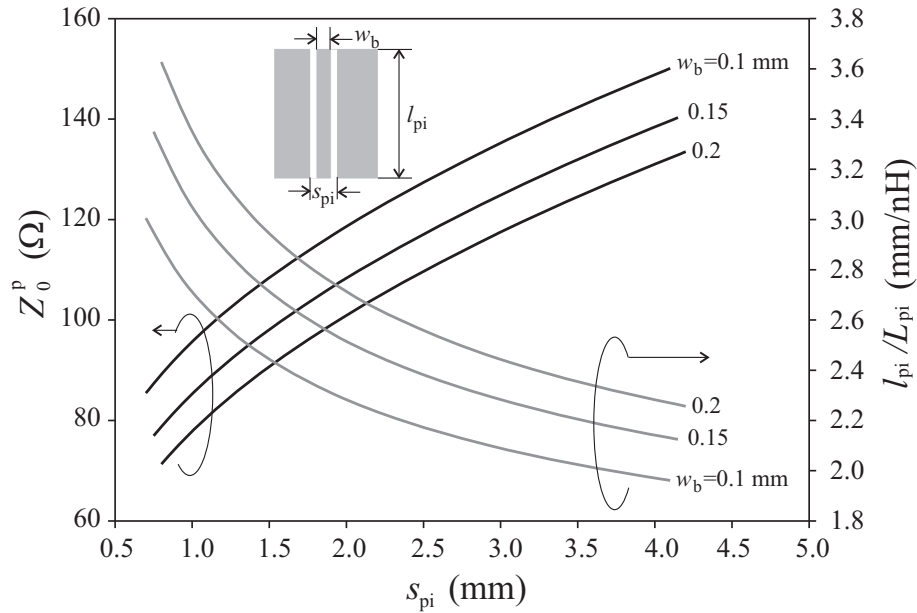
**Figura 2.5:** Dependencia de la impedancia característica y de los valores normalizados  $l_i/L_{si}$  de una línea *microstrip* con ranura en su plano de masa con respecto a la anchura de la ranura  $s_R$  para distintos valores de anchura de la tira,  $w_t$ .

la ecuación (2.1). Como vemos en la Fig. 2.6, para un mismo valor de la anchura de la tira central de la línea CPW, podemos obtener mayores valores de la impedancia característica (y, por ende, menores longitudes físicas) al incrementar la anchura de la ranura. Todos los valores de impedancias características y permitividades efectivas que han sido necesarios para generar las gráficas de diseño de las Figs. 2.5 y 2.6 han sido calculados de forma rápida y eficiente mediante el código implementado en [57] para el cálculo de parámetros quasi-TEM de estructuras híbridas *microstrip*-ranura que fue mencionado y explicado en el capítulo anterior.

### 2.3.1. Etapas del diseño

A continuación enumeraremos los pasos que hemos seguido para obtener la geometría de los filtros (como ejemplo usaremos el filtro  $\mathcal{A}$ , aunque por supuesto el método se puede extender para obtener también la geometría del filtro  $\mathcal{B}$ ):

1. Determinación de la anchura de la tira,  $w_t$ , y la anchura de la ranura,  $s_R$ , (véase Fig. 2.4) a partir de la correspondiente gráfica de diseño (Fig. 2.5). Este paso del proceso es muy flexible, puesto que podemos elegir diferentes valores de  $w_t$  y  $s_R$  con



**Figura 2.6:** Dependencia de la impedancia característica y de los valores normalizados  $l_i/L_{si}$  de una línea CPW con respecto a la anchura de la ranura  $s_{pi}$  para distintos valores de anchura de la tira central,  $w_b$

tal que correspondan a valores de impedancias características elevadas, condición para la que la ecuación 2.1 proporciona resultados aproximadamente correctos. Para el filtro  $\mathcal{A}$ , hemos seleccionado los valores  $w_t = 0.1$  mm, y  $s_R = 4.76$  mm que corresponden a una impedancia característica de la línea  $Z_0^s = 158.4 \Omega$  y una longitud normalizada  $l_i/L_{si} = 0.946$  mm/nH (véase la Fig. 2.5). De los valores de  $L_{si}$  de la tabla 2.1 se obtienen las longitudes  $l_1 = l_3 = 3.1$  mm.

2. Un procedimiento similar se sigue para elegir los valores de  $w_b$  y  $s_{pi}$ . De nuevo la elección de estos valores es arbitraria, siempre que en la Fig. 2.6 se correspondan con valores altos de impedancia característica. Para el filtro  $\mathcal{A}$ , hemos elegido los valores  $w_b = 0.1$  mm y  $s_{p2} = 1.42$  mm. De la Fig. 2.6,  $Z_0^P = 106.6 \Omega$  y  $l_{pi}/L_{si} = 2.48$  mm/nH; a partir de este último valor y del parámetro  $L_{p2}$  de la tabla 2.1 se obtiene el valor  $l_{p2} = 1.46$  mm.
3. Con respecto a la geometría de las secciones de baja impedancia que simula las capacidades de las ramas en paralelo del circuito de la Fig. 2.3, la anchura  $w_c$  se elige de tal modo que sea ligeramente más pequeña que la anchura de ranura  $s_R$  (en concreto, para el filtro  $\mathcal{A}$ ,  $w_c = 4.46$  mm). De esta forma, es posible aproximar

las tiras que conectan la parte inferior de los condensadores con el plano de masa por tramos de guías de onda coplanar (CPW) pues sólo una pequeña longitud de las mismas no tiene plano de masa lateral (véase la vista inferior en la Fig.2.4). Además, el valor de  $w_c$  (y, por tanto, el de  $s_R$ ) debe ser elegido de forma que se eviten resonancias transversales dentro del rango de frecuencias de interés. A continuación, la longitud  $l_2$  de la sección de baja impedancia se calcula, en primera aproximación, haciendo uso de la expresión de la capacidad del condensador de placas paralelas. Del valor de  $C_{p2}$  de la tabla 2.1 se obtiene  $l_2 = 2.22$  mm. Se ha preferido este método a la utilización de una expresión similar a la de la ecuación (2.1) para el cálculo de la longitud de una línea de baja impedancia en función de la capacidad por la que se quiere aproximar por la particular geometría de la cara inferior del sustrato. Sin embargo, debido a los efectos de borde, la longitud obtenida a partir de la expresión del condensador de placas paralelas deber ser acortada convenientemente. En este paso, hemos hecho uso del simulador electromagnético [61] para encontrar el valor correcto de  $l_i$  (i par). El criterio de optimización utilizado para determinar dichos valores es la imposición de que las frecuencias de los ceros de transmisión correspondientes a las frecuencias de resonancias de las ramas en paralelo del circuito en parámetros localizados coincidan con los de la respuesta del filtro que se obtiene de la simulación electromagnética. Para el caso del filtro  $\mathcal{A}$ , el valor de  $l_2$  se reduce hasta  $l_2 = 1.46$  mm.

### 2.3.2. Diseños finales y medidas

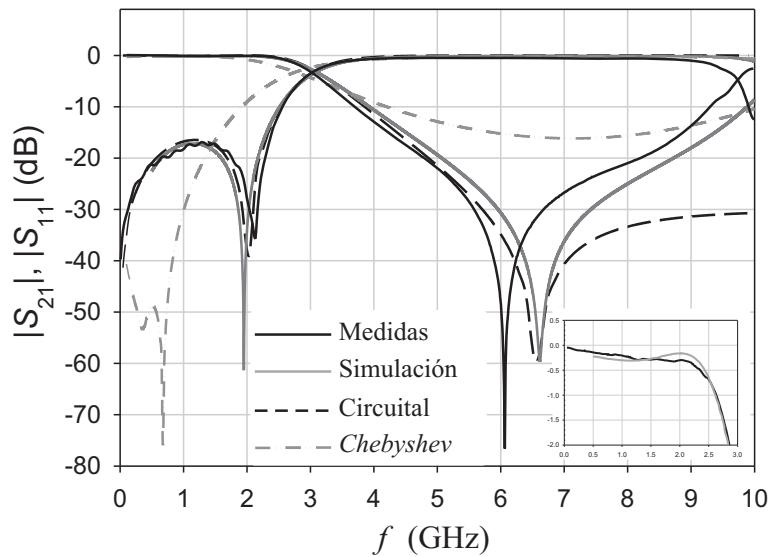
Los parámetros geométricos definitivos de los nuevos diseños elípticos de los filtros  $\mathcal{A}$  y  $\mathcal{B}$  se muestran en la tabla 2.3. Las longitudes totales de los mismos son  $l_A = \sum l_i = 7.66$  mm y  $l_B = 22.44$  mm. Las respuestas de los filtros se muestran en las Figs. 2.7 y 2.8, donde comparamos las pérdidas de retorno y de inserción obtenidas del simulador electromagnético, de las medidas y de la respuesta del circuito equivalente en parámetros localizados. Puesto que el nivel de las pérdidas en la banda de paso es muy pequeño, hemos incluido un detalle de la misma en ambas figuras.

En estos detalles comparamos las medidas con las respuestas obtenidas del simulador con conductores perfectos, en las que sólo se tienen en cuenta las pérdidas por radiación, y con conductores reales, donde se tienen en cuenta tanto las pérdidas por radiación como las óhmicas. De las Figs. 2.7 y 2.8 se infiere que el acuerdo entre la respuesta simulada y medida es razonablemente bueno, especialmente en la banda de paso, incluso si se

<i>Elíptico-A</i>	<i>Chebyshev-A</i>	<i>Elíptico-B</i>	<i>Chebyshev-B</i>
$s_R = 4.76$	$w_t = 0.1$	$s_R = 4.60$	$w_t = 0.1$
$w_t = w_b = 0.10$	$w_c = 4.5$	$w_t = w_b = 0.10$	$w_c = 4.5$
$w_c = 4.46$	$l_1 = 4.54$	$w_c = 4.40$	$l_1 = 6.44$
$l_1 = 3.10$	$l_2 = 2.15$	$l_1 = 4.50$	$l_2 = 3.28$
$l_2 = 1.46$	$l_3 = 4.54$	$l_2 = 2.36$	$l_3 = 11.1$
$l_3 = 3.10$		$l_3 = 7.35$	$l_4 = 3.28$
$s_{p2} = 1.42, l_{p2} = 1.03$		$l_4 = 2.30$	$l_5 = 3.93$
		$l_5 = 3.93$	
		$s_{p2} = 0.50, l_{p2} = 1.36$	
		$s_{p4} = 1.42, l_{p4} = 2.79$	

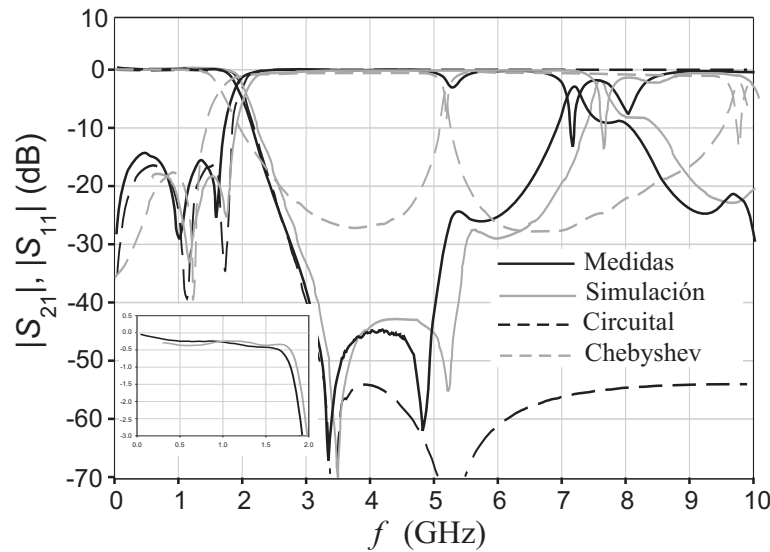
**Tabla 2.3:** Valores definitivos (en mm) de la geometría de los nuevos diseños de filtros elípticos  $\mathcal{A}$  y  $\mathcal{B}$ . Se incluyen también las geometrías de los correspondientes diseños *Chebyshev* con las mismas especificaciones de la banda de paso implementados en tecnología convencional *microstrip* (Fig. 2.2.)

comparan con las predicciones del circuito localizado. Las pequeñas discrepancias (como el desplazamiento de los ceros de transmisión) se atribuyen a las imperfecciones del proceso de fabricación. Obviamente, aparecen bandas espurias a altas frecuencias (por encima de los ceros de transmisión) debidas a las resonancias de las líneas de transmisión implicadas en el diseño. Para ilustrar este hecho, hemos incluido en las Figs. 2.7 (a) y 2.8 (a) las respuestas de la simulación electromagnética de los diseños de filtros *Chebyshev* implementados en tecnología convencional *microstrip* con las mismas especificaciones en la banda de paso que los filtros  $\mathcal{A}$  y  $\mathcal{B}$  (dimensiones en la tabla 2.3). Note que, además de la mayor pendiente de caída de la banda de paso de los nuevos diseños (debido a los ceros de transmisión de la respuesta elíptica), las longitudes de las secciones de los nuevos filtros son más pequeñas (hemos conseguido también una significativa reducción del tamaño: la longitud de los filtros *Chebyshev* son  $l_{CA} = 11.23$  mm y  $l_{CB} = 30.54$  mm). Es más, las longitudes de las secciones de los nuevos filtros no sólo son físicamente más cortas que las del filtro standard, sino que también lo son eléctricamente, y por eso las bandas espurias aparecen a más altas frecuencias [69]. Por ejemplo, la banda espuria de la respuesta *Chebyshev* que aparece en la Fig. 2.8 (a) a la frecuencia de 5.2 GHz, y que se

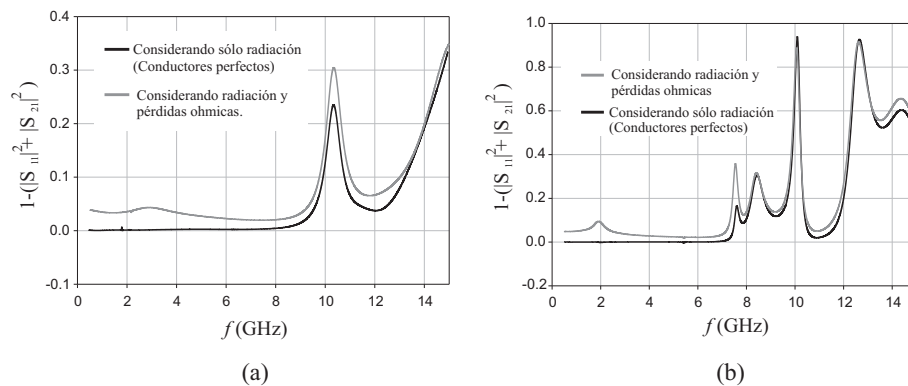


**Figura 2.7:** (a) Respuestas del filtro  $\mathcal{A}$  obtenida de la simulación EM, medidas y del modelo de circuito localizado. Se incluye también la respuesta del filtro *Chebyshev-A* (véase la tabla 2.3) y un detalle de las pérdidas de inserción en la banda de paso.

debe a la resonancia  $\lambda/2$  de la sección 3 del filtro, se desplaza en el nuevo diseño hasta los 7.6 GHz. En lo que respecta a las posibles pérdidas por radiación debido a la existencia de ranuras en el plano de masa, si estimamos como valor medio de la permitividad efectiva de las mismas la media de la permitividad del sustrato y el aire, encontramos que la longitud de onda a 3 GHz (cerca de la frecuencia de corte de ambos filtros) es aproximadamente de 42 mm. Esta longitud es mucho mayor que la de cualquiera de las ranuras implicadas en los diseños, por lo que esperamos que no se comporten como elementos radiantes efectivos en la zona de interés. Para verificar esta hipótesis, en la Fig. 2.9 mostramos las pérdidas obtenidas del simulador cuando se consideran conductores perfectos (caso en el que sólo se contemplan las pérdidas por radiación) y cuando se consideran conductores reales (caso en el que se contemplan tanto las pérdidas por radiación como las pérdidas óhmicas). Como puede comprobarse en la Fig. 2.9, las pérdidas por radiación son prácticamente despreciables en el rango de frecuencias bajas que corresponde a la región de operación de los filtros. De hecho, el primer pico de radiación está en torno a 10.3 GHz para el filtro  $\mathcal{A}$  y en torno a 7.8 GHz para el filtro  $\mathcal{B}$ , frecuencias que corresponden a la resonancia  $\lambda/2$  de las ranuras más largas de cada diseño.



**Figura 2.8:** (a) Respuestas del filtro  $B$  obtenida de la simulación EM, medidas y del modelo de circuito localizado. Se incluye también la respuesta del filtro *Chebyshev-B* (véase la tabla 2.3) y un detalle de las pérdidas de inserción en la banda de paso.



**Figura 2.9:** Pérdidas obtenidas del simulador para los nuevos diseños de respuesta elíptica del filtro  $A$  (a) y del filtro  $B$  (b).

## 2.4. Miniaturización del diseño

En la sección anterior hemos comprobado que los nuevos diseños de SI-LPF con respuesta elíptica tienen un tamaño significativamente más pequeño (en torno al 30 %) que los filtros SI-LPF convencionales tipo *Chebyshev* con similar respuesta en la banda de paso. Básicamente esta reducción se fundamenta en el menor tamaño de las líneas de transmisión de alta impedancia característica que simulan las autoinducciones en serie del

circuito en parámetros localizados a causa del efecto de la ranura centrada en el plano de masa. Sin embargo, los nuevos diseños siguen sin ser *compactos* puesto que, por ejemplo, la longitud total del filtro  $\mathcal{B}$  es todavía cuatro veces su anchura (entendemos como anchura del filtro la suma de la anchura de la ranura y el doble de la longitud de la CPW más larga, es decir, en el caso del filtro  $\mathcal{B}$ , la anchura del mismo sería  $s_R + 2l_{p2}$ ).

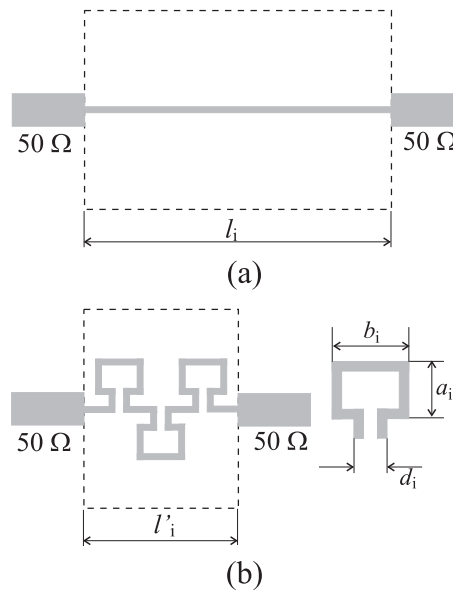
El objetivo de esta sección es proponer y diseñar una versión más compacta, de tamaño más reducido, del filtro  $\mathcal{B}$  sin modificar sus especificaciones. Para ello, vamos a sustituir los tramos rectos de líneas de alta impedancia (secciones impares del filtro) por líneas en forma de meandros que se construyen conectando en serie anillos abiertos idénticos como se muestran en la Fig. 2.10. La geometría de estos anillos se obtiene fácilmente con ayuda del simulador electromagnético. Básicamente, el procedimiento consiste en variar una de las dimensiones de los anillos hasta que la respuesta de la línea recta de alta impedancia que pretendemos sustituir (alimentada con líneas de  $50 \Omega$ ) coincida con la respuesta de la línea de alta impedancia diseñada conectando anillos en serie. Este proceso se visualiza en la Fig. 2.11, en la que la línea más gruesa corresponde a las pérdidas de retorno de la sección 3 del filtro  $\mathcal{B}$  (línea recta); por otra parte, las líneas más finas corresponden a la línea construida con tres anillos abiertos en serie, para los que se mantienen fijas las dimensiones  $l'_3 = 3.3$  mm,  $b_3 = 0.8$  mm y  $d_3 = 0.4$  mm, mientras que  $a_3$  varía de 0.3 a 0.6 mm. El valor definitivo que mejor aproxima esta serie de curvas a la original es  $a_3 = 0.65$  mm. El mismo procedimiento se aplica para encontrar las secciones equivalentes construidas con anillos abiertos en serie de los tramos 1 y 5 del filtro  $\mathcal{B}$ . Las dimensiones definitivas de los nuevos tramos del diseño compacto del filtro  $\mathcal{B}$  se muestran en la tabla 2.4. La longitud total del nuevo diseño resulta ser  $l = 10.94$  mm, es decir,

Sección 1	Sección 3	Sección 5
$l'_1 = 1.5, a_1 = 0.5$ $b_1 = 0.8, d_1 = 0.4$	$l'_3 = 3.35, a_3 = 0.65$ $b_3 = 0.8, d_3 = 0.4$	$l'_5 = 1.5, a_5 = 0.4$ $b_5 = 0.8, d_5 = 0.4$

**Tabla 2.4:** Valores finales (en mm) de las dimensiones de las nuevas secciones del diseño compacto del filtro  $\mathcal{B}$ .

un 50% más pequeña que la del filtro  $\mathcal{B}$  diseñado en la sección anterior. Para ilustrar de forma visual el proceso de miniaturización, en la Fig. 2.12 se ha dibujado a escala la evolución del filtro  $\mathcal{B}$  desde su implementación *Chebyshev* convencional hasta su último



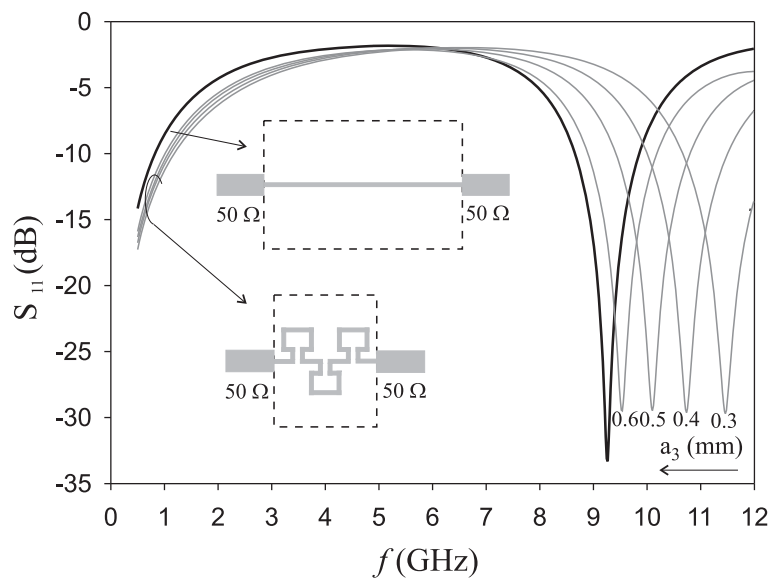


**Figura 2.10:** (a) Sección original de línea de alta impedancia. (b) Sección equivalente construida conectando anillos abiertos en serie.

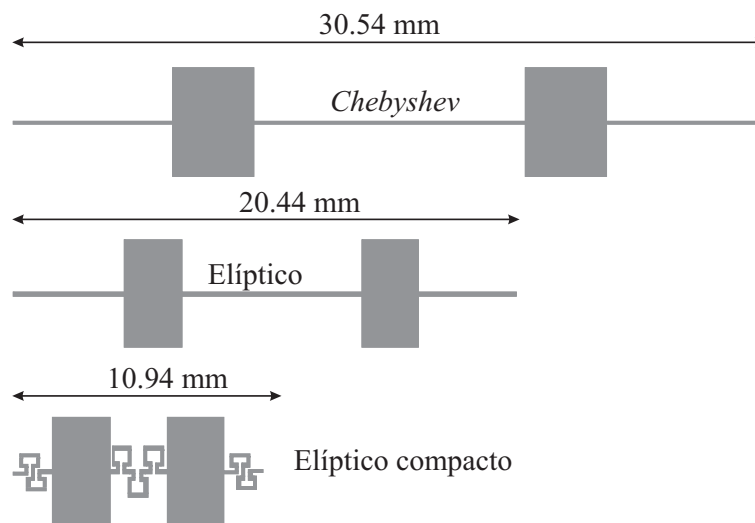
diseño más compacto. Debemos mencionar que en el proceso de miniaturización aparece una capacidad parásita entre los condensadores de las secciones 2 y 4, cuyo efecto se hace más importantes a medida que la distancia  $l_3$  disminuye. Como consecuencia, la respuesta del filtro compacto difiere ligeramente de aquella que obtuvimos para el filtro  $B$  en la sección anterior, en concreto se observa un ligero desplazamiento en la posición de los ceros de transmisión. En la Fig. 2.13 mostramos la respuesta del diseño compacto y su medida, encontrando de nuevo un buen acuerdo, especialmente en la parte de baja frecuencia del rango de frecuencias abarcado en la medida.

## 2.5. Nuevo diseño de filtros UWB

Desde la autorización del uso de la banda ancha de 3.1 GHz hasta los 10.6 GHz para las comunicaciones inalámbricas comerciales por parte de la Comisión Federal de Comunicaciones de los Estados Unidos [101], se han publicado una gran cantidad de trabajos dedicados al desarrollo de nuevos diseños de filtros UWB *ultra-wide band* implementados en tecnología plana usando una gran variedad de métodos. Aunque alguno de estos trabajos se basa en aproximaciones de síntesis directa de la respuesta deseada del filtro [102], [103], una buena alternativa para diseñar filtros de banda ultra-ancha es conectar

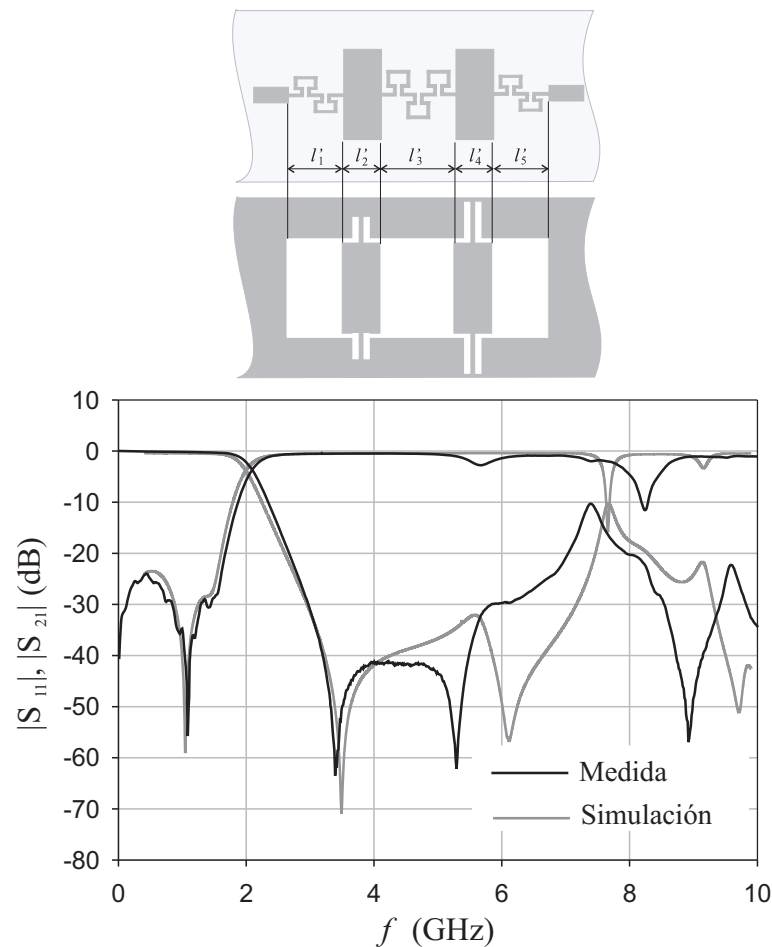


**Figura 2.11:** Proceso de diseño de los anillos de las nuevas secciones. Las líneas delgadas corresponden a las pérdidas de retorno de las nuevas líneas compactas para distintos valores de  $a_3$ . La línea gruesa corresponde a las pérdidas de retorno de la sección recta que se pretende sustituir.



**Figura 2.12:** Comparativa a escala de las tres implementaciones del filtro  $\mathcal{B}$ .

en cascada una sección paso bajo y otra paso alto, puesto que, de esta forma, las frecuencia de corte y de inicio de la banda pueden ser controladas de forma independiente por la sección paso bajo y la sección paso alto respectivamente. Note que esta afirmación sólo



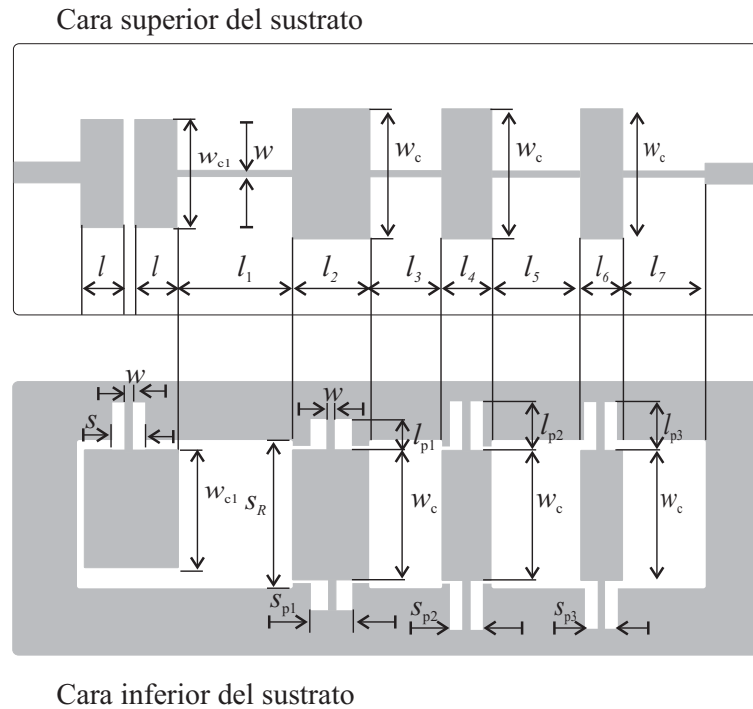
**Figura 2.13:** Respuesta medida y simulada del diseño compacto del filtro  $\mathcal{B}$ .

se sostiene para filtros con bandas de paso muy anchas, pues a medida que el ancho de banda es menor la interferencia en el funcionamiento de las secciones paso bajo y paso alto es mayor. Obviamente, la sección paso alto debe trabajar correctamente hasta una frecuencia muy por encima de la frecuencia de corte de la sección paso bajo. Son varios los diseños que se han propuesto en los últimos años usando esta idea. Así, por ejemplo, en [104], los autores implementan la sección paso alto con condensadores interdigitados y *stubs* a masa (usando vías), mientras que la sección paso bajo se basa en estructuras casi-periódicas con defectos en el plano de masa (DGS). Por su parte, en [102] se utilizan secciones acopladas de líneas con salto de impedancias, aunque el tamaño final de los filtros diseñados resulta ser relativamente grande (unos 5 cm). En [105] y [106] se proponen dos implementaciones de filtros UWB basados en estructuras híbridas donde líneas

*microstrip* se acoplan a guías de ondas coplanares (CPW). Estas estructuras son bastante compactas y la respuesta de los filtros diseñados es muy satisfactoria, aunque el método de diseño se basa fundamentalmente en los códigos de optimización del simulador electromagnético; además, en uno de ellos [105] se usan vías para mejorar el rechazo en la región de frecuencias por encima de la banda de paso, lo que representa una dificultad más en la fabricación. En [107] se muestra una implementación muy sencilla que se basa el acoplo de líneas *microstrip* a la entrada y la salida de un resonador rectangular en CPW, aunque el nivel de rechazo que se consigue es pequeño por debajo de la banda de paso. Recientemente, se ha propuesto una implementación muy simple y elegante que usa un condensador en serie para suprimir las bajas frecuencias [108]. En este trabajo el filtro se implementa en sustrato suspendido (sostenido por una guía de ondas) y, aparte de que el rechazo conseguido por debajo de la banda no es enteramente satisfactorio, el principal problema surge cuando el diseño exige valores grandes de la mencionada capacidad, que serían aproximadas por parches rectangulares, que por su tamaño difícilmente podrían considerarse elementos localizados. Otras geometrías, con diferentes niveles de dificultad del diseño y calidad en la respuesta de los filtros pueden encontrarse en [109]–[114].

El objetivo de esta sección es proponer un nuevo diseño de filtro UWB que, conectando en cascada un filtro paso bajo con una sección paso alto, permita controlar el nivel de rechazo fuera de la banda de paso (tanto por debajo como por encima de la misma), sea compacto (la implementación se basa en elementos semilocalizados), de fácil fabricación (sin vías) y diseño directo a partir del correspondiente circuito de parámetros localizados (minimizando en lo posible el uso de procedimientos de optimización del simulador electromagnético). Precisamente la etapa paso bajo se construye a partir del filtro SI-LPF con respuesta elíptica cuyo diseño se ha detallado en las secciones anteriores; de esta forma podemos introducir ceros de transmisión por encima de la banda de paso y mejorar el rechazo de las altas frecuencias. La etapa paso alto, cuyo diseño veremos a continuación con detalle, se basa en un circuito LC que se implementa también en tecnología de doble cara (lo que permite reducir su tamaño) de forma similar a la descrita para el filtro paso bajo. En la Fig. 2.14 se muestran las caras superior e inferior del sustrato en el que se implementa el filtro UWB diseñado con la geometría propuesta. La primera sección del filtro es la etapa paso alto que está conectada en cascada con un SI-LPF de orden  $N = 7$ . Como veremos, la principal ventaja de este diseño es que los valores que impone el circuito en parámetros localizados se pueden conseguir con valores razonables para la geometría de parches y pistas. Esto último es muy importante en la sección paso alto para

que su funcionamiento como tal no se deteriore (a causa del comportamiento distribuido de sus componentes) hasta frecuencias superiores a la frecuencia de corte de la banda de paso.



**Figura 2.14:** Vistas de la cara superior e inferior del sustrato donde se implementa el filtro UWB propuesto.

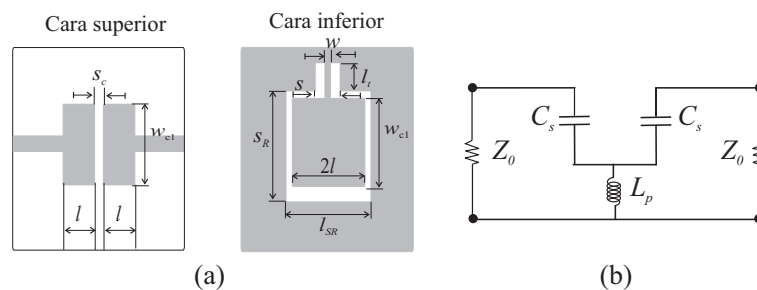
### 2.5.1. Diseño de la sección paso alto

Nos centraremos ahora en describir el método de diseño y funcionamiento de la sección paso alto. En la Fig. 2.15 mostramos el circuito equivalente aproximado que se deduce de la geometría de la primera sección del filtro mostrado en la Fig. 2.14. Puede identificarse como un circuito standard paso alto en los que los valores de la capacidad y la autoinducción pueden determinarse de forma inmediata como:

$$C_s = \frac{1}{\omega_{3dB} Z_0} \quad (2.2)$$

$$L_p = \frac{Z_0}{2\omega_{3dB}} \quad (2.3)$$

donde  $\omega_{3dB}$  es la frecuencia angular de corte de la sección paso alto (que, en nuestro caso, corresponde a la frecuencia natural de 3.1 GHz). Este tipo de circuitos actúa de una manera más efectiva que un único condensador en serie para rechazar las bajas frecuencias, como se proponía en [108]. Si comparamos la geometría de la sección paso alto con la de las secciones del filtro paso bajo al que se conecta, podemos observar un par de diferencias: en primer lugar, el parche rectangular que se localiza en la cara inferior del sustrato (la que contiene el plano de masa, véase Fig. 2.14) es compartida por los dos parches que pueden identificarse en la cara superior para aproximar las dos capacidades  $C_s$  del circuito; en segundo lugar, este parche se conecta al plano de masa mediante un solo tramo de guía de onda coplanar para aproximar  $L_p$ , en vez de los dos tramos simétricamente colocados a ambos lados de los parches que hemos utilizado en las secciones paso bajo. Así reducimos la longitud de este elemento con respecto a la que necesitaríamos en la versión simétrica, lo cual es necesario para evitar las resonancias indeseadas que un elemento eléctricamente largo puede causar dentro de la banda de paso. Como contrapartida existe el riesgo de que se exciten modos de ranura que deterioren el funcionamiento del filtro, aunque experimentalmente no hemos observado dicho fenómeno, seguramente porque las conexiones entre ambos lados del plano de masa que proporcionan las secciones del filtro paso bajo son suficientes para cortar dichos modos. En el



**Figura 2.15:** (a) Detalle de la geometría de la sección paso alto. (b) Circuito equivalente aproximado.

circuito equivalente de la Fig. 2.15 se ha despreciado el acoplo capacitivo entre los parches de la cara superior de la sección paso alto, lo cual puede ser una buena aproximación si la distancia entre los mismos es suficientemente grande. Sin embargo, si ese *gap* es pequeño, debemos añadir al circuito de la Fig. 2.15 una nueva capacidad  $C_m$  que dé cuenta de dicho acoplo, tal y como se muestra en el circuito de la Fig. 2.16. Esta nueva capacidad proporciona dos ventajas al diseño, puesto que permite reducir el tamaño de la sección

paso alto y a la vez introduce un nuevo cero de transmisión por debajo de la banda de paso, mejorando por tanto el rechazo a bajas frecuencias. Al considerar el nuevo circuito equivalente, las ecuaciones de diseño (2.2) y (2.3) se transforman en:

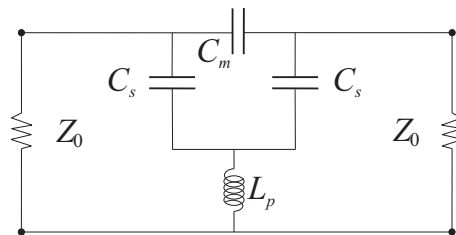
$$C_s = \frac{1}{\omega_{3dB} Z_0} \left( \frac{1}{1 + 2\alpha} \right) \quad (2.4)$$

$$L_p = \frac{Z_0}{2\omega_{3dB}(1 + 2\alpha)} \quad (2.5)$$

A las que hay que añadir la posición del cero:

$$\omega_{zero} = \sqrt{\left( \frac{2\alpha}{1 + 2\alpha} \right)} \omega_{3dB} \quad (2.6)$$

En las anteriores expresiones  $\alpha = C_m/C_s$ . Observe que cuando  $\alpha$  aumenta, la longitud de la sección de guía de onda coplanar asociada a  $L_p$  también lo hace, pero el área de los parches asociados a  $C_s$  disminuye, lo que proporciona al diseño un mayor grado de flexibilidad. Los valores de los tres elementos del circuito de la Fig. 2.16,  $C_s$ ,  $L_p$  y  $C_m$  pueden obtenerse de las ecuaciones (2.4)-(2.6) una vez que se han elegido las frecuencias de corte de la sección paso alto y la posición de la frecuencia a la que ocurre el cero de transmisión. La geometría de la sección paso alto se obtiene de una forma sencilla a partir de algoritmos cuasiestáticos tanto para el cálculo de parámetros de líneas de transmisión híbridas [57] como de capacidad de borde de discontinuidades capacitivas en *microstrip* [115].



**Figura 2.16:** Circuito equivalente de la sección paso alto incluyendo la capacidad  $C_m$  que da cuenta del acoplo entre los parches de la cara superior del sustrato.

### 2.5.2. Resultados: simulaciones y medidas

Presentaremos ahora los resultados para el filtro UWB que hemos fabricado y medido, siguiendo los pasos de diseños marcados anteriormente. El dispositivo ha sido fabricado

en un sustrato de constante dieléctrica relativa  $\epsilon_r = 8.64$  y espesor  $h = 0.635$  mm. Las especificaciones para el filtro paso bajo son: orden  $N = 7$ , frecuencia de corte  $f_c = 10.6$  GHz, rizado  $r_p = 0.1$  dB, nivel mínimo de las pérdidas de inserción en la banda de rechazo,  $L_{As} = 67$  dB, frecuencia de inicio de la banda de rechazo,  $f_s = 14.8$  GHz. En la tabla 2.5 se muestran los valores del circuito en parámetros localizados (del tipo de la Fig.2.3) y los correspondientes valores que hemos calculados para las dimensiones físicas de cada sección del SI-LPF. Por otra parte, para la sección paso alta, hemos exigido una frecuen-

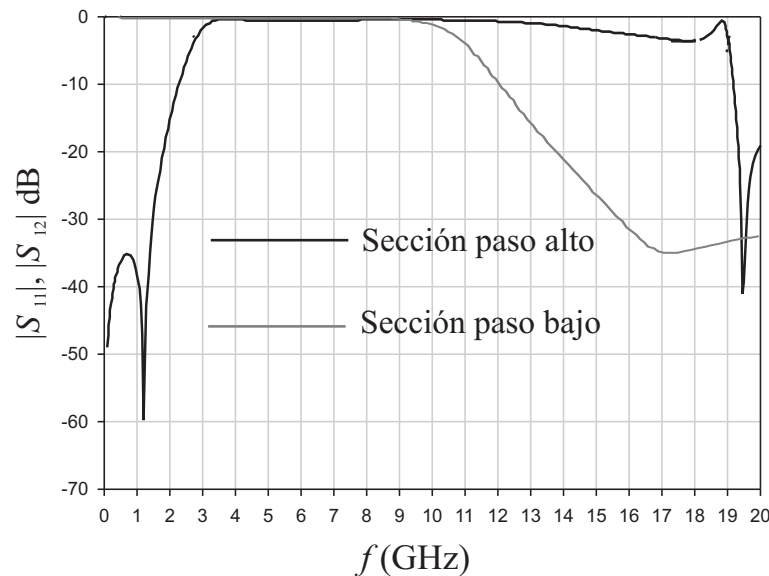
Parámetros localizados	Dimensiones
$L_{s1} = 0.828\text{nH}$	$s_R = 1.2\text{mm}, w = 0.1\text{mm}, l_1 = 1.05\text{mm}$
$C_{p1} = 0.396\text{pF}$ $L_{p1} = 0.07\text{nH}$	$S_R = 1.2\text{mm}, w_c = 1\text{mm}, l_2 = 0.95\text{mm}$ $w = 0.1\text{mm}, s_{p1} = 0.3\text{mm}, l_{p1} = .28\text{mm}$
$L_{s2} = 1.36\text{nH}$	$s_R = 1.2\text{mm}, w = 0.1\text{mm}, l_3 = 1.72\text{mm}$
$C_{p2} = 0.378\text{pF}$ $L_{p2} = 0.208\text{nH}$	$s_R = 1.2\text{mm}, w_c = 1\text{mm}, l_4 = 0.91\text{mm}$ $w = 0.1\text{mm}, s_{p2} = 0.9\text{mm}, l_{p2} = 0.58\text{mm}$
$L_{s3} = 1.19\text{nH}$	$s_R = 1.2\text{mm}, w = 0.1\text{mm}, l_5 = 1.5\text{mm}$
$C_{p3} = 0.27\text{pF}$ $L_{p3} = 0.208\text{nH}$	$s_R = 1.2\text{mm}, w_c = 1\text{mm}, l_6 = 0.65\text{mm}$ $w = 0.1\text{mm}, s_{p3} = 0.9\text{mm}, l_{p3} = 0.58\text{mm}$
$L_{s4} = 0.582\text{nH}$	$s_R = 1.2\text{mm}, w = 0.1\text{mm}, l_7 = 0.73\text{mm}$

**Tabla 2.5:** Valores del circuito en parámetros localizados de la sección LPF y los correspondientes valores de las dimensiones (en mm) de las correspondientes secciones del filtro.

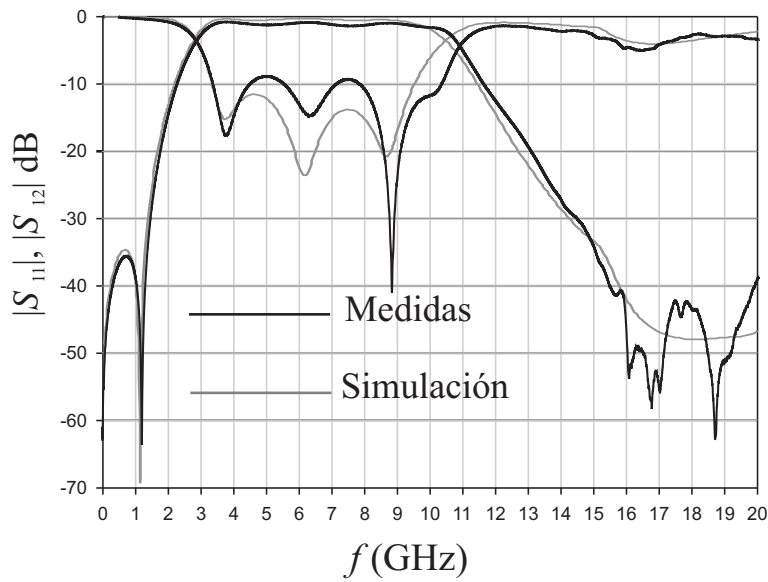
cia de corte  $f_{3\text{dB}} = 3.1$  GHz y un cero de transmisión a  $f_{\text{zero}} = 1$  GHz, a partir de las cuales, aplicando las ecuaciones (2.4)-(2.6), obtenemos los valores de diseño:  $\alpha = 0.042$ ,  $C_s = 0.947$  pF,  $L_p = 1.39$  nH y  $C_m = 0.0397$  pF, que corresponden a las siguientes dimensiones físicas (véase la Fig.2.15 (a)):  $w_{c1} = 16$  mm,  $l = 1.4$  mm,  $s_c = 0.1$  mm,  $s_R = 2$



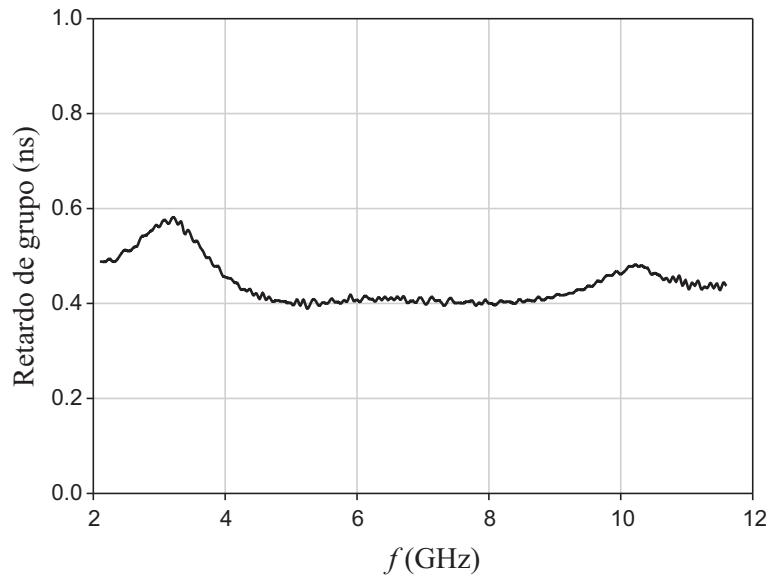
mm,  $l_{sR} = 3.3$  cm,  $w = 0.1$  mm,  $s = 1.1$  mm y  $l_t = 1.8$  mm. En la Fig. 2.17 mostramos las pérdidas de inserción del filtro SI-LPF (sección paso bajo) y de la sección paso alto por separado. Observe que la respuesta de esta última se deteriora por encima de los 14 GHz, frecuencia a partir de la cual los elementos de la sección empiezan a manifestar un comportamiento distribuido. Las respuestas simulada y medida del diseño final del filtro UWB cuando se conectan en cascada la sección paso alto y paso bajo se presentan en la Fig. 2.18. Comparando las Figs. 2.17 y 2.18, parece claro que la respuesta del filtro por debajo y por encima de la banda está controlada, respectivamente, por la sección paso alto y la sección paso bajo. El rechazo por encima de la banda es razonablemente bueno, aunque si se quisiera mejorar la selectividad del filtro bastaría con modificar el filtro SI-LPF de tal forma que los ceros de transmisión por encima de la banda se acercaran a la frecuencia de corte de la misma. En cualquier caso, el acierto del diseño queda avalado por la buena concordancia entre la medida y la simulación. Además, como puede comprobarse en la Fig. 2.19, el retardo de grupo que hemos medido es suficientemente plano en toda la banda para no distorsionar la señal filtrada.



**Figura 2.17:** Respuestas simuladas de la sección paso alto y la sección paso bajo diseñadas para el filtro UWB.



**Figura 2.18:** Respuesta simulada y medida del diseño definitivo del filtro UWB.



**Figura 2.19:** Retardo de grupo en la banda de paso del filtro UWB diseñado.

## 2.6. Conclusiones

En este capítulo se ha presentado una nueva estructura compacta para implementar filtros paso bajo con respuesta elíptica en tecnología planar. El diseño se basa en el uso de las dos caras del sustrato para implementar los diferentes componentes del filtro y con-

serva la simplicidad de los diseños de los filtros convencionales de salto de impedancia. Así, las impedancias de las secciones de alta impedancia que aproximan las autoinducciones en serie se incrementan gracias a la presencia de ranuras en el plano de masa. Por su parte, las secciones de baja impedancia se aproximan mediante condensadores de placas paralelas. La idea original es que el parche del condensador de la cara inferior del sustrato se conecta al plano de masa mediante secciones de guía de onda coplanar que actúan como autoinducciones en paralelo que proporcionan los ceros de transmisión propios de la respuesta elíptica. Estos tramos se disponen simétricamente, de forma que operan a la vez como puentes que cortan los posibles modos asociados a las ranuras que podrían deteriorar la respuesta del filtro. Las dimensiones físicas de los distintos tramos del filtro se han deducido de la expresión aproximada que relaciona la impedancia característica de una línea de transmisión eléctricamente corta con su autoinducción por unidad de longitud y de la ecuación para la capacidad de un condensador de placas paralelas. Como esta última expresión no tiene en cuenta los efectos de borde, las dimensiones del condensador son modificadas *a posteriori* con ayuda del simulador electromagnético siguiendo el criterio de hacer coincidir las frecuencias de los ceros de transmisión con las del diseño que proporciona el circuito en parámetros localizados. Aunque el tamaño de los nuevos diseños es significativamente menor que el de los filtros convencionales con respuesta *Chebyshev* e idénticas especificaciones en la banda de paso (el tamaño se reduce sobre un 30%), hemos introducido una variación en el diseño con el fin de hacer el filtro aún más compacto. Básicamente, esta variación consiste en sustituir los tramos rectos de alta impedancia con una conexión en cascada de anillos abiertos, cuyas dimensiones se calculan con el simulador. Con el nuevo diseño compacto hemos conseguido una reducción adicional de casi el 50% con respecto al tamaño de la versión anterior. Por último, se ha diseñado un filtro paso banda de banda muy ancha (3.1 GHz-10.6 GHz) conectando una sección paso bajo, implementada con la nueva estructura propuesta, que introduce ceros de transmisión en la zona de altas frecuencias y una sección paso alta, construida de forma similar usando ambas caras del sustrato y que introduce un nuevo cero de transmisión en la zona de bajas frecuencias, consiguiendo, de esta forma, un buen nivel de rechazo tanto por debajo como por encima de la banda de paso. Todos los diseños propuestos han sido fabricados y medidos y, en general, podemos calificar de muy bueno el acuerdo entre las respuestas medidas y simuladas.



## Capítulo 3

# Filtros compactos basados en resonadores acoplados

### 3.1. Introducción

En el diseño de filtros RF y microondas hemos de considerar un gran número de requerimientos que conciernen tanto a sus especificaciones eléctricas (frecuencias de operación, pérdidas de inserción de la banda pasante, nivel de rechazo fuera de la misma, etc.) como a lo relacionado con su coste, fiabilidad y tamaño (sobre todo si forman parte de la circuitería de terminales portátiles). Si el tamaño reducido del filtro no es un requisito esencial o si las frecuencias de operación son elevadas, es factible acudir a diseños basados en la utilización de secciones de líneas de transmisión resonantes o líneas de transmisión acopladas con longitudes eléctricas importantes (media o un cuarto de longitud de onda a la frecuencia central de operación en el caso de filtros paso banda o rechazo de banda, por ejemplo). Son ejemplos de este tipo de realizaciones los filtros estudiados en el capítulo 1 de esta memoria. Cuando esto no ocurre y el sistema en el que se va a implantar requiere estructuras compactas, se suele recurrir a diseños basados en el uso de resonadores acoplados de tamaño eléctrico pequeño. En el capítulo 11 del libro de Hong y Lancaster [56] puede encontrarse una amplia variedad de implementaciones de filtros en los que el objetivo de reducir el tamaño es el primordial.

Generalmente con el fin de obtener un buen nivel de rechazo fuera de la banda de paso, se tiende a implementar filtros elípticos a través del método de acoplos cruzados descrito en [56]. Sin embargo, el uso de dichos resonadores lleva consigo algunos incon-

venientes:

1. La realización de filtros elípticos no siempre es posible sino que depende en gran medida de la geometría del resonador.
2. Cuanto más pequeñas son las dimensiones del resonador, menor suele ser el acoplo máximo que se puede alcanzar y por consiguiente los anchos de banda de los filtros implementados con dichas elementos se reducen a valores muy pequeños.
3. Los filtros que se pueden obtener mediante el acoplamiento electromagnético de este tipo de resonadores poseen generalmente pérdidas de inserción elevadas si se compara con implementaciones distribuidas. Pese a ello, en algunas ocasiones la reducción de tamaño es más importante que el incremento del nivel de pérdidas.

En los últimos años, debido a la generalización del uso de sistemas inalámbricos portables, se han propuesto una gran cantidad de estructuras que aportan miniaturización y procuran que la degradación del comportamiento del filtro sea la menor posible. En nuestro trabajo de investigación no hemos querido dejar de hacer alguna aportación en esta línea. Por este motivo, otro de los objetivos de nuestro trabajo de Tesis Doctoral se centra en la búsqueda de diseños y arquitecturas novedosas que permitan reducir de forma significativa el tamaño de los filtros mejorando a su vez algunas características de soluciones propuestas por otros investigadores. Así, por ejemplo, estaríamos interesados a la vez que en reducir el tamaño del filtro, en mejorar el rechazo fuera de la banda de paso. Con tal fin, se han propuesto dos nuevos resonadores cuasi-localizados con niveles de pérdidas aceptables y se han desarrollado métodos de diseño para filtros basados en la utilización de dichos componentes que permiten, en parte, disminuir la limitación del ancho de banda. Estos métodos son igualmente válidos para cualquier tipo de filtro elaborado con partículas resonantes acopladas.

En concreto, el capítulo se estructura en dos grandes bloques; en el primero, centraremos la atención en el diseño de filtros elípticos con resonadores espirales; en este trabajo [116], hemos colaborado estrechamente con el CIMITEC (Centro de Investigación en Metamateriales para la Innovación en Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones) asociado a la Universidad Autónoma de Barcelona y dirigido por el Dr. Ferran Martín, a cuyos componentes agradecemos especialmente su generosidad al compartir algunas de las ideas y diseños que a continuación se exponen. El segundo bloque está dedicado al diseño de filtros basados en nuevos resonadores de salto de impedancia con plano de

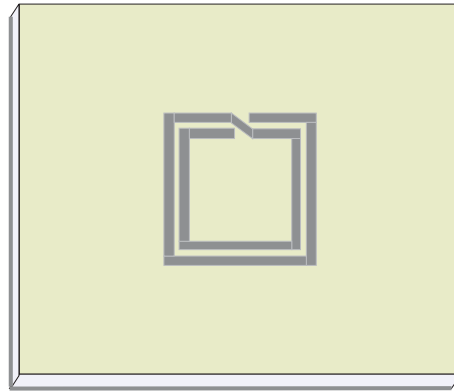
masa modificado, para los que estableceremos sencillos circuitos equivalentes que nos permitirán controlar de forma efectiva las frecuencias de resonancia y, en consecuencia, la frecuencia central de la banda de paso y la posición de las bandas espurias. Cerraremos el capítulo con un breve apartado de conclusiones.

### 3.2. Resonadores espirales con perturbación en el plano de masa

Los resonadores de anillo partido (*split rings resonators*, SRR, en inglés) propuestos por J.B. Pendry [117] fueron introducidos en la literatura científica como partículas metálicas capaces de inducir magnetismo artificial en estructuras formadas por una gran cantidad de estos elementos dispuestos en agrupaciones periódicas. En torno a la frecuencia de resonancia de tales partículas, el medio artificial compuesto por un gran número de ellas puede exhibir permeabilidad magnética efectiva negativa. La combinación de tales partículas con distribuciones periódicas de hilos metálicos, que proporcionan una permitividad efectiva negativa, da lugar a la primera implementación de un medio de índice de refracción negativo [118]. A partir de este trabajo, decenas, si no cientos, de investigadores, han desarrollado la teoría y las aplicaciones prácticas de lo que hoy en día se conoce como metamateriales (así se denominan a los medios artificiales que exhiben propiedades electromagnéticas exóticas y cuyo estudio ha venido siendo y sigue siendo un *hot topic* tanto en el campo de la óptica como en el de la ingeniería de microondas). La mayor parte de este trabajo se circunscribe a los campos de la óptica y la física del estado sólido teórica. Sin embargo, es fácil apreciar que tanto los SRR's como las diferentes topologías derivadas de ellos se comportan como resonadores electromagnéticos cuyo tamaño es mucho menor que la longitud de onda en el aire a la frecuencia de trabajo (la frecuencia de resonancia), por lo que su modelado con un circuito equivalente de elementos localizados es inmediato y su potencial en la síntesis de filtros de reducido tamaño obvio. La propiedad de los SRR's de ser susceptibles de un grado notable de miniaturización es la que los ha hecho especialmente interesantes en el campo del diseño de filtros compactos de microondas (y de otros dispositivos pasivos y activos). El modelado detallado de estos componentes como elementos de circuito y su interacción con líneas *microstrip* puede encontrarse, por ejemplo, en [119]. Estos elementos han sido utilizados en fines tan diversos como la supresión de las bandas espurias presentes en ciertos filtros de parámetros distribuidos [33], [98] o en el diseño de filtros compactos [120] y diplexores [121]. En [33] y [98] se consigue mejorar el rechazo de banda de filtros de líneas acopladas inhomogéneas

y de salto de impedancia, mediante el acoplo de varios resonadores, ya sea en tecnología *microstrip* (SRR) o su complementario en *guía de onda coplanar* (CSRR, *complementary split ring resonator*). Cada grupo de SRR's o CSRR's introduce una banda de rechazo en la respuesta final del filtro en torno a la frecuencia de resonancia de cada anillo individual. La banda de rechazo es, aproximadamente, la que corresponde a la estructura periódica formada por un número infinito de anillos acoplados. Por ello, si se hacen coincidir estas bandas con las posiciones de las bandas que se desea eliminar, lograremos el efecto deseado. Y esto es así sin afectar apreciablemente a la banda de paso principal del filtro. Gracias al reducido tamaño de estos elementos, es posible distribuir varios grupos a lo largo del filtro y eliminar varias bandas indeseadas. En trabajos posteriores [120, 121], se utilizan los resonadores compactos de Pendry y derivados en combinación con otros elementos, como stubs o *gaps* en serie, para la síntesis de filtros paso banda y diplexores. En estos diseños los resonadores SRR no se usan como elementos adicionales para eliminar bandas espurias, sino que forman parte del diseño, inspirado en la teoría de *metalíneas de transmisión* (versión unidimensional de un metamaterial 3D). Para hacerse una idea de lo que significa hoy en día esta nueva filosofía de diseño, se recomienda la lectura de [122], donde se puede encontrar una amplia bibliografía sobre el tema. La primera propuesta que se presenta en este capítulo, encaminada a la realización de filtros compactos, consiste en implementar resonadores cuya geometría se asemeje a una espiral de dos vueltas, como el que se muestra en la Fig. 3.1 y al que de ahora en adelante denominaremos SR (*spiral resonator*). Este resonador posee un tamaño eléctrico muy reducido, incluso si se compara con los SRR's originales. Debido al pequeño tamaño, la radiación es mínima y las pérdidas de inserción son, en su mayor parte, de origen óhmico o por desadaptación. Si se desea reducir las pérdidas en una aplicación en la que éstas sean críticas, conviene incrementar la anchura de las pistas conductoras con las que se fabrica el resonador o usar sustratos de espesor más grande. Otra posibilidad, en caso de usar estos diseños en aplicaciones que justifiquen el uso de criogenia – como puede ser el caso de filtros que forman parte de sistemas de detección y amplificación de bajo ruido para aplicaciones en radioastronomía –, es usar superconductores de alta temperatura (HTSC) en lugar de pistas de cobre (existe una extensa bibliografía sobre el uso de superconductores de alta temperatura en estas aplicaciones, destacando los trabajos de Frederick Huang y Michael J. Lancaster, como pueden ser [15, 123, 124] entre otros muchos). Uno de los inconvenientes más importante que podría presentar esta partícula a la hora de diseñar filtros elípticos, es la ausencia de acoplos eléctrico y magnético propiamente dichos. General-





**Figura 3.1:** Geometría del resonador espiral uniplanar propuesto (vista superior).

mente, las interacciones entre resonadores de geometrías complejas son de naturaleza mixta, es decir, que independientemente de la orientación que posean las partículas, el campo eléctrico y el magnético intervienen por igual en el valor del factor de acoplo. Sin embargo, veremos más adelante cómo pese a ello, en determinadas ocasiones, podemos otorgar signo positivo o negativo a dicho coeficiente, lo que nos va a permitir elaborar filtros de acoplos cruzados.

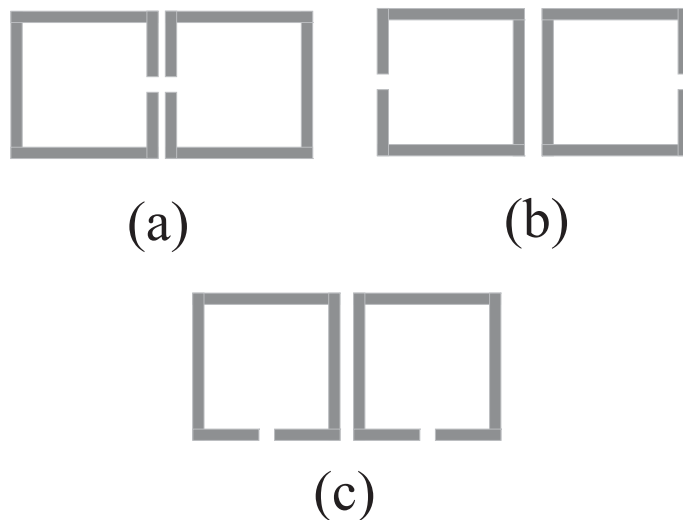
### 3.2.1. Identificación del acoplo eléctrico y magnético

Uno de los pasos esenciales en el diseño de filtros elípticos consiste en determinar el tipo y nivel de acoplo existente entre los resonadores que intervienen en el mismo. Cuando dos resonadores exactamente iguales situados a una pequeña distancia el uno del otro son excitados, la frecuencia de resonancia de cada resonador se ve afectada por la presencia del otro, dando como resultado el desdoblamiento de las mencionadas frecuencias en torno al valor que poseerían si los resonadores estuviesen aislados. Dicho comportamiento se puede comprender partiendo de un estudio modal en el que el plano de simetría situado entre los resonadores, se comportase como una pared eléctrica o como una pared magnética. Así pues, denominando  $f_2$  al valor de la frecuencia de resonancia más alta del sistema de resonadores acoplados y  $f_1$  al la más baja, podemos determinar la magnitud de los coeficientes de acoplo a partir de la expresión [56]:

$$M_{i,j} = \pm \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \quad (3.1)$$

No obstante, la naturaleza de los acoplos se encuentra directamente relacionada con el signo de los coeficientes de la matriz de acoplo que se deduce de las especificaciones

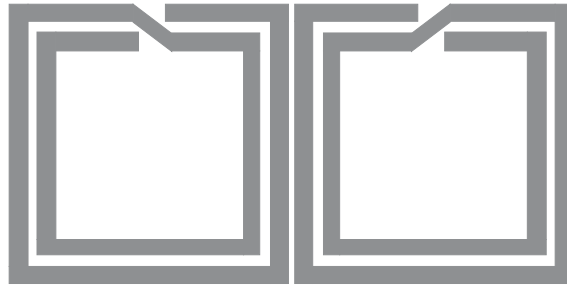
del filtro. Así, para una configuración compuesta por dos resonadores simétricamente dispuestos, si el acoplo es debido al campo eléctrico ( $M_{i,j} < 0$ ), la frecuencia de resonancia correspondiente al modo de oscilación en el que el plano de simetría se comporta como una pared eléctrica es menor que la de un sólo resonador aislado (sin interacciones). Del mismo modo, si el acoplo es generado por la interacción del campo magnético ( $M_{i,j} > 0$ ), la frecuencia de resonancia que queda por debajo de la del resonador aislado será aquella en la que el plano de simetría se comporta como una pared magnética. Ambos casos son fácilmente identificables cuando se trata de geometrías simples como los resonadores de bucle abierto (*open loop resonators*) descritos por Hong y Lancaster en [125]. En la figura 3.2, se muestran dichos resonadores en las diferentes disposiciones espaciales que dan lugar los distintos tipos de acoplos. El problema aparece cuando en-



**Figura 3.2:** Disposición del resonador propuesto por Hong y Lancaster [125] (*open loop resonator*) para los diferentes tipos de acoplo: (a) acoplo eléctrico, (b) acoplo magnético y (c) acoplo mixto.

tran en juego geometrías complejas como las que se proponen a lo largo de este capítulo (Fig. 3.1, por ejemplo). Cuando dos resonadores de estas características se encuentran en estrecha proximidad (Fig. 3.3) y son excitados, el acoplo generado entre ambos se debe tanto a la interacción del campo eléctrico como a la del campo magnético y por consiguiente su naturaleza es siempre mixta. No obstante, dependiendo de la orientación y de la distancia existente entre los resonadores, las contribuciones eléctrica y magnética tienden a sumarse o a anularse mutuamente, en cuyo caso, será la interacción de mayor peso

en el factor de acoplo la que determinará el signo del mismo. El principal inconveniente surge ante la dificultad de identificar la parte dominante de dicho coeficiente; la forma de actuar hasta el momento se basaba en la comparación de las fases de las pérdidas de inserción cuando los resonadores son excitados de forma simétrica [125]. Sin embargo,

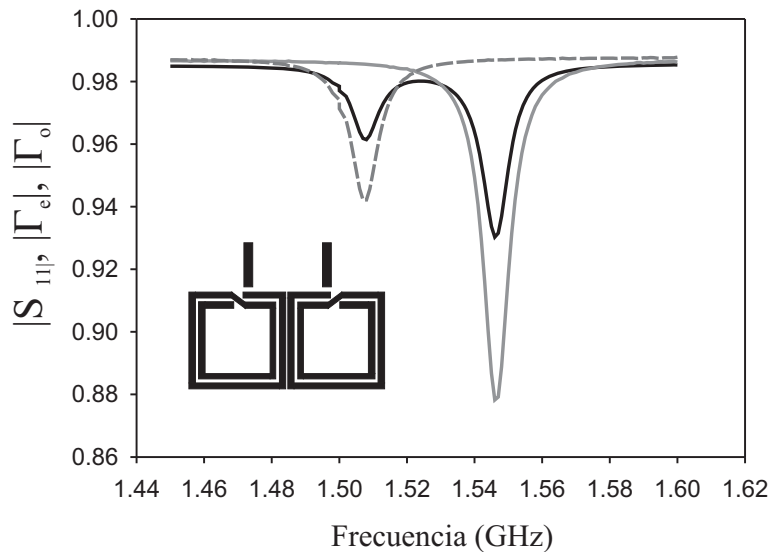


**Figura 3.3:** Pareja de resonadores espirales propuestos en este trabajo en una de las posibles configuraciones acopladas.

en esta Memoria se propone un nuevo método capaz de determinar el signo que poseerá el acoplo a través del cálculo del coeficiente de reflexión de las resonancias par e impar (que son las resonancias que se obtienen al excitar el sistema de resonadores acoplados con líneas microstrip de forma simétrica y antisimétrica). En la Fig. 3.4 se representa la magnitud del parámetro de scattering  $S_{11}$  del par de resonadores de la figura 3.3 acoplados a sendas líneas microstrip de idéntica geometría y simétricamente dispuestas. En esta gráfica, obtenida usando el simulador electromagnético comercial *Ensemble* [61], podemos observar dos frecuencias de resonancia relativamente próximas. A partir de  $S_{11}$  y de  $S_{12}$  podemos obtener los coeficientes de reflexión correspondientes a una excitación simultánea a través de los dos puertos microstrip en fase (excitación par,  $\Gamma_e$ ) y en oposición de fase (excitación impar,  $\Gamma_o$ ):

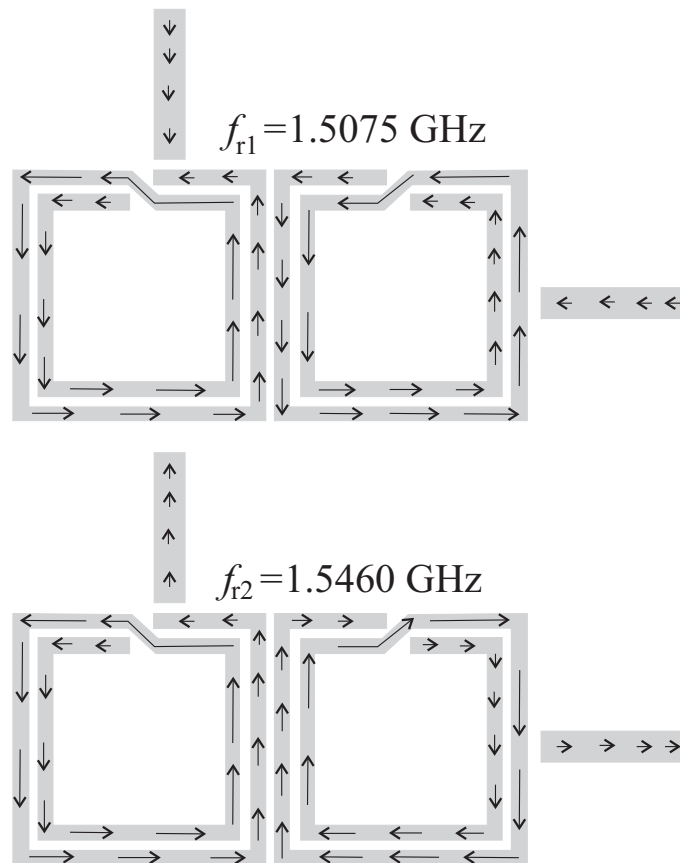
$$\Gamma_e = S_{11} + S_{21} \quad ; \quad \Gamma_o = S_{11} - S_{21}$$

La representación gráfica de  $|\Gamma_e|$  y de  $|\Gamma_o|$  como funciones de la frecuencia conduce a la identificación de la naturaleza de las frecuencias de resonancias y por ende a la del signo de los acoplos. Puede observarse en la Fig. 3.4 que la frecuencia de resonancia menor está asociada a la configuración de excitación impar y por tanto, el signo del coeficiente de acoplo es negativo, coincidiendo con el que se asigna al acoplo eléctrico. Los resultados obtenidos pueden ser comprobado mediante la representación de las corrientes eléctricas en la estructura a las frecuencias de resonancia, como se muestra en la Fig. 3.5. Ahora,



**Figura 3.4:** Representación de  $|S_{11}|$  para un par de resonadores acoplados excitados por líneas microstrip a la entrada y a la salida. Junto a este parámetro se representan los módulos de los coeficientes de reflexión para excitación par ( $|\Gamma_e|$ , curva continua gris) e impar ( $|\Gamma_o|$ , curva a trazos gris) cuando domina la interacción eléctrica.

es el sentido de dichas corrientes lo que da idea de la naturaleza de los campos que interaccionan a la frecuencia de resonancia. Para este tipo de análisis, la alimentación de los resonadores debe hacerse de forma suficientemente asimétrica como para que ambos modos de oscilación (par e impar) se puedan excitar. En nuestro caso hemos optado por excitar el par resonadores con señales de la misma amplitud y fase, pero usando una disposición de las líneas de ataque marcadamente asimétrica, como se muestra en la Fig. 3.5. También se puede mantener la simetría de las líneas de ataque y usar una excitación asimétrica (amplitudes y/o fases distintas en los puertos de excitación). El hecho de que las líneas de alimentación no estén acopladas de forma simétrica no influye negativamente sobre los resultados del análisis dado que éstas están débilmente acopladas al par de resonadores. Si se incrementa la distancia existente entre estos resonadores de forma apropiada y manteniendo la misma orientación, se puede dar la situación inversa. Es decir, que la frecuencia de resonancia menor esté asociada a la oscilación asociada a la excitación par y por tanto el signo del coeficiente de acoplo sea positivo concordando con el que se asigna al acoplo magnético (Fig. 3.6). Este fenómeno se debe a que a distancias no muy lejanas la interacción dominante es la generada por el campo eléctrico; sin embargo, ésta decae con la distancia más rápidamente que la interacción magnética, por lo

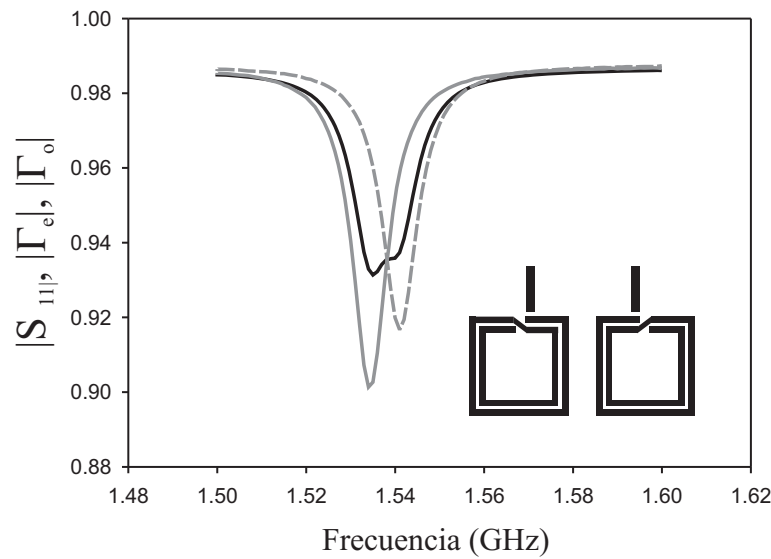


**Figura 3.5:** Representación cualitativa de las corrientes presentes en las tiras conductoras que componen el par de resonadores a las frecuencias de resonancia. A la frecuencia  $f_{r1}$ , el plano de simetría se comporta como una pared eléctrica (modo impar), mientras que a la frecuencia  $f_{r2}$  se comporta como una pared magnética (modo par). Esto se deduce del sentido de las corrientes en los dos resonadores.

cual, a medida que se alejan los resonadores, la parte magnética del coeficiente de acoplo va siendo mayor respecto a la eléctrica, hasta que llega un momento en el que ésta última pasa a ser dominante.

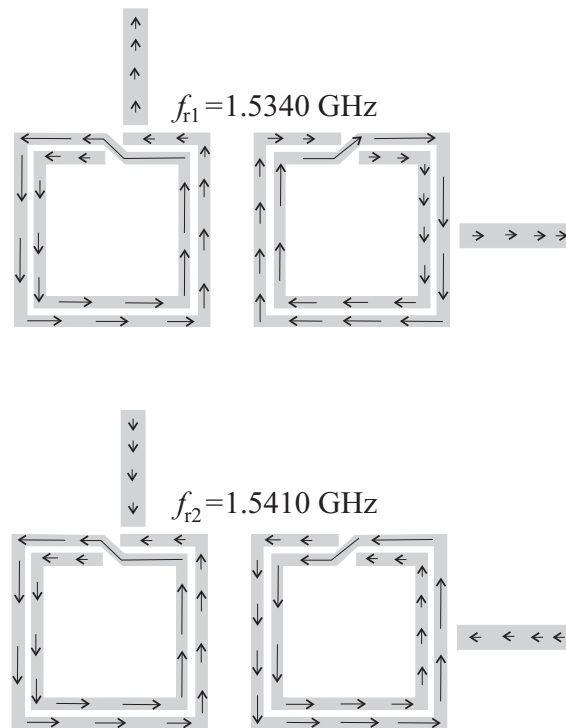
### 3.2.2. Mejora del control del acoplo eléctrico y magnético

El coeficiente de acoplo puede entenderse como una estimación numérica del nivel relativo de intercambio de potencia puesto en juego entre resonadores. El cociente entre la energía de interacción y la energía total almacenada en cada resonador por separado es una magnitud que tiende a hacerse más pequeña cuanto menor es el tamaño de cada



**Figura 3.6:** Representación de  $|S_{11}|$  para un par de resonadores espirales acoplados junto a los coeficientes de reflexión para excitación par ( $|\Gamma_e|$ , curva continua gris) e impar ( $|\Gamma_o|$ , curva a trazos gris), cuando domina la interacción magnética.

resonador individual. Como el desdoblamiento de la frecuencia de resonancia se hace menos perceptible cuando el coeficiente de acoplamiento es más pequeño, ocurre que los anchos de banda de los filtros paso banda que se pueden hacer mediante acoplamiento de resonadores son muy pequeños en términos porcentuales. En la tecnología *microstrip* los campos electromagnéticos están fuertemente confinados en las proximidades de los resonadores individuales debido a la presencia del plano de masa. La parte del campo que puede considerarse de interacción entre resonadores puede reforzarse, por tanto, si se elimina parte de ese plano en lugares estratégicos. De hecho, un modo eficaz de incrementar la energía de interacción entre los resonadores consiste en incorporar ranuras bajo determinadas zonas como, por ejemplo, las regiones enfrentadas de los resonadores en cuestión (véase la Fig. 3.8). Para comprobar este efecto, en la Fig. 3.9 se han representado el valor de las pérdidas de inserción,  $S_{11}$  (en dB), de dos SRs en ausencia de ranura en el plano de masa y con la presencia de dos ranuras simétricas. pudiéndose observar que las frecuencias de resonancia se encuentran más alejadas una de la otra en este segundo caso. Esto quiere decir que el valor del factor de acoplo que se obtiene es mayor. Además, este coeficiente incrementa su valor a medida que aumenta el tamaño de las ranuras, lo que nos proporciona cierto control sobre el acoplo. Sin embargo, la presencia de defectos en el plano de masa no es un hecho exclusivamente ventajoso para el diseño, dado que

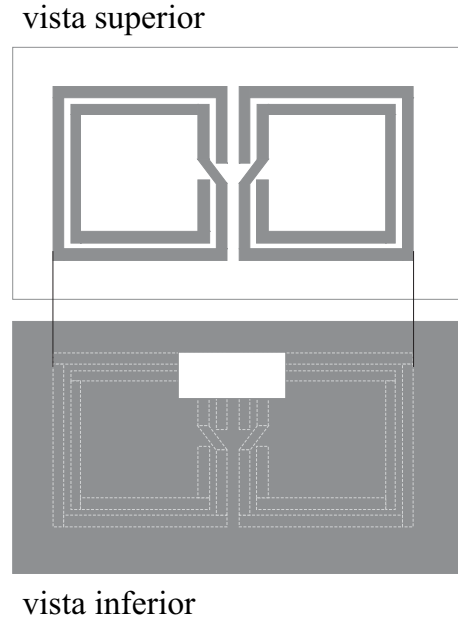


**Figura 3.7:** Representación cualitativa de las corrientes presentes en los strips que componen el par de resonadores a las frecuencias de resonancias. Como se puede observar, a la frecuencia  $f_{r1}$  el plano de simetría se comporta como una pared magnética (modo par), mientras que a  $f_{r2}$ , se comporta como una pared eléctrica (modo impar).

los mismos causan perturbaciones sobre las corrientes superficiales que se traducen en un pequeño desplazamiento de la frecuencia central de la banda de paso. Este desplazamiento tiene que ser corregido *a posteriori* mediante la rectificación de algunas de las dimensiones de los resonadores en un proceso de optimización.

### 3.2.3. Ejemplo de diseño: filtros elípticos

Con el fin de ilustrar el uso de los resonadores espirales y comprobar la reducción de tamaño conseguida con la utilización de los mismos, se han diseñado tres filtros elípticos con dos ceros de transmisión a frecuencias finitas, simétricamente dispuestos en torno a la banda de paso, siguiendo la metodología propuesta en el capítulo 10 de [56]. En la Fig. 3.10 (a) se muestra la estructura general de acoplo de una estructura de este tipo, donde los puntos representan a los resonadores, los parámetros  $M_{i,j}$  son los factores de



**Figura 3.8:** Vistas de la cara superior e inferior del sustrato sobre el que se ha implementado un par de resonadores SR acoplados. La ranura del plano de masa permite aumentar el valor del coeficiente de acoplo de las partículas al estar localizada bajo las zonas enfrentadas.

acoplo entre los mismos, y  $Q_{ei}$  y  $Q_{oi}$  son, respectivamente, los factores de calidad de los resonadores cargados con las líneas de alimentación a la entrada y a la salida del filtro. En la Fig. 3.10 (b) se ha representado el circuito prototipo paso de baja normalizado propuesto por Levy [126] apropiado para el diseño de este tipo de filtros. Los valores de los coeficientes  $g_i$  y las impedancias características de los inversores,  $J_i$  de dicho circuito han sido tabulados para filtros de distinto orden  $N$  en [127] en función de la posición relativa de los ceros de transmisión, determinada por el parámetro  $\Omega_a$ . A partir de estos valores, y del ancho de banda relativo del filtro,  $\Delta$ , los coeficientes de acoplo  $M_i$ , y los factores de calidad  $Q_{ei}$  y  $Q_{oi}$  pueden extraerse a partir de las ecuaciones [56]:

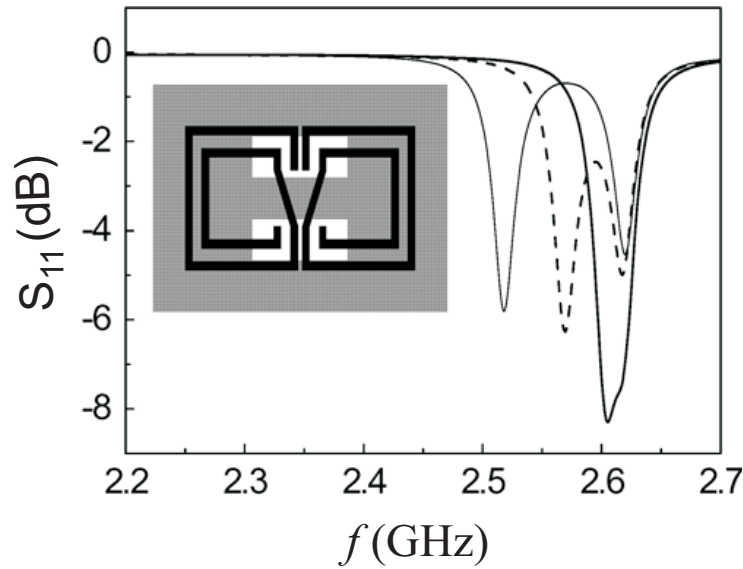
$$Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_1}{\Delta} \quad (3.2)$$

$$M_{i,i+1} = M_{N-i,N-i+1} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \text{para } i = 1, m - 1 \quad (3.3)$$

$$M_{m,m+1} = \frac{\Delta J_m}{g_m} \quad (3.4)$$

$$M_{m-1,m+2} = \frac{\Delta J_{m-1}}{g_{m-1}} \quad (3.5)$$





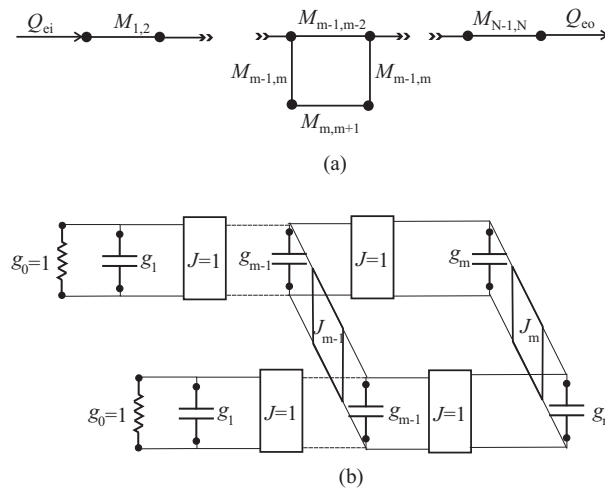
**Figura 3.9:** Representación del  $S_{11}$  (en dB) de dos resonadores acoplados, tipo SR y con dimensiones idénticas. Obsérvese que el desdoblamiento de las frecuencias de resonancias en el caso en que el plano de masa permanece intacto es prácticamente despreciable (curva negra); sin embargo, cuando se practica una ranura entre los resonadores, el desdoblamiento se aprecia notablemente, lo que implica un incremento del valor del coeficiente de acoplo (curva a trazos). Si en vez de introducir una ranura implementamos dos de forma simétrica tal y como se muestra en la gráfica, los niveles de acoplo crecen aún más (curva gris).

Por su parte, las dos frecuencias que corresponden a los ceros de transmisión del filtro en función de la frecuencia central de la banda de paso,  $f_0$ , el ancho de banda,  $\Delta$  y el parámetro  $\Omega_a$  verifican que:

$$f_1 = f_0 \frac{-\Omega_a \Delta + \sqrt{(\Omega_a \Delta)^2 + 4}}{2} \quad (3.6)$$

$$f_2 = f_0 \frac{\Omega_a \Delta + \sqrt{(\Omega_a \Delta)^2 + 4}}{2} \quad (3.7)$$

El proceso de diseño empieza siempre ajustando las dimensiones de los resonadores para que su primera frecuencia de resonancia coincida con la frecuencia central de la banda de paso marcada por las especificaciones del filtro. Dado que se trata de una partícula compacta, el perímetro del resonador es inferior a  $\lambda/2$  a la frecuencia de resonancia. La anchura de las líneas *microstrip* que componen la partícula se puede elegir libremente. En

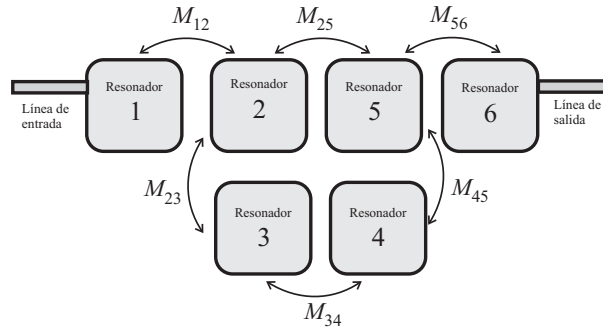


**Figura 3.10:** (a) Estructura genérica de un filtro paso de banda basado en resonadores acoplados con un par de ceros de transmisión a frecuencias finitas. (b) Prototipo de circuito paso bajo útil para este tipo de diseños.

la práctica existe una restricción relacionada con el nivel de pérdidas aceptable en la banda de paso del filtro. Teniendo en cuenta que las pérdidas se deben casi exclusivamente a la resistencia que presenta el material al paso de las corrientes, es aconsejable que las líneas posean una anchura superior a 0.4 mm, independientemente de la aplicación para la cual se diseña el filtro. La restricción tecnológica asociada a la anchura mínima de pista conductora que se puede conseguir con nuestro proceso de fabricación queda bastante por debajo de este requisito.

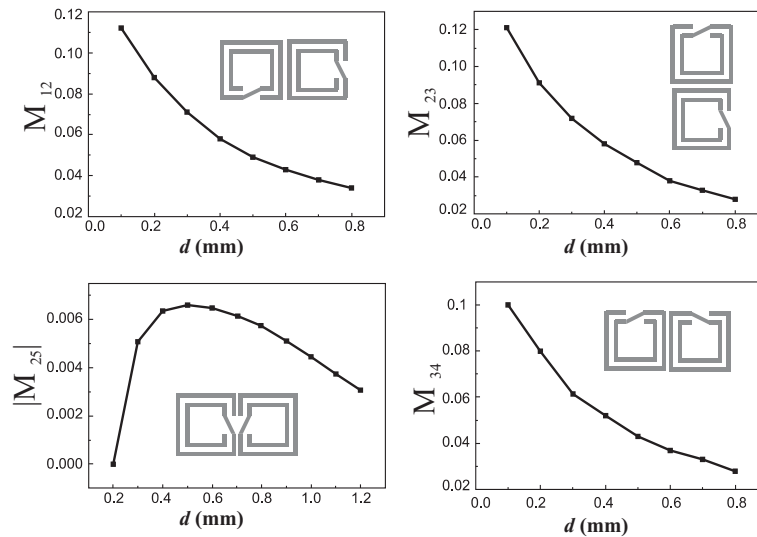
### Filtro $\mathcal{A}$

Las especificaciones de este primer diseño son: orden del filtro,  $N = 6$ , ancho de banda  $\Delta = 10\%$ , frecuencia central de la banda de paso  $f_0 = 2.4$  GHz, y parámetro  $\Omega_a = 1.2$  (ceros de transmisión en  $f_1 = 2.24$  GHz y  $f_2 = 2.56$  GHz). El objetivo principal para el que se ha propuesto la nueva geometría es el desarrollo de filtros compactos en los que tanto el tamaño de los resonadores que lo componen como las distancias que hay entre ellos sean lo más pequeño posible. En primer lugar nos hemos propuesto comprobar la reducción de tamaño que se consigue al usar SR's (sin modificaciones en el plano de masa) frente a otro tipo de resonadores, para lo que se han diseñado tres implementaciones del filtro  $\mathcal{A}$  basadas en *open loops*, SRR's y los mencionados SR's. Por simplicidad hemos considerado en estos diseños conductores ideales. Las tiras conductoras de todos los re-



**Figura 3.11:** Esquema del diseño de un filtro de orden  $N = 6$  con dos ceros de transmisión a frecuencias finitas. Se verifica que  $M_{1,2} = M_{5,6}$  y  $M_{2,3} = M_{4,5}$ .

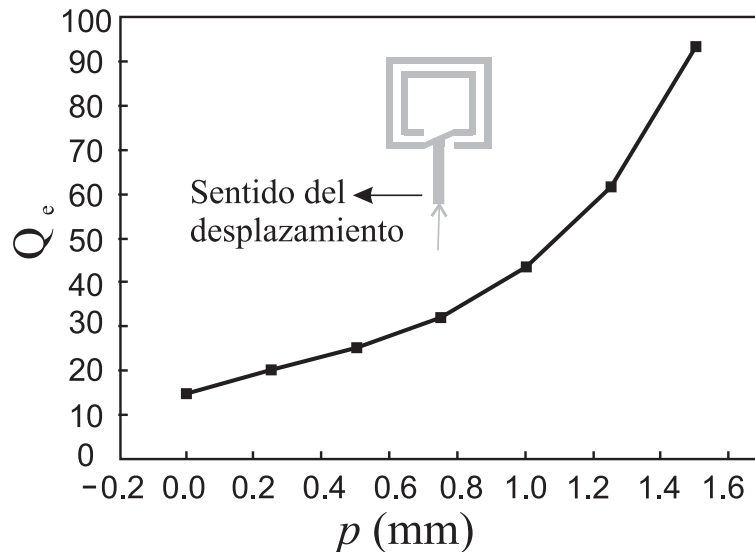
sonadores se han tomado de la misma anchura. El sustrato utilizado tiene permitividad  $\epsilon_r = 10.2$  y espesor  $h = 1.27$  mm. El esquema común de los tres diseños se ha representado en la Fig. 3.11. De las especificaciones del filtro se han obtenido los siguientes valores para los coeficientes de acoplamiento entre los resonadores adyacentes y los factores de calidad de los resonadores de entrada y salida:  $Q_{ei} = Q_{eo} = Q_e = 11.325$ ,  $M_{1,2} = 0.0734$ ,  $M_{2,3} = 0.04752$ ,  $M_{3,4} = 0.0711$  y  $M_{2,5} = -0.02431$ . Para cada tipo de resonador hemos cal-



**Figura 3.12:** Coeficientes de acoplamiento frente a la distancia entre resonadores para distintas orientaciones de los mismos.

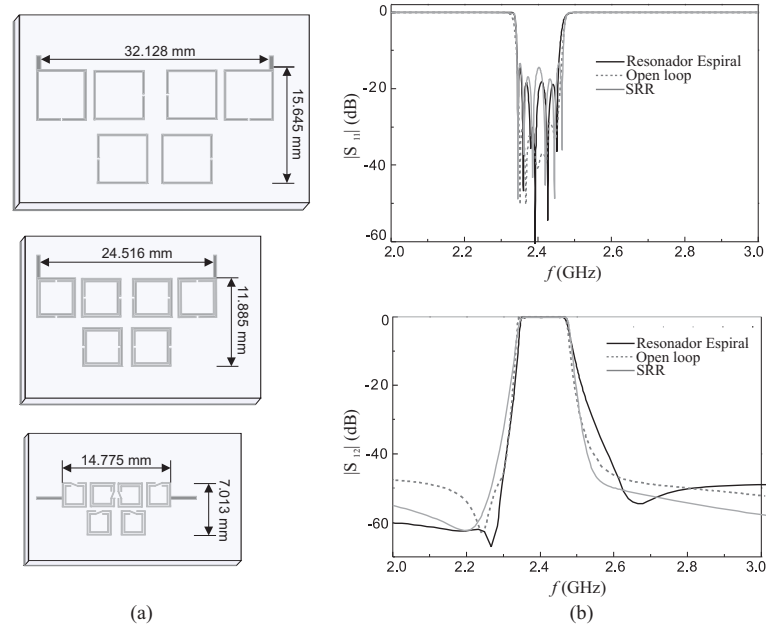
culado los coeficientes de acoplamiento frente a la distancia entre resonadores (para distintas orientaciones) mediante la expresión (3.1) utilizando el simulador *ADS Momentum* [128]

para obtener las dos frecuencias de resonancia en las que se desdobra la frecuencia de resonancia de un resonador aislado cuando se acopla a otro idéntico. Como ejemplo, en la Fig. 3.12 se muestran los obtenidos para el caso del diseño del filtro basado en SR's. El factor de calidad externo en función de la posición de la línea de alimentación en los resonadores de entrada y salida se representa en la Fig. 3.13. Conocidos los valores de  $M_{ij}$



**Figura 3.13:** Valor del factor de calidad de los resonadores de entrada y salida en función de la posición de la línea de alimentación de  $50 \Omega$ . En la figura se representa la posición  $p = 0$ .

y  $Q_e$ , de las Figs. 3.12 y 3.13 obtenemos las distancias relativas entre los resonadores adecuadas para nuestro diseño. El proceso culmina con una optimización de estas distancias realizado con el simulador electromagnético. En la Fig. 3.14 (a) se observa la progresiva reducción del tamaño del filtro al usar *open loops*, SRR's y SR's. En concreto, se ha alcanzado una reducción de aproximadamente un factor 2 cuando se usan SR's en vez de SRR's, lo cual es bastante congruente con el hecho de que para el mismo perímetro externo, anchura de las tiras y separación entre las mismas, la frecuencia de resonancia de un SR es aproximadamente la mitad que la del correspondiente SRR [129]. En la Fig. 3.14 (b) se muestran las respuestas simuladas de los filtros representados en la Fig. 3.14 (a) que, recordemos, han sido obtenidas suponiendo conductores ideales. De las tres implementaciones, se ha fabricado y medido aquella correspondiente al diseño basado en SR's. Las respuestas medida y simulada del filtro (ya con las pérdidas asociadas a los conductores reales) se han representado en la Fig. 3.15. Como podemos observar, el  $|S_{11}|$  se encuentra

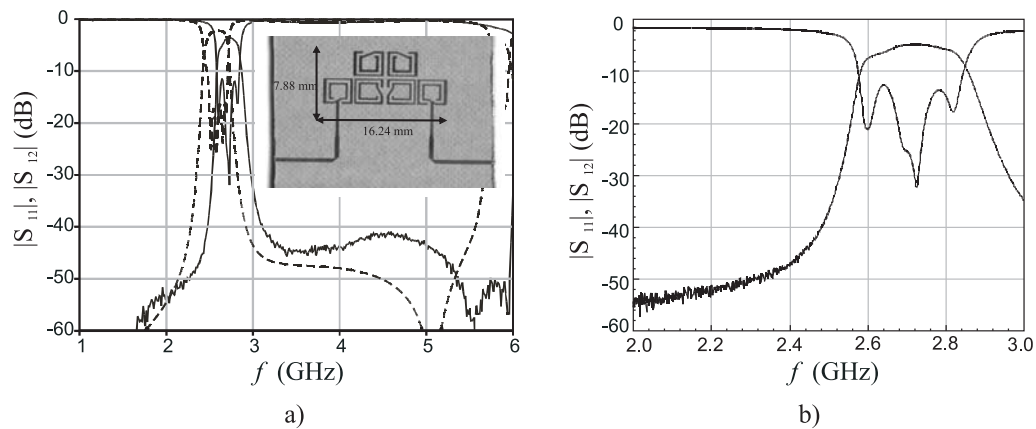


**Figura 3.14:** (a) Comparación del tamaño del área ocupada por los tres diseños con distintos tipos de resonadores con las especificaciones del filtro  $\mathcal{A}$ . (b) Respuesta simulada de los filtros.

por debajo de los -12 dB, mientras que las pérdidas de inserción en la banda de paso están en torno a los -2.9 dB. Asimismo, se pone de manifiesto el buen nivel de rechazo (en torno a -40 dB) que presenta la respuesta del filtro para frecuencias inferiores a 6 GHz. Es de resaltar el reducido tamaño del filtro diseñado, aproximadamente  $1.27 \text{ cm}^2$ . El pequeño desplazamiento entre la banda de paso simulada y medida se atribuye a las posibles pequeñas discrepancias entre el diseño y el circuito fabricado a causa de las tolerancias del proceso de fabricación y la permitividad del sustrato utilizado.

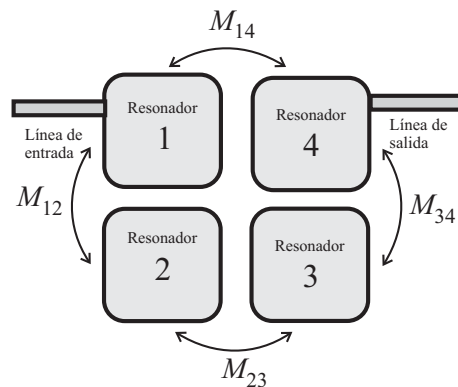
### Filtro $\mathcal{B}$

Anteriormente hemos comprobado que podemos relajar las limitaciones del ancho de banda de los filtros implementados con resonadores acoplados mediante ranuras estratégicamente colocadas en el plano de masa, que pueden incrementar apreciablemente el acoplo entre los resonadores. Se ha utilizado esta técnica para diseñar el filtro  $\mathcal{B}$ , con las siguientes especificaciones: orden,  $N = 4$ , frecuencia central de la banda de paso,  $f_0 = 2.8 \text{ GHz}$ , ancho de banda  $\Delta = 5.5 \%$  y  $\Omega_a = 1.8$ . El sustrato utilizado tiene permitividad relativa  $\epsilon_r = 10.2$  y espesor  $h = 0.635 \text{ mm}$ . Los valores de los coeficientes de acoplo



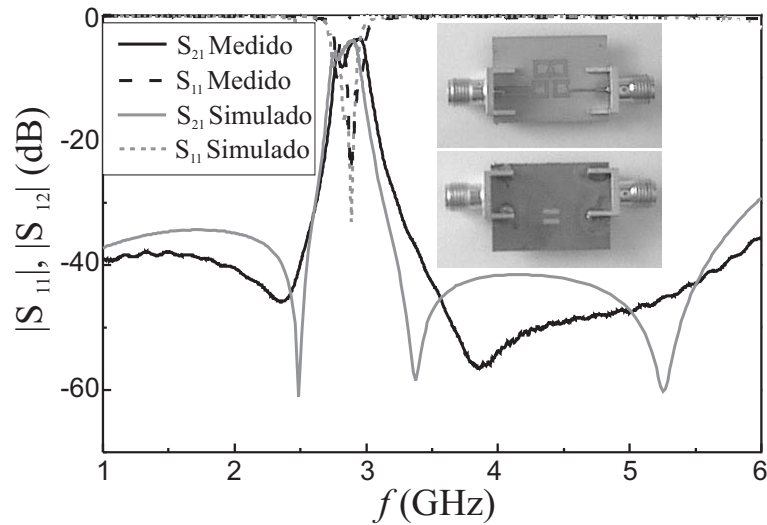
**Figura 3.15:** (a) Respuesta simulada y medida del filtro elíptico compacto basado en SR's con las especificaciones del filtro  $\mathcal{A}$ . (b) Detalle de la medida entorno a la banda de paso.

para estas especificaciones resultan ser (véase el esquema de la Fig. 3.16):  $M_{12} = 0.047$ ,  $M_{13} = 0.043$  y  $M_{14} = -0.012$ , y el factor de calidad externo de los resonadores de entrada y salida,  $Q_e = 17.44$ . El tamaño total del filtro diseñado que cumple las especificaciones



**Figura 3.16:** Esquema del diseño de un filtro de orden  $N = 4$  con dos ceros de transmisión a frecuencias finitas. Se verifica que  $M_{1,2} = M_{3,4}$ .

señaladas, es  $7.98 \times 7.5 \text{ mm}^2$ . Es importante señalar que sin las mencionadas ventanas la implementación del filtro no habría sido posible ya que el valor del coeficiente de acoplo  $M_{1,4}$  que se obtiene entre los resonadores (sin ranura en el plano de masa) orientados para conseguir acoplo eléctrico (corresponde a la de la Fig. 3.9 es insuficiente para las especificaciones señaladas. En la Fig. 3.17 se representan las respuestas medida y simulada del filtro, observándose un buen acuerdo entre ellas.



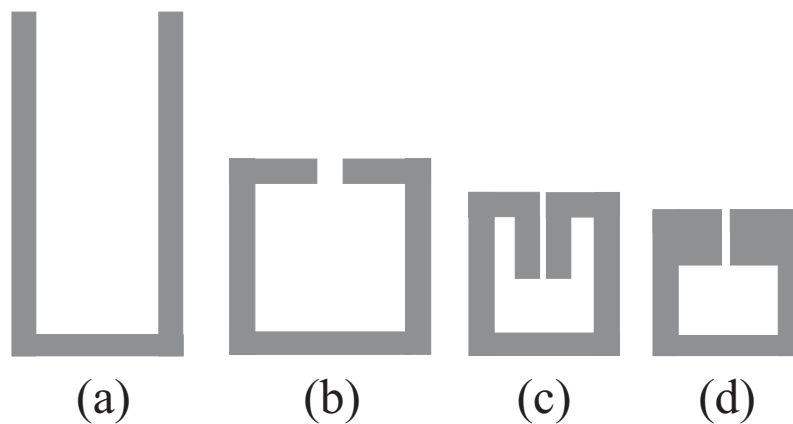
**Figura 3.17:** Respuesta simulada y medida del filtro elíptico compacto basado en SR's con ventanas en el plano de masa con las especificaciones del filtro  $\mathcal{B}$ .

### 3.3. Resonador de salto de impedancia con plano de masa modificado

Evidentemente, la utilización del SR *spiral resonator* contribuye a la reducción del tamaño de los filtros permitiendo elaborar diseños más compactos que los que suelen aparecer en la bibliografía actual. Aunque existen modelos cuasiestáticos que nos permiten predecir con bastante exactitud la primera frecuencia de resonancia de los SR's [129], la complejidad de la partícula hace difícil establecer modelos de la misma que, utilizando líneas de transmisión, permitan predecir su comportamiento más allá de la primera frecuencia de resonancia si no es con ayuda del simulador electromagnético. Precisamente, dedicaremos el segundo bloque de este capítulo al estudio de una nueva partícula, una versión modificada de los resonadores de salto de impedancia plegados (FSIR, *folded stepped-impedance resonator*) [130] que, además de ser eléctricamente pequeños (y, por tanto, como lo SR's pueden ser usados también para construir filtros muy compactos) admiten sencillos modelos en líneas de transmisión que nos permiten predecir y controlar su comportamiento por encima de la primera resonancia.

Este tipo de resonadores puede considerarse el resultado de la evolución en la búsqueda de miniaturización de un resonador convencional consistente en un tramo de línea *microstrip* de media longitud de onda. Hemos esquematizado esta evolución conceptual

en la Fig. 3.18.



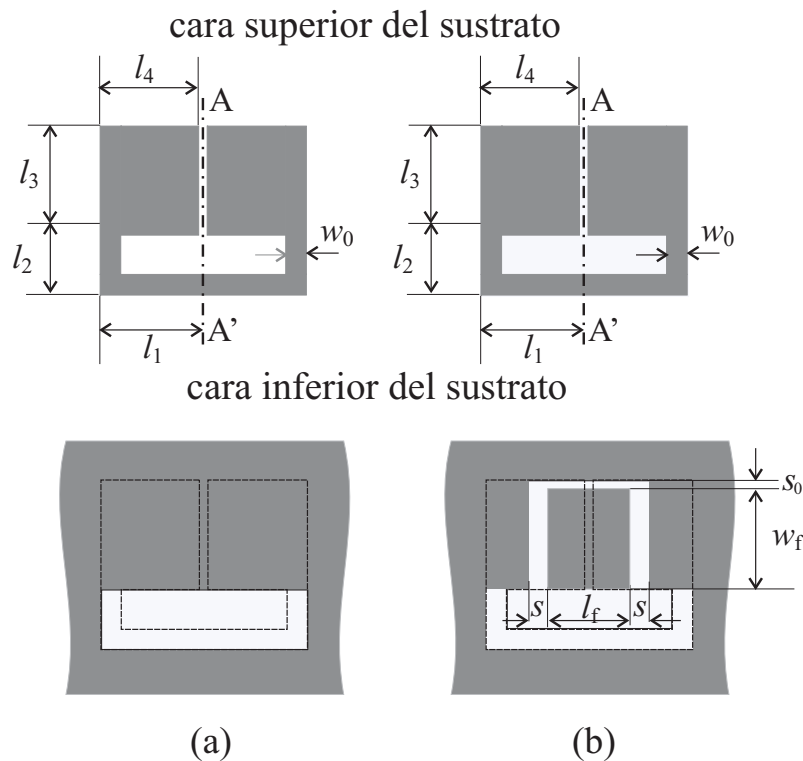
**Figura 3.18:** Evolución conceptual en busca de la reducción de tamaño de un resonador  $\lambda/2$ : (a) resonador *hairpin* convencional; (b) resonador *square open-loop*; (c) resonador *hairpin* compacto (plegado); (d) resonador del tipo *folded stepped impedance* (FSIR).

A la vista del esquema anterior, podemos observar cómo las dimensiones de los resonadores, para una misma frecuencia de resonancia, han sido reducidas progresivamente realizando determinados cambios en su geometría. Así, partimos del resonador *hairpin* (Fig. 3.18 (a)) propuesto en [131], en el que a pesar de que el tamaño longitudinal de la tira *microstrip* que lo compone corresponde al de media longitud de onda a la frecuencia de interés, ocupa un área menor que las secciones rectas de un filtro convencional de líneas acopladas [5]. Una forma de incrementar el grado de compacidad es usar resonadores cuadrados en bucle abierto (*open loops*), como los de la Fig. 3.18 (b), pero ya hemos visto en la sección anterior que los filtros basados en este tipo de resonadores, aún siendo más compactos que los filtros de líneas acopladas, son todavía demasiado grandes para aplicaciones a frecuencias de pocos GHz, puesto que al igual que ocurre con el resonador tipo *hairpin*, el *open loop* también tiene su primera resonancia a la frecuencia a la que la longitud total de su perímetro es media longitud de onda. Debido a esta circunstancia y al carácter distribuido del resonador, en la respuesta del filtro aparece una banda espuria al doble de la frecuencia central de la primera banda, deteriorando así el nivel de rechazo por encima de ésta, y especialmente la capacidad del filtro para eliminar armónicos de la señal filtrada. Si deseamos que la respuesta del filtro no sea periódica y tenga una banda de rechazo muy amplia, es preciso acudir al concepto de circuito localizado o cuasi-localizado. Así, resonadores aún más compactos se obtienen siguiendo a Sagawa [132] si doblamos los brazos del resonador *open loop* para formar un par de líneas



acopladas (Fig. 3.18 (c)) o, como se muestra en [133], si sustituimos éstas por dos parches metálicos fuertemente acoplados entre sí (Fig. 3.18 (d), que denominaremos FSIR). En realidad, estas dos últimas implementaciones hacen uso de la separación y concentración de las energías eléctrica y magnética en distintas regiones del resonador, esto es, hacen uso del carácter cuasi-localizado de estas estructuras. La principal ventaja del resonador de la Fig. 3.18 (d) es que dicha geometría no sólo reduce el tamaño final del circuito, sino que además la segunda resonancia (causante de la banda espuria en la respuesta de nuestro filtro) se aleja de la primera a medida que aumenta el valor del salto de impedancia. Sin embargo, como antes se ha expuesto, uno de los grandes inconvenientes que conlleva el avance hacia la miniaturización se fundamenta en que, a medida que los resonadores son más pequeños, disminuye la cantidad de energía electromagnética transferible entre dos resonadores situados en estrecha proximidad y, por tanto, el factor de acoplo entre los mismos se ve enormemente reducido (al igual que ocurría con SRR's y SR's); en consecuencia, el ancho de banda de los filtros se encuentra limitado a valores cada vez más pequeños. No obstante, existen geometrías que permiten seguir en el camino de la miniaturización y al mismo tiempo mantener una capacidad de acoplo entre los resonadores razonable. A la vez, estas geometrías se encuentran libres de bandas de paso espurias en un amplio rango de frecuencias por encima de la banda de interés. Dos de ellas las presentamos en este capítulo, ambas procedentes de la modificación de la estructura del FSIR convencional.

La primera modificación consiste en la introducción de una ventana en el plano de masa por debajo de la línea de alta impedancia del FSIR (véase la Fig. 3.19 (a)). Como consecuencia, la impedancia característica de dicha línea aumenta y el tamaño eléctrico del resonador disminuye. Este método fue ya utilizado en trabajos previos para la reducción del tamaño de un filtro paso bajo de saltos de impedancias (*stepped-impedance lowpass filters*) [69], [97]. Por otra parte, la ventana abre un nuevo camino de acoplamiento, lo que proporciona un mayor coeficiente de acoplo entre los resonadores de este tipo en comparación con los convencionales [116]. Si ampliamos el tamaño de la ventana de manera que ocupe toda el área inferior del resonador e introducimos un conductor flotante bajo la región capacitiva del mismo (véase la Fig. 3.19 (b)), el tamaño eléctrico de esta segunda configuración es similar al de la primera. La ventaja, como veremos más adelante, reside en que se puede comprobar que el rechazo por encima de la banda de paso puede mejorarse significativamente. Esto se debe a que si bien el conductor flotante afecta muy levemente a la primera frecuencia de resonancia con respecto al caso de que no existiera,



**Figura 3.19:** Nuevos resonadores propuestos: (a) FSIR con ranura en el plano de masa; (b) FSIR modificado con ventana en el plano de masa y conductor flotante. Para clarificar la posición de las ventanas y el conductor flotante, en la vista de la cara inferior se ha dibujado con líneas a trazos el perfil de la parte superior de los resonadores.

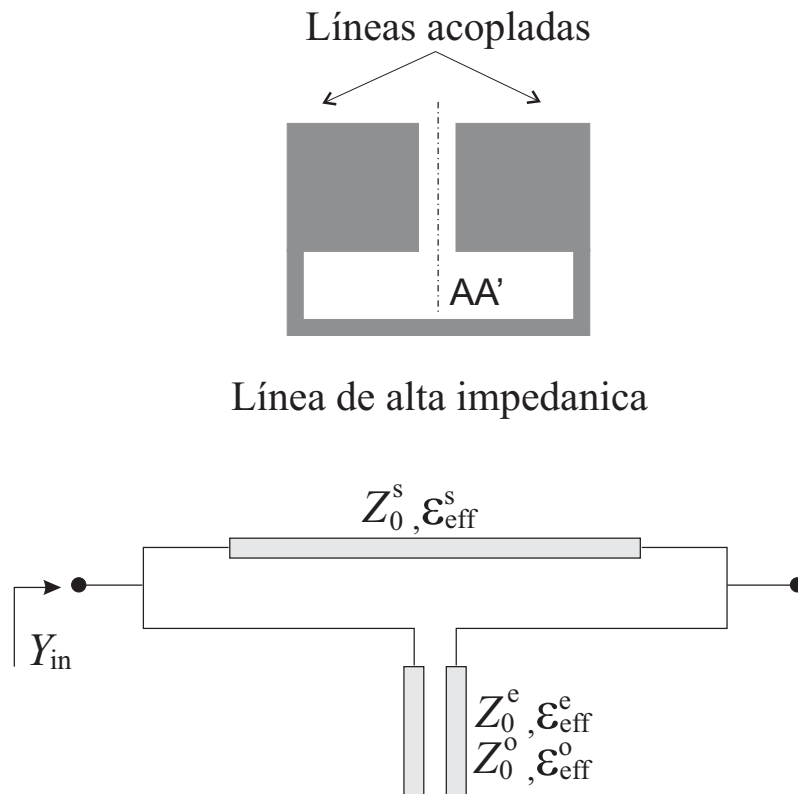
lo hace muy significativamente en la segunda frecuencia de resonancia.

### 3.3.1. Modelado y caracterización de un resonador tipo FSIR

#### Modelo circuital de líneas de transmisión

Como se comentó brevemente antes, el resonador tipo FSIR puede considerarse compuesto por elementos localizados, una autoinducción y una capacidad, donde el valor de la primera se relaciona con los parámetros de la línea de alta impedancia y la capacidad la proporcionan los tramos de líneas acopladas de baja impedancia. Sin embargo, este tipo de análisis es válido sólo para la primera frecuencia de resonancia. En consecuencia, si se desea realizar un estudio exhaustivo del comportamiento electromagnético de dicho resonador, necesitaremos un modelo circuital en el que se tenga en cuenta el ca-

rácter distribuido de la partícula, que va a ponerse de manifiesto cuando superemos de forma significativa las frecuencias de la banda de paso principal. Para dar cuenta de esta situación, al menos de forma aproximada, el circuito equivalente debe estar compuesto por una línea de transmisión de alta impedancia (que corresponde al tramo de línea *microstrip* con la tira conductora estrecha), cargado con un par de líneas acopladas de baja impedancia. Este modelo es el que se muestra en la Fig. 3.20.



**Figura 3.20:** Modelo circuital con líneas de transmisión (distribuido) de un FSIR.

En la Fig. 3.20,  $Z_0^s$  y  $\epsilon_{\text{eff}}^s$  son la impedancia característica y la constante dieléctrica efectiva de una línea de transmisión tipo *microstrip* estrecha, esto es, de alta impedancia característica (región inductiva del resonador). Por otra parte,  $Z_0^e$  ( $Z_0^o$ ) y  $\epsilon_{\text{ef}}^e$  ( $\epsilon_{\text{ef}}^o$ ) son las impedancias características del modo par (impar) y las respectivas permitividades efectivas del par de líneas acopladas (región capacitiva del resonador). La condición de resonancia viene dada por el hecho de que la admitancia de entrada  $Y_{\text{in}}$  del resonador se

anule [132]:

$$\begin{aligned} & (Z_0^e Z_0^o \cot \theta_e \cot \theta_o - (Z_0^s)^2) \sin \theta_s \\ & + Z_0^s (Z_0^e \cot \theta_e + Z_0^o \cot \theta_o) \cos \theta_s \\ & - Z_0^s (Z_0^e \cot \theta_e - Z_0^o \cot \theta_o) = 0 \end{aligned} \quad (3.8)$$

siendo  $\theta_s$  la longitud eléctrica de la línea de alta impedancia y  $\theta_e$  ( $\theta_o$ ) las longitudes eléctricas de las líneas acopladas para los modos de propagación par (impar). La presencia del plano de simetría  $AA'$  en el FSIR (véanse las Figs. 3.18(d), 3.19(a) y 3.19(b)) supone que la distribución del campo electromagnético de los modos par e impar debe satisfacer dicha simetría también en la resonancia; por tanto, para el modo par, el plano  $AA'$  se comporta como una pared magnética, mientras que para el impar actúa como una pared eléctrica. Teniendo en cuenta este hecho, la condición de resonancia (3.8) puede ser separada en dos ecuaciones independientes, una para las resonancias que corresponden a los modos pares de excitación y otra para las que corresponden a los modos impares [134]:

$$\tan \frac{\theta_s}{2} \tan \theta_o = R_{zo} \quad (\text{resonancias impares}) \quad (3.9)$$

$$\tan \theta_e = -R_{ze} \tan \frac{\theta_s}{2} \quad (\text{resonancias pares}) \quad (3.10)$$

donde  $R_{zo} = Z_0^o/Z_0^s$  y  $R_{ze} = Z_0^e/Z_0^s$ . Concretamente, la primera frecuencia de resonancia,  $f_0$ , que determina la frecuencia fundamental de operación de los filtros basados en esta estructura, se corresponde con la primera frecuencia de resonancia de tipo impar (pared eléctrica en el plano de simetría). Por su parte, la primera resonancia espuria  $f_1$ , se corresponde con la primera resonancia de tipo par (pared magnética en el plano de simetría). A la frecuencia  $f_0$ , la longitud física del SIR puede ser expresada como [135]:

$$L_0 = \frac{1}{2\pi} (\theta_s^0 \lambda_s^0 + 2\theta_o^0 \lambda_o^0) \quad (3.11)$$

donde  $\theta_s^0$  y  $\lambda_s^0$  son, respectivamente, la longitud eléctrica y la longitud de onda de la línea de alta impedancia a la frecuencia fundamental, y  $\theta_o^0$  y  $\lambda_o^0$  la longitud eléctrica y la longitud de onda del modo impar de las líneas acopladas a dicha frecuencia. Vamos a comparar la longitud física del SIR que hemos expresado en la ecuación (3.11) con la de un resonador convencional  $\lambda/2$  tipo *open loop* como el representado en Fig. 3.18 (b); si llamamos  $\lambda_{\text{ref}}^0$  a la longitud de onda de tal resonador a la frecuencia  $f_0$ , su longitud física a  $f_0$  será lógicamente  $\lambda_{\text{ref}}^0/2$ , por lo que podemos definir una longitud física normalizada

para el SIR a dicha frecuencia como:

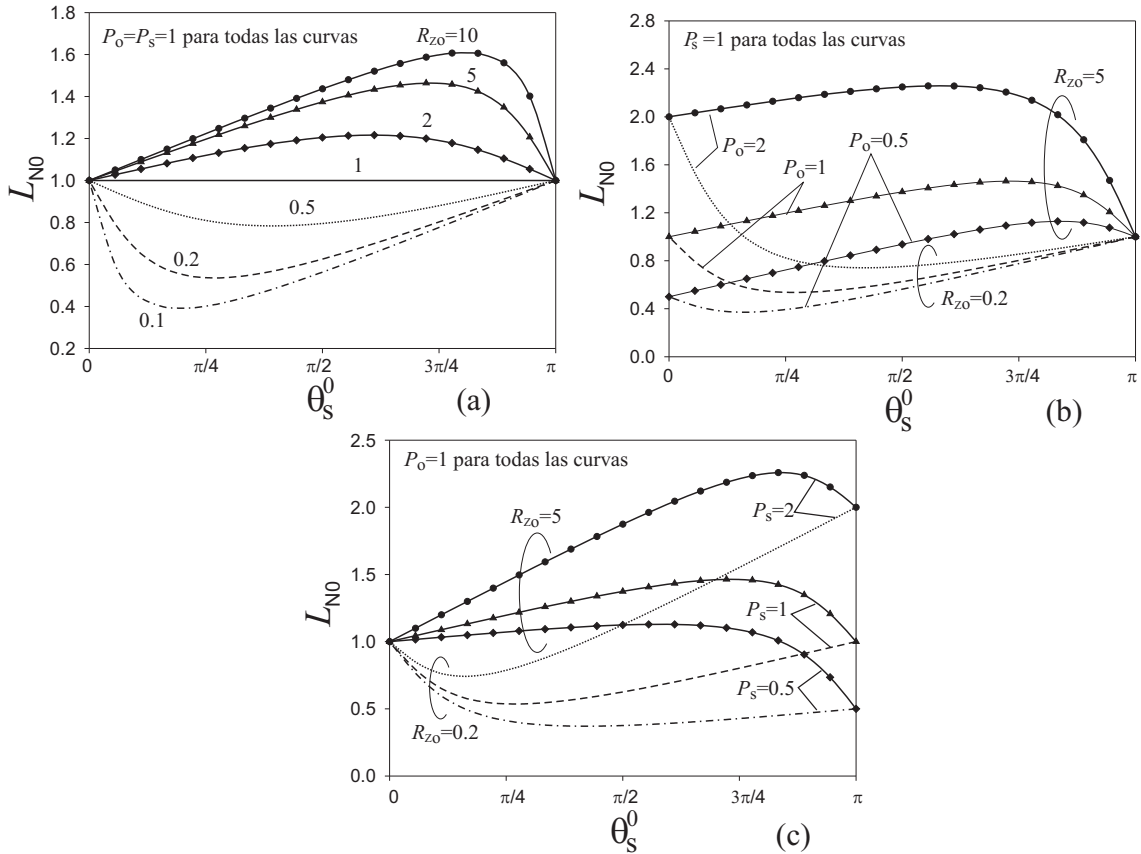
$$L_{N0} = \frac{L_0}{\lambda_{\text{ref}}^0/2} = \frac{1}{\pi} (P_s \theta_s^0 + 2P_o \theta_o^0) \quad (3.12)$$

donde:

$$P_s = \frac{\lambda_s^0}{\lambda_{\text{ref}}^0} = \sqrt{\frac{\epsilon_{\text{eff}}^{\text{ref}}}{\epsilon_{\text{eff}}^s}} \quad (3.13)$$

$$P_o = \frac{\lambda_o^0}{\lambda_{\text{ref}}^0} = \sqrt{\frac{\epsilon_{\text{eff}}^{\text{ref}}}{\epsilon_{\text{eff}}^o}} \quad (3.14)$$

En la Fig. 3.21 (a) se han representado los valores de  $L_{N0}$  obtenidos mediante la ecuación



**Figura 3.21:** Longitud normalizada del FSIR a la frecuencia fundamental en función de  $\theta_s^0$  utilizando como parámetros la razón  $R_{zo}$  (a),  $P_o$  (b) y  $P_s$  (c).

(3.12) en función de  $\theta_s^0$ , usando la razón  $R_{zo}$  como parámetro para valores constantes de  $P_o = P_s = 1$ . Obviamente, si  $R_{zo} = 1$  ( $Z_o^0 = Z_s^0$ ),  $L_{N0} = 1$  ya que estaríamos en el caso del

resonador convencional de media longitud de onda que hemos tomado como referencia. En la Fig. 3.21(b) y 3.21 (c) se han representado los valores de  $L_{N0}$  en función de  $\theta_s^0$  para dos valores diferentes de  $R_{zo}$ , usando, respectivamente,  $P_o$  y  $P_s$  como parámetros. Es importante observar que para  $R_{zo} < 1$  obtenemos un mínimo de  $L_{N0}$  que decrece cuando  $P_o$  y  $P_s$  disminuyen, como era de esperar. Por el contrario, para  $R_{zo} > 1$ ,  $L_{N0}$  alcanza un máximo, que es cada vez mayor a medida que aumentan  $P_o$  y  $P_s$ . Es fácil deducir que las longitudes eléctricas  $\theta_s^0$  y  $\theta_o^0$  en los máximos y mínimos satisfacen las ecuaciones:

$$\theta_s^0 = 2 \tan^{-1} \sqrt{\frac{R_{zo}(R_{zo}P_s - P_o)}{R_{zo}P_o - P_s}} \quad (3.15)$$

$$\theta_o^0 = \tan^{-1} \sqrt{\frac{R_{zo}(R_{zo}P_o - P_s)}{R_{zo}P_s - P_o}} \quad (3.16)$$

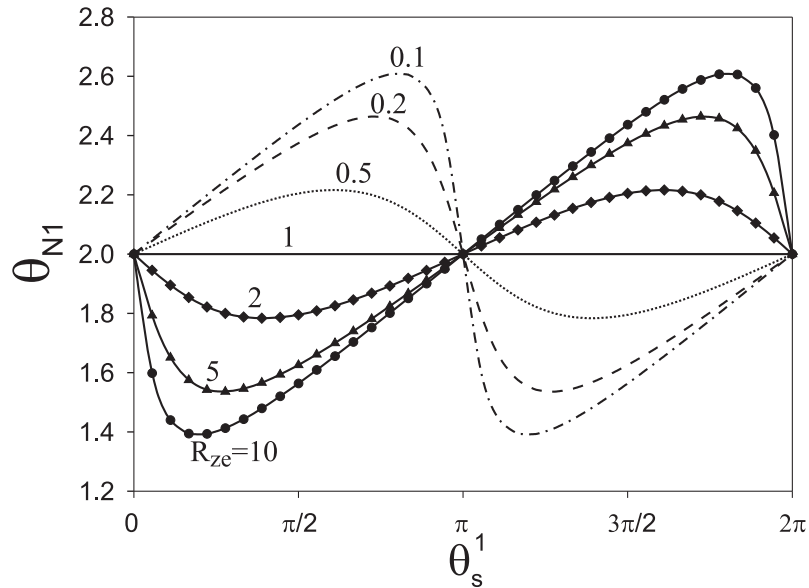
Para el caso  $P_s = 1$ , las ecuaciones (3.15) y (3.16) toman la forma indicada en [135] y si  $P_s = P_o = 1$  nos conduce a la expresión mucho más simple  $\theta_s^0/2 = \theta_o^0 = \sqrt{R_{zo}}$  de [14]. Por tanto, si buscamos la miniaturización del FSIR, éste debería ser diseñado para valores tan pequeños como fuera posible de  $R_{zo}$ ,  $P_s$  y  $P_o$ , a la vez que  $\theta_s^0$  y  $\theta_o^0$  satisfacen las condiciones expresadas en las ecuaciones (3.15) y (3.16).

Otro de nuestros objetivos consiste en alejar al máximo la primera resonancia espuria a la frecuencia  $f_1$  de la frecuencia fundamental del filtro,  $f_0$ . En otras palabras, la longitud eléctrica del FSIR a  $f_1$  debería ser mucho mayor que la longitud eléctrica del resonador  $\lambda/2$  a  $f_0$  (es decir,  $\pi$ ). Se puede definir la longitud eléctrica normalizada del FSIR a la frecuencia  $f_1$  como:

$$\theta_{N1} = \frac{1}{\pi}(\theta_s^1 + 2\theta_e^1) \quad (3.17)$$

donde  $\theta_s^1$  y  $\theta_e^1$  son, respectivamente, la longitud eléctrica de la sección de línea simple y la del modo par del par de líneas acopladas que componen el resonador a  $f_1$ .

En la Fig. 3.22 aparecen los valores de  $\theta_{N1}$  frente a  $\theta_s^1$  obtenidos a partir la ecuación 3.17, para diferentes valores de  $R_{ze}$ . Obsérvese que si  $R_{ze} = 1$ , entonces  $\theta_{N1} = 2$ , pues dicha situación se corresponde al caso del resonador  $\lambda/2$  convencional cuya primera resonancia espuria se encuentra situada al doble de la frecuencia fundamental. Si  $R_{ze}$  es menor que la unidad,  $\theta_{N1}$  alcanza un máximo si  $\tan(\theta_s^1/2) = 1/\sqrt{R_{ze}}$  (en este caso  $\theta_e^1 = \theta_s^1/2 + \pi/2$ ) y un mínimo cuando  $\tan(\theta_s^1/2) = -1/\sqrt{R_{ze}}$  (para el que  $\theta_e^1 = \theta_s^1/2 - \pi/2$ ). Por el contrario, si  $R_{ze}$  es mayor que la unidad,  $\theta_{N1}$  tomará un valor mínimo si  $\tan(\theta_s^1/2) = 1/\sqrt{R_{ze}}$  (para el que  $\theta_e^1 = \theta_s^1/2 + \pi/2$ ) y un máximo cuando  $\tan(\theta_s^1/2) = -1/\sqrt{R_{ze}}$  (para esta situación,  $\theta_e^1 = \theta_s^1/2 - \pi/2$ ).



**Figura 3.22:** Variación de la longitud eléctrica normalizada a la primera frecuencia de resonancia espuria del FSIR en función de  $\theta_s^1$  tomando como parámetro  $R_{ze}$ .

Por consiguiente, podemos concluir que para conseguir el doble objetivo de minimizar el tamaño del SIR y, a la vez, distanciar al máximo la frecuencia de resonancia espuria de la frecuencia fundamental, los valores de los parámetros eléctricos deberían ser elegidos de forma que cumplan la condición de mínimo para  $L_{N0}$  y de máximo para  $\theta_{N1}$ . No obstante, el proceso no es trivial ya que los parámetros eléctricos involucrados se encuentran relacionados entre sí (para un determinado sustrato, constantes dieléctricas efectiva y las impedancias características no son independientes). De todos modos, sería de gran interés el hecho de que  $R_{zo}$  y  $R_{ze}$  se pudieran controlar independientemente ya que esto implicaría que también se podría controlar, en un cierto rango, las posiciones de la frecuencia fundamental y de la primera resonancia espuria de forma independiente.

Ahora estamos en condiciones de comprender las diferencias entre los tres tipos de resonadores representados en la Figs. 3.18 (d), 3.19 (a) y 3.19 (b) asumiendo que *poseen idénticas dimensiones y están impresos en el mismo sustrato*. En tal caso, el par de líneas de baja impedancia acopladas del FSIR de las Figs. 3.18(d) y 3.19(a) poseen idénticos valores de  $Z_0^e$ ,  $Z_0^o$ ,  $\varepsilon_{ef}^e$  y  $\varepsilon_{ef}^o$ . El incremento de la impedancia característica  $Z_0^s$  asociada a la presencia de la ranura del plano de masa mostrada en la Fig. 3.19(a) conduce, como es lógico, a un valor más pequeño de  $f_0$  que el que correspondería a un FSIR convencional ( $R_{zo}$  es menor en el FSIR de la Fig. 3.19(a) que en el de Fig. 3.18(d) y la consecuencia de este

hecho es más importante que la ligera variación de  $\varepsilon_{\text{ef}}^{\text{s}}$  en el tamaño total). En ambos tipos de FSIR, podemos conseguir valores menores de  $Z_0^{\text{o}}$  incrementando la longitud física  $l_3$ . Sin embargo, los campos eléctricos de los modos par e impar se encuentran confinados, en gran medida, en el interior del sustrato dieléctrico, por lo que  $Z_0^{\text{e}}$  tiende a ser similar a  $Z_0^{\text{o}}$ . Por tanto, en el FSIR de las Figs. 3.18(d) o 3.19(a) la miniaturización conduce a la falta de control de la primera frecuencia espuria puesto que el valor de  $Z_0^{\text{e}}$  no puede ser controlado independientemente del valor de  $Z_0^{\text{o}}$ . Comparemos ahora los resonadores de las Figs. 3.19(a) y 3.19(b). Podemos asumir que los valores de  $Z_0^{\text{s}}$  y  $\varepsilon_{\text{ef}}^{\text{s}}$  coinciden para las dos partículas puesto que las dimensiones de la línea de alta impedancia, al igual que las de las ranuras que aparecen en el plano de masa, son idénticas en ambos casos. En la primera resonancia impar, el conductor flotante que se encuentra bajo la sección de líneas acopladas en la Fig. 3.19(b) puede considerarse aproximadamente como un conductor a potencial cero; si mantenemos la condición de que  $s_0 \ll w_f$  (véase la Fig. 3.19 (b)), los parámetros de las líneas acopladas  $Z_0^{\text{o}}$  y  $\varepsilon_{\text{ef}}^{\text{o}}$  toman valores aproximadamente iguales en los resonadores de las Figs. 3.19(a) y (b). Por tanto, cabría esperar que las frecuencias de resonancia fundamental  $f_0$  de ambos resonadores sean muy próximas. Sin embargo, para el primer modo de propagación par, el comportamiento del conductor flotante es significativamente diferente ya que no se asemeja a un plano de masa (en una situación electrostática se encontraría a un potencial distinto de cero). En este caso el campo eléctrico no está confinado en el sustrato (como ocurría con el FSIR de las Figs. 3.19(a) y 3.18(d)) e incluso si elegimos un valor bajo de  $Z_0^{\text{o}}$ , existe un amplio rango de valores de  $Z_0^{\text{e}}$  disponibles dependiendo de las dimensiones del conductor flotante. Por tanto, el diseñador posee un gran nivel de control sobre la separación de las dos frecuencias de resonancia ( $f_0$  y  $f_1$ ). Esta propiedad del FSIR de la Fig. 3.19(b) será estudiada en detalle en la próxima sección.

### Modelo circuital cuasi-estático

Los FSIR's miniaturizados de las Figs. 3.18(d), 3.19(a) y 3.19(b) son eléctricamente pequeños a la frecuencia fundamental,  $f_0$ . Por consiguiente, en torno a esta frecuencia se comportan como resonadores cuasi-estáticos. Así pues, las líneas de transmisión que aparecen en el modelo circuital de parámetros distribuidos en la Fig. 3.20 pueden ser reducidas al circuito que se representa en la Fig. 3.23, en el que  $C_p$  representa la capacidad a masa de la sección de tiras de baja impedancia (regiones de dimensiones  $l_3 \times l_4$  en la Fig. 3.19), y  $C_s$  es la capacidad existente entre dichas líneas, y  $Z_0^{\text{s}}$  y  $\varepsilon_{\text{ef}}^{\text{s}}$  juegan el mismo pa-

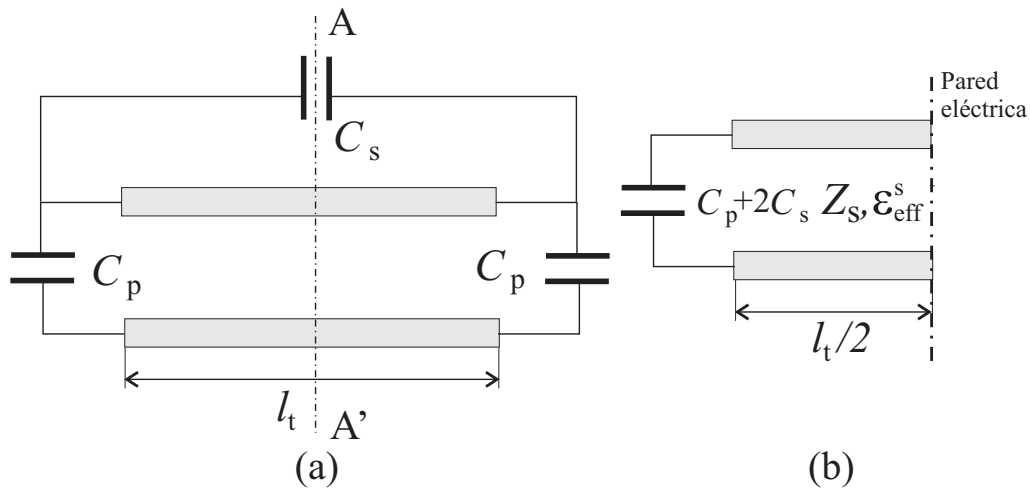


pel que en la sección anterior, es decir, la impedancia característica y la permitividad efectiva de la línea de alta impedancia de longitud total  $l_t = 2(l_1 + l_2)$  (véase la Fig. 3.19). En la Fig. 3.23(b) se resalta el hecho de que el plano  $AA'$  se comporta como una pared eléctrica a la frecuencia de resonancia fundamental. Hemos de recordar que para el modo impar, el conductor flotante (Fig. 3.19(b)) se encuentra cortocircuitado debido a la presencia del plano eléctrico y por tanto, se puede considerar como un conductor a masa. El modelo se puede utilizar indistintamente para los FSIR's representados en la Fig. 3.19(a) y 3.19(b) a la frecuencia fundamental, básicamente con los mismos valores de todos los parámetros. A partir del circuito equivalente representado en la Fig. 3.23, se puede fácilmente deducir la relación existente entre la frecuencia fundamental  $f_0$  y los parámetros circuitales:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(C_p + 2C_s)L}} \quad (3.18)$$

donde  $L$  es la inductancia equivalente de la línea de transmisión de alta impedancia dada por:

$$L = \frac{Z_0^s \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}^s} d}{2c} \quad (3.19)$$



**Figura 3.23:** Modelo circuital de los resonadores propuestos: (a) modelo circuital del resonador de la Fig. 3.19 alrededor de la primera frecuencia de resonancia; (b) modelo circuital simplificado teniendo en cuenta que el plano  $AA'$  se comporta como una pared eléctrica a  $f_0$ .

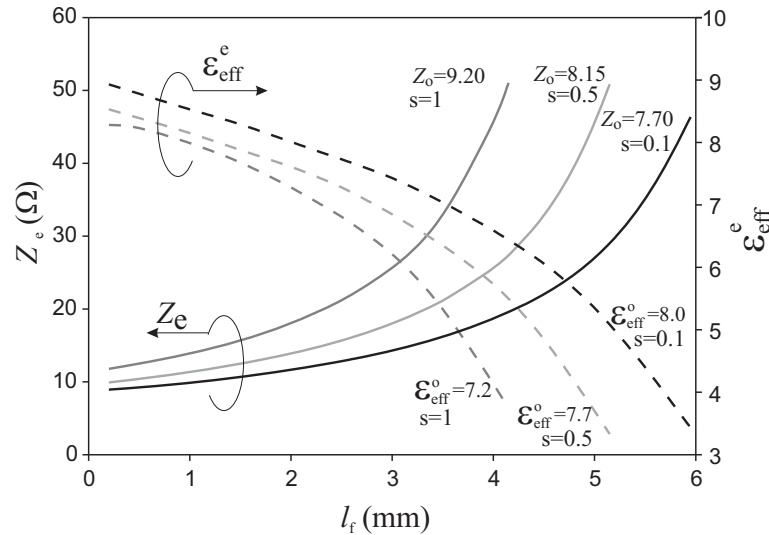
En el modelo que aparece en la Fig. 3.23, la contribución a la inductancia total de la sección de líneas acopladas es insignificante y no se tiene en cuenta en el proceso de

diseño. La ecuación (3.18) proporciona un método simple y eficiente para diseñar resonadores con una frecuencia de resonancia dada. La capacidad  $C_p$  puede ser aproximada por el producto  $C_0 \times l_4$  ( $C_0$  es la capacidad por unidad de longitud de la línea de anchura  $l_3$ ),  $C_s$  es la capacidad del *gap* entre las dos líneas de baja impedancia. Aunque se pueden encontrar fórmulas explícitas para la estimación de dicha capacidad (por ejemplo, en [136]), nosotros hemos utilizado el algoritmo cuasi-estático basado en las técnicas de exceso de carga, desarrollado en [115]); por último,  $Z_0^s$  y  $\varepsilon_{ef}^s$  pueden ser obtenidas mediante el código cuasi-estático desarrollado en [57]. En caso de ser necesario, podemos realizar un ajuste más fino de la frecuencia de resonancia con ayuda de un simulador electromagnético. De la ecuación 3.18 se deduce que la frecuencia  $f_0$  disminuye si se incrementa la capacidad en serie entre las dos líneas de baja impedancia,  $C_s$ . Este hecho ha sido recientemente utilizado en [135] al usar una estructura interdigital para incrementar notablemente tal capacidad. Pese a ser ésta una propuesta interesante, la estructura es muy sensible a las tolerancias dimensionales en la región interdigital, por lo que hemos preferido utilizar una geometría más simple.

### Resultados Numéricos

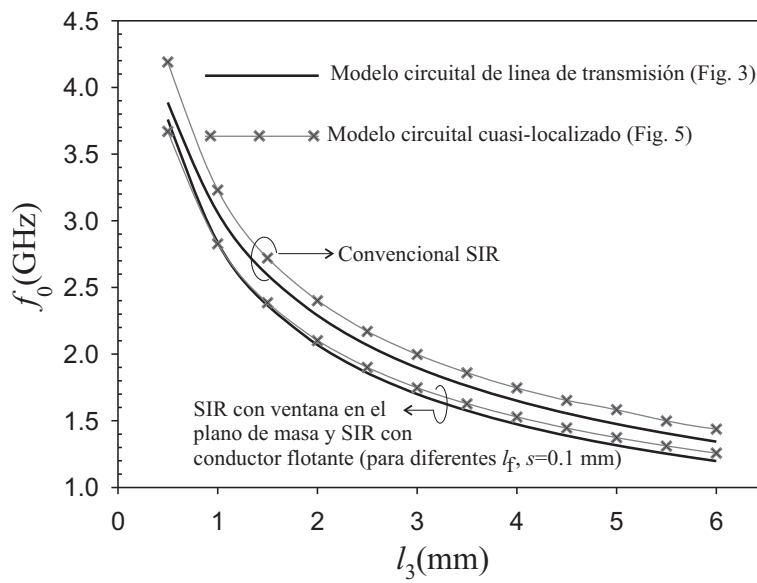
Con el fin de comprobar los resultados teóricos obtenidos en los apartados anteriores, se ha estudiado numéricamente el comportamiento de varios parámetros eléctricos del SIR representado en la Fig. 3.18(d) (convencional), 3.19(a) (con ranura en el plano de masa) y 3.19(b) (con conductor flotante). Los resonadores se suponen implementados sobre un sustrato comercial de permitividad relativa  $\varepsilon_r = 10.2$  y espesor  $h = 0.254$  mm, que será utilizado posteriormente para obtener resultados experimentales. El circuito impreso se supone encapsulado en una caja metálica cuyas dimensiones se han tenido en cuenta a la hora de hacer los cálculos. Los parámetros de la región inductiva se han elegido iguales para todos los resonadores:  $w_0 = 0.37$  mm,  $l_1 = 3.075$  mm,  $l_2 = 1.68$  mm y  $l_4 = 3.025$  mm. Las impedancias características y constantes dieléctricas efectivas de los resonadores de la Fig. 3.18(d) y 3.19(a) se han calculado mediante el código de [57], resultando para el FSIR convencional los valores  $Z_0^s = 39.72 \Omega$ ,  $\varepsilon_{ef}^s = 7.06$ ,  $Z_0^o = 7.69 \Omega$ ,  $\varepsilon_{ef}^o = 8.09$ ,  $Z_0^e = 8.93 \Omega$  y  $\varepsilon_{ef}^e = 9.33$ ; para el resonador con ranura en el plano de masa se obtiene que  $Z_0^s = 61.85 \Omega$  y  $\varepsilon_{ef}^s = 4.97$ , siendo los parámetros eléctricos del modo par e impar prácticamente idénticos a los del resonador convencional, como era de esperar. La razón  $R_{zo} = Z_0^o/Z_0^s$  ha sido reducida en el FSIR de Fig. 3.19(a), lo que proporciona una mayor miniaturización, si bien, dicha reducción también implica la disminución de

la razón  $R_{ze} = Z_0^e/Z_0^s$ . Sin embargo, en el caso del FSIR de la Fig. 3.19(b), mientras que los valores de  $Z_0^s$  y  $\varepsilon_{ef}^s$  son iguales que en los del FSIR de la Fig. 3.19(a), los de  $Z_0^o$ ,  $\varepsilon_{ef}^o$ ,  $Z_0^e$  y  $\varepsilon_{ef}^e$  dependen de las dimensiones del conductor flotante (a través de los valores de las dimensiones  $s$  y  $l_f$  en la Fig. 3.19(b)). En la Fig. 3.24 se han representado los valores de  $Z_0^e$  y  $\varepsilon_{ef}^e$  frente a  $l_f$  utilizando  $s$  como parámetro. Los valores de  $Z_0^o$  y  $\varepsilon_{ef}^o$  dependen ligeramente de  $s$ , pero son independientes de  $l_f$ . En la gráfica de la Fig. 3.24 se han especificado los valores de  $Z_0^e$  y  $\varepsilon_{ef}^e$  para cada  $s$ . De la Fig. 3.24 se desprende que para cualquier dimensión

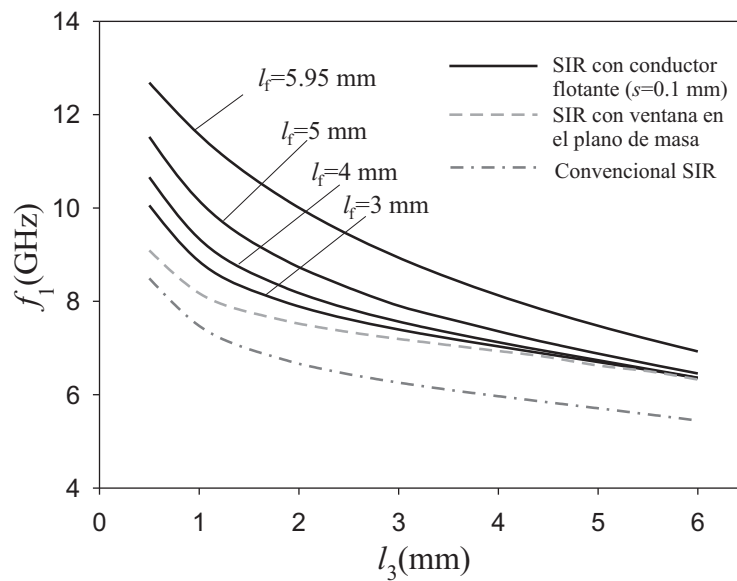


**Figura 3.24:** Variación de  $Z_0^e$  y  $\varepsilon_{ef}^e$  de un FSIR con conductor flotante con  $l_f$  para varios valores de anchura de ranura,  $s$ .

de conductor flotante, los valores de  $Z_0^o$  y  $\varepsilon_{ef}^o$  son similares a los del FSIR con ranura en el plano de masa (realmente, para el valor más pequeños de  $s$  considerado en la gráfica,  $s = 0.1$  mm, son casi idénticos). Por tanto, el nivel de miniaturización de ambos tipos de FSIR (con ventana en el plano de masa y con conductor flotante) es similar; de hecho, la frecuencia de resonancia fundamental de resonadores de tamaños físicos idénticos deben ser muy próximas. Sin embargo, dependiendo de las dimensiones  $l_f$  y  $s$ , los valores de  $Z_0^e$  pueden variar desde valores muy bajos (para  $l_f$  pequeños) a razonablemente altos (para  $l_f$  grandes). Obsérvese que el máximo valor de  $l_f$  se encuentra limitado por la restricción  $2s + l_f \leq 2l_1$ . Así pues, variando las dimensiones del conductor flotante, podemos ejercer un cierto control del valor de  $Z_0^e$  y por ende, de la primera frecuencia de resonancia espuria  $f_1$ , sin que ello influya en la frecuencia de resonancia fundamental  $f_0$ . Para confirmar esta hipótesis, se han representado, respectivamente, en las Figs. 3.25(a) y 3.25(b)



(a)



(b)

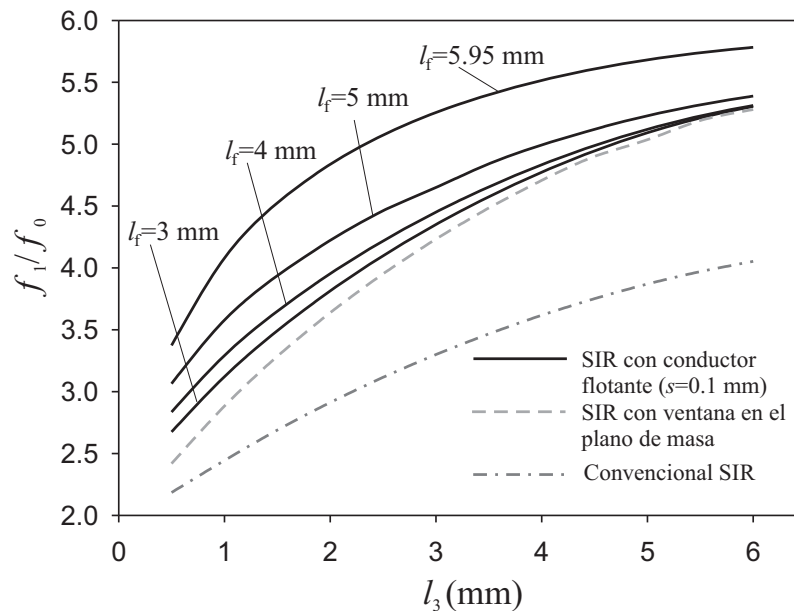
**Figura 3.25:** Dependencia de  $f_0$  (a) y  $f_1$  (b) con la longitud de líneas acopladas,  $l_3$ , para los diferentes FSIR's analizados.

los valores de  $f_0$  y  $f_1$  en función de  $l_3$  para los tres tipos de FSIR considerados en este estudio. En el caso del FSIR con conductor flotante hemos escogido  $s = 0.1$  mm (como se mencionó con anterioridad, el valor de  $l_f$  influye en  $Z_0^e$  y  $f_1$  pero no en  $Z_0^o$  y  $f_0$ ). Por ello, se han representado varias curvas para  $f_1$  correspondiente a FSIR's con diferentes longitudes de conductor flotante,  $l_f$ , y una curva simple para  $f_0$  (dado que se ha elegido un valor pequeño de  $s$ , esta curva es también válida para el FSIR con ventana en el plano de masa). Los valores de  $f_0$  y  $f_1$  han sido obtenidos resolviendo numéricamente las ecuaciones (3.9) y (3.10) haciendo uso de los valores de impedancias características y constantes dieléctricas efectivas previamente calculadas. Como era de esperar, los valores de la frecuencia fundamental,  $f_0$ , correspondientes a las nuevas configuraciones del FSIR representadas en la Fig. 3.19 son menores que los correspondientes al FSIR convencional de la Fig. 3.18(d) puesto que  $R_{zo}$  es más pequeño en los nuevos resonadores que en el convencional. Obsérvese, que mientras mayor es el valor de  $l_f$ , mayor es también el valor de  $f_1$  puesto que  $R_{ze}$  aumenta cuando también lo hace  $l_f$ .

En la Fig. 3.25(a) se han incluido los resultados para  $f_0$  del modelo circuital cuasi-localizado de la Fig. 3.23 obtenidos a partir de la ecuación (3.18). La diferencia entre estos resultados y los obtenidos del modelo de líneas de transmisión (ecuaciones (3.9) y (3.10)) está entorno al 7% en los FSIR's convencionales y alrededor del 3% en las nuevas estructuras, lo cual es comprensible ya que el modelo cuasi-localizado de la Fig. 3.23 funciona mejor para valores altos de  $Z_0^s$  (resonadores eléctricamente más pequeños). Finalmente, en la Fig. 3.26 hemos representado la variación de la razón  $f_1/f_0$  con  $l_3$  para los FSIR analizados. Esta razón es mayor para los nuevos resonadores y el mejor caso corresponde al valor más alto de  $l_f$ . Obsérvese que cuando  $l_3 \rightarrow 0$  todas las curvas de Fig. 3.26 convergen al valor  $f_1/f_0 = 2$  ya que éste sería el caso del resonador *open loop* de media longitud de onda.

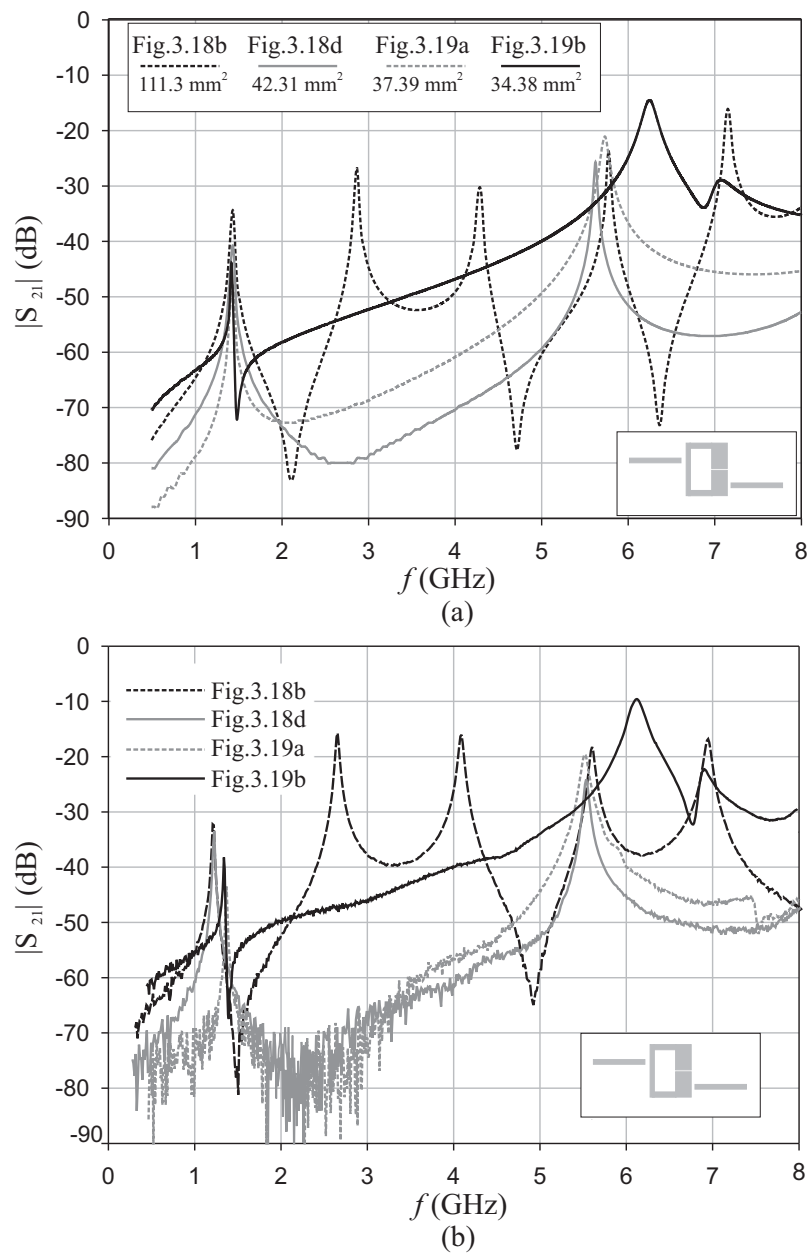
### Resultados Experimentales

Nos proponemos a continuación corroborar experimentalmente los razonamientos y resultados teóricos expuestos anteriormente. Con tal fin se han fabricado y se ha medido la respuesta de varios resonadores. Estos se han diseñado para que su frecuencia fundamental de resonancia sea  $f_0 = 1.4$  GHz y han sido fabricado sobre el sustrato comercial utilizado en el análisis teórico ( $\epsilon_r = 10.2$  y  $h = 0.254$  mm). La caja metálica en la que se han introducido los dispositivos medidos tiene unas dimensiones de  $40 \times 40$  mm<sup>2</sup> (largo por ancho) mientras que las capas de aire por encima y por debajo del sustrato son de 2 mm.

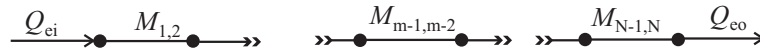


**Figura 3.26:** Variación de  $f_1/f_0$  para los diferentes tipos de FSIR analizados con la longitud de las líneas acopladas,  $l_3$ .

Al igual que en la sección previa, los parámetros físicos de la región inductiva son idénticos para todos los resonadores ( $w_0 = 0.37$  mm,  $l_1 = 3.075$  mm,  $l_2 = 1.68$  mm y  $l_4 = 3.025$  mm), mientras que la longitud de las líneas acopladas,  $l_3$ , ha sido calculada para cada tipo de resonador de manera que la frecuencia fundamental de todos ellos se ajuste a la del diseño. Debido a que los efectos de borde no han sido considerados en el análisis anterior, los valores de  $l_3$  proporcionados en los cálculos han sido ligeramente modificados con ayuda de un simulador electromagnético, resultando ser: para el FSIR convencional (Fig. 3.18(d))  $l_3 = 5.2$  mm; para el FSIR con ventana en el plano de masa (Fig. 3.19 (a))  $l_3 = 4.4$  mm y para el resonador con conductor flotante,  $l_3 = 3.91$  mm (en este caso, las dimensiones del conductor flotante son  $l_f = 5.21$  mm,  $s = 0.47$  mm y  $w_f = 3.71$  mm). En las Figs. 3.27 (a) y 3.27 (b) se muestran, respectivamente, las pérdidas de inserción simuladas y medidas de un dispositivo consistente en dos líneas de transmisión débilmente acopladas a los distintos resonadores diseñados (el *setup* experimental puede verse en la misma figura). Se muestran las respuestas obtenidas para el resonador *open loop* de la Fig. 3.18(b), y los tres FSIR's de las Figs. 3.18(d), 3.19(a) y 3.19(b). Observe que al estar los resonadores débilmente acoplados a las líneas de entrada y salida, podemos asumir que los máximos de las curvas corresponden a las frecuencias de resonancia de los distintos



**Figura 3.27:** Pérdidas de inserción simuladas (a) y medidas (b), del circuito consistente en un resonador débilmente acoplados a las líneas de entrada y salida de  $50 \Omega$  tal y como se muestra en la gráfica. Los picos de las curvas corresponden a las frecuencias de resonancia de los diferentes resonadores.



**Figura 3.28:** Esquema general de un filtro basado en acoplo directo de resonadores.

resonadores. El área ocupada por cada resonador individual ha sido también incluida en la Fig. 3.27(a). Podemos observar que el FSIR con conductor flotante (Fig. 3.19(b)) es el de menor tamaño (18 % menos que el FSIR convencional). Como era de esperar, dada la naturaleza cuasi-localizada de los FSIR's, la primera frecuencia de resonancia espuria de dichos resonadores se encuentran muy distanciada de la correspondiente frecuencia de resonancia fundamental, en contra de lo que ocurre en el caso del *open loop* convencional, en el que como era previsible la frecuencia espuria está en torno a  $2f_0$ . Además, el valor más alto de  $f_1$  se da en el caso del FSIR con conductor flotante, gracias a la influencia que dicho conductor ejerce sobre la distribución de campo del modo par, confirmándose así el comportamiento predicho por el análisis teórico previo.

### 3.3.2. Diseño de filtros basados en las nuevas tipologías FSIR

El principal propósito de esta sección es la comparación de las respuesta de distintos filtros basados en los resonadores convencionales *open loop* (Fig. 3.18(b)) y FSIR (Fig. 3.18(d)), y los nuevos resonadores propuestos en las Figs. 3.19(a) y 3.19(b). Con este fin hemos realizado el diseño de dos filtros *Chebyshev* convencionales realizados con acoplos directos. El esquema de este tipo de filtro se muestra en la Fig. 3.28, donde los puntos representan a los resonadores,  $M_{ij}$  son los coeficientes de acoplo y  $Q_{ei}$  y  $Q_{eo}$  son los factores de calidad externos de los resonadores de entrada y salida. En función del ancho de banda del filtro, y de los coeficientes del circuito paso bajo normalizado,  $g_i$ , estos parámetros pueden calcularse [56]:

$$Q_{ei} = \frac{g_0 g_1}{\Delta} \quad (3.20)$$

$$Q_{eo} = \frac{g_N g_{N+1}}{\Delta} \quad (3.21)$$

$$M_{ij} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad (i = 1, \dots, N - 1) \quad (3.22)$$

Los filtros diseñados se han implementado en el mismo sustrato y han sido encapsulados en la misma caja metálica que la usada para medir la respuesta de los resonadores aislados. Es preciso aclarar que el efecto de la caja en la banda de paso principal y en la



primera banda espuria es marginal, puesto que el campo electromagnético está prácticamente confinado al entorno de las tiras metálicas de los resonadores y de la ranura (no es el caso de otras estructuras suspendidas, como por ejemplo la de [137], en el que las dimensiones de la caja son críticas para el diseño). Esta es una ventaja adicional de nuestra propuesta, puesto que los filtros pueden ser integrados como parte de un sistema más complejo encapsulado sin alterar su funcionamiento. No obstante, como veremos más adelante, podemos incluir en el diseño el efecto del encapsulamiento en cajas pequeñas con el fin de reducir los niveles de transmisión en la región entre la banda fundamental y la espuria. En todo caso, es obvio que deben evitarse cajas lo suficientemente grandes como para que puedan excitarse modos asociados a la misma que degraden la respuesta del filtro.

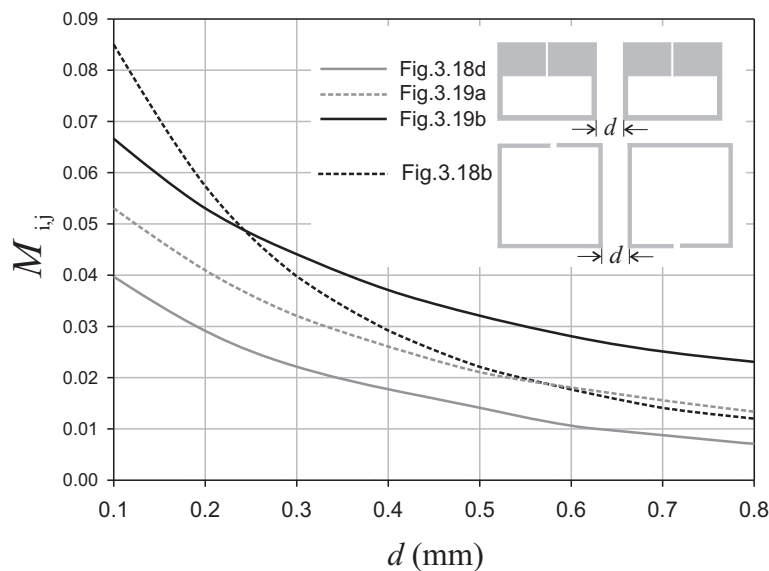
### Filtro C

Las especificaciones de este filtro son: orden  $N = 3$ , frecuencia central  $f_0 = 900$  MHz, rizado  $r_p = 0.1$  dB y ancho de banda fraccional  $\Delta = 4\%$ . Las distintas tipologías de FSIR's usados comparten los siguientes parámetros dimensionales:  $w_0 = 0.37$  mm,  $l_1 = 4.28$  mm,  $l_2 = 3.4$  mm y  $l_4 = 4.23$  mm (la región inductiva ocupa el mismo área en todos los tipos de resonadores considerados). Los valores de  $l_3$  que ajustan la frecuencia de resonancia fundamental de cada resonador a la frecuencia central del diseño son:  $l_3 = 6.0$  mm (FSIR convencional);  $l_3 = 5.26$  mm (FSIR con ranura) y  $l_3 = 4.2$  mm (FSIR con conductor flotante). Para este último caso, se tiene que  $w_f = 3.8$  mm,  $l_f = 7.85$  mm,  $s = 0.35$  mm y  $w_f = 3.8$  mm. En el caso del resonador *open loop* se ha elegido una anchura para la tira conductora de 0.37 mm, resultando el perímetro total 64.4 mm para que resuene a 900 MHz. En la Fig. 3.29 se ha representado los coeficientes de acoplo en función de la distancia entre los resonadores,  $d$ , para las cuatro geometrías estudiadas. Como vemos, para el resonador tipo *open loop* se obtienen los niveles de acoplo más altos para valores pequeños de  $d$ . Sin embargo, las estructuras propuestas en este capítulo proporcionan mayores coeficientes acoplo que el FSIR convencional para cualquier valor de  $d$  (recuerde que el tamaño físico de la región inductiva es el mismo para todos los tipos de FSIR's). Esto implica que los anchos de banda que se pueden conseguir con los nuevos resonadores son mayores que con los convencionales. En concreto, los mayores coeficientes de acoplo para una  $d$  dada se obtienen en el caso del FSIR con conductor flotante. Para satisfacer las especificaciones del filtro C se requieren los siguientes valores para el factor de calidad y coeficientes de acoplo:  $Q_{ei} = Q_{eo} = 25.8$  y  $M_{12} = M_{23} = 0.047$ . Obsérvese que la distancia entre re-

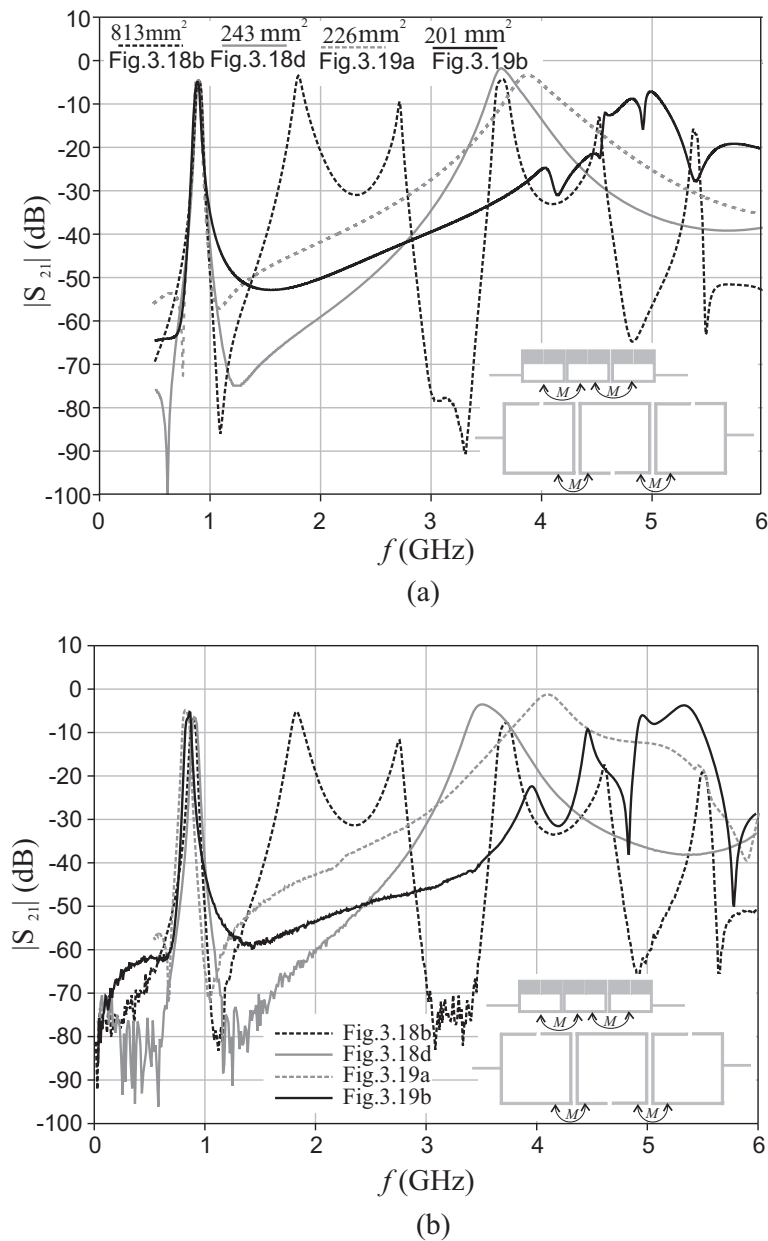
sonadores FSIR's convencionales para conseguir este valor de los coeficientes de acoplo es extremadamente pequeña (próxima al límite de la tecnología disponible). Por el contrario, el espaciado necesario entre resonadores con conductor flotante es relativamente grande y de fácil fabricación. En la Fig. 3.30 se han representado las pérdidas de inserción (medidas y simuladas) de los cuatro filtros fabricados. Los filtros basados en los resonadores propuestos cumplen los requisitos de la banda de paso con condiciones menos restrictivas para las dimensiones del *gap* entre resonadores. Para el filtro basado en el FSIR con conductor flotante se consigue un nivel de rechazo por encima de la banda de paso mejor para el basado en el FSIR convencional, y además se reduce más de un 20 % el área ocupada por el filtro, cuya longitud total está por debajo de  $\lambda_0/12$  ( $\lambda_0$  es la longitud de onda en el vacío a  $f_0$ ).

### Filtro $\mathcal{D}$

Vamos a considerar a continuación el diseño de un filtro basado en los nuevos resonadores FSIR con conductor flotante con un ancho de banda algo mayor. Las especificaciones de este filtro son: orden  $N = 4$ , frecuencia central  $f_0 = 1.43$  GHz, rizado  $r_p = 0.1$  dB y ancho de banda relativo  $\Delta = 6\%$ . El sustrato y la caja utilizada son los mismo que en los diseños previos. Las dimensiones de los resonadores (véase la Fig. 3.19(b)) son:  $l_1 = 3.08$

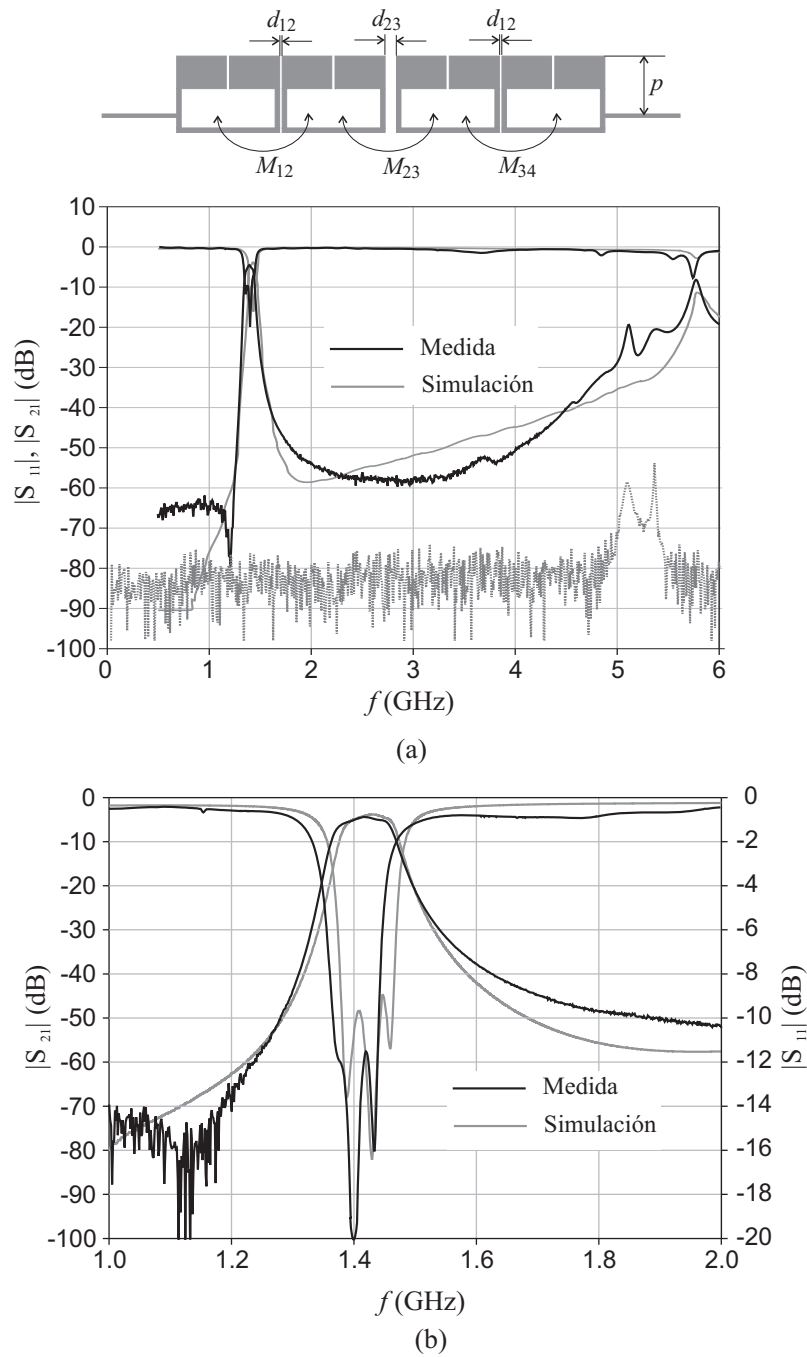


**Figura 3.29:** Coeficientes de acoplo en función de la distancia entre resonadores adyacentes para las diferentes geometrías utilizadas en el diseño del filtro  $\mathcal{C}$ .



**Figura 3.30:** Pérdidas de inserción simuladas (a) y medidas (b) de los filtros implementados con resonadores de distintas tipologías con las especificaciones del filtro  $\mathcal{C}$ .

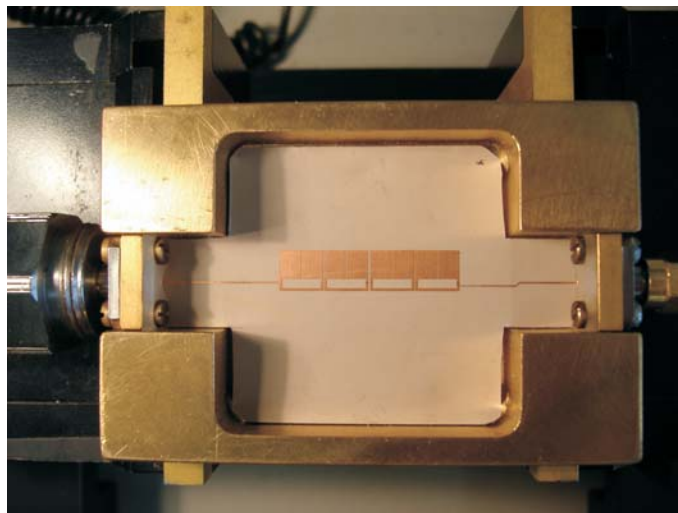
mm,  $l_2 = 1.68$  mm,  $l_3 = 3.91$  mm,  $l_4 = 3.03$  mm,  $l_f = 5.55$  mm,  $s = 0.47$  mm y  $w_f = 3.3$  mm. Los coeficientes de acoplo asociados a las especificaciones del filtro  $\mathcal{D}$  resultan ser:  $M_{12} = M_{34} = 0.045$  y  $M_{23} = 0.039$ . Para estos valores las distancias entre los resonadores



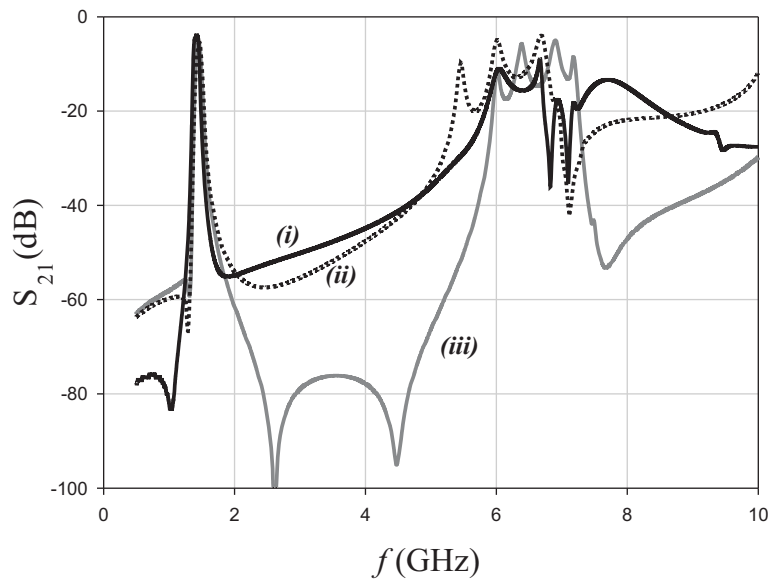
**Figura 3.31:** Respuesta simulada y medida del filtro  $\mathcal{D}$  diseñado con FSIR's con conductor flotante: (a) respuesta en banda ancha; (b) detalle de la banda de paso. Se adjunta en la parte superior una representación del *layout* del filtro.

que componen el filtro son:  $d_{12} = 0.1$  mm y  $d_{23} = 0.25$  mm. Es obligado mencionar que si tratáramos de fabricar el filtro con los resonadores FSIR convencionales, la distancia más pequeña requerida entre resonadores es menor que  $30 \mu\text{m}$ , muy por debajo del límite que permite el proceso de fabricación disponible. El factor de calidad externo para la entrada y salida del resonador es  $Q_{ei} = Q_{eo} = 18.5$ , que se consiguen para una posición adecuada para la conexión de las líneas de alimentación de  $50 \Omega$  con los resonadores a la entrada y salida del filtro, que viene dada por el parámetro  $p = 4.31$  mm en el esquema del *layout* del filtro representado en la parte superior de la Fig. 3.31(a).

En dicha figura hemos representado la respuesta en banda ancha de la medida y la simulación del filtro diseñado, que muestran un buen nivel de acuerdo. Nótese que el nivel de rechazo a  $3f_0$  es aproximadamente 45 dB. Para comprobar el efecto de la caja (véase la fotografía del filtro en la Fig. 3.32), en la Fig. 3.31(a) se ha incluido también la medida de las pérdidas de inserción del dispositivo resultante al eliminar los resonadores, en la que se pueden apreciar dos pequeñas resonancias, muy por encima de la banda de paso del filtro y que corresponden a las primeras frecuencias de resonancia de la caja. Los detalles de la respuesta de la banda de paso se representan en la Fig. 3.31(b). Una cualidad adicional de la respuesta es la presencia de un cero de transmisión por debajo de la banda de paso que no estaba contemplado en nuestro proceso de diseño. Este cero de transmisión se debe a la interferencia destructiva entre las ondas asociadas al circuito y otras asociados a otros mecanismos de transmisión (débiles) (ondas de superficie ligadas



**Figura 3.32:** Fotografía del filtro  $\mathcal{D}$  (sin la tapa de metal de la parte superior de la caja).



**Figura 3.33:** Pérdidas de inserción simuladas del filtro  $\mathcal{D}$  para diferentes anchuras de la caja: (i) anchura infinita, (ii)  $w_{\text{box}}=16$  mm; (iii)  $w_{\text{box}}=8$  mm.

al sustrato, modos evanescentes de la caja, etc.) presentes en el circuito real pero no en nuestro modelo.

Por último, hemos realizado un estudio de la influencia de la anchura de la caja  $w_{\text{box}}$  en la respuesta en banda ancha del filtro. En la Fig. 3.33 mostramos las pérdidas de inserción simuladas para el caso de una anchura de caja infinita, para  $w_{\text{box}}=16$  mm y para  $w_{\text{box}}=8$  mm. Mientras las dos primeras muestran muy ligeras diferencias, los niveles de transmisión entre la banda del filtro y la primera banda espuria para el caso  $w_{\text{box}}=8$  mm son extremadamente pequeños (casi por debajo de -80 dB). La razón es bastante obvia. Para  $w_{\text{box}}=8$  mm el primer modo de propagación asociado a la caja ( $\text{TE}_{10}$ ) está todavía muy por debajo de su frecuencia de corte en el rango de frecuencias considerado, por lo que la fuerte atenuación de los campos asociados a este modo evita cualquier tipo de transmisión; sin embargo, cuando  $w_{\text{box}}=16$  mm, los campos evanescentes son lo bastante significativos en la puerta de salida para subir los niveles transmisión a -40 dB. Las bandas de paso del filtro (para las que los niveles de transmisión están marcados por el campo conducido por los resonadores) no son prácticamente afectadas por las cercanía de las paredes laterales de la caja, pero el nivel de rechazo por encima de la banda de paso sí puede mejorarse sensiblemente disminuyendo la anchura de la caja.

### 3.4. Conclusiones

En este capítulo hemos centrado nuestra atención en el diseño de filtros basados en el acoplo resonadores sub- $\lambda$  (es decir, resonadores cuyo tamaño a la primera frecuencia de resonancia es significativamente menor que la longitud de onda en el vacío a esa frecuencia). En una primera parte del capítulo se han propuesto los resonadores en espiral (SR's) para diseñar filtros paso de banda con dos ceros de transmisión a frecuencias finitas. Como en este tipo de diseño se hace necesario distinguir entre carácter eléctrico o magnético del acoplo entre resonadores, se ha propuesto para ello un método basado en el cálculo de los coeficientes de reflexión de los modos par e impar de excitación. Se ha comprobado que el uso de SR's supone una importante reducción de tamaño con respecto a filtros basados en resonadores de bucle abierto (*open loop*). Se ha comprobado también que la introducción de ranuras en lugares estratégicos del plano de masa permite un mayor control del acoplo y la posibilidad de fabricar filtros con bandas más anchas. La segunda parte del capítulo está dedicada al diseño de filtros paso de banda basados en nuevos resonadores que pueden considerarse una versión modificada del resonador de salto de impedancia plegado (*folded stepped impedance resonator*, FSIR) convencional que incluyen una ranura o un conductor flotante en el plano de masa. Se ha propuesto un análisis exacto del nuevo resonador basado en diversas configuraciones del modelo de circuito de líneas de transmisión. En particular, se ha demostrado la posibilidad de controlar por separado la frecuencia de resonancia fundamental y la primera resonancia espuria del FSIR mediante la abertura del plano de masa y el conductor flotante. Para el diseño se ha seguido el procedimiento estándar de los filtros paso de banda basados en resonadores acoplados con acoplo directo. Con ayuda de los simuladores electromagnéticos hemos comprobado que los filtros diseñados con FSIR modificados presentan una ventaja importante respecto a los diseños basados en FSIR convencionales: un tamaño más reducido y mejor nivel de acoplo entre los resonadores (con la posibilidad de obtener mayores anchos de banda). El FSIR con conductor flotante en el plano inferior del sustrato también mejora el nivel de rechazo fuera de la banda de paso; además hemos comprobado que ese nivel de rechazo puede ser también controlado con las dimensiones de la caja si el filtro se encapsula. Todos los filtros diseñados han sido fabricados y medidos, encontrándose, en general, un buen acuerdo entre medidas y simulaciones.





## Capítulo 4

# Diseño de un nuevo filtro de doble banda basado en resonadores de salto de impedancia modificados

### 4.1. Introducción

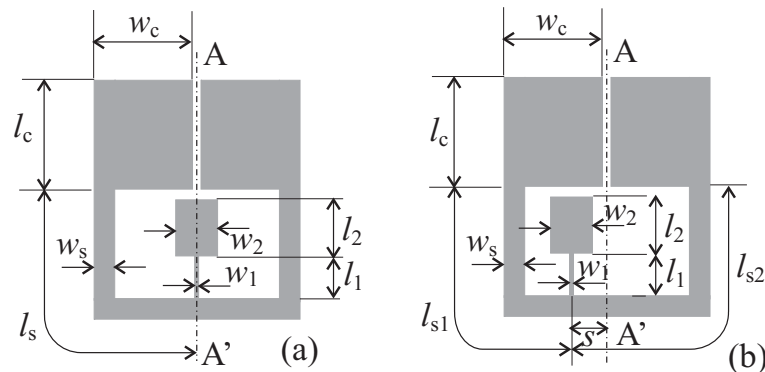
La evolución de los actuales sistemas de comunicación precisa de una circuitería cada vez más compleja para el cumplimiento de los objetivos para los que han sido diseñados. Sistemas de comunicación inalámbricos, tales como telefonía móvil y WLAN (*Wireless Local Area Network*) frecuentemente operan en dos bandas de frecuencias; por ejemplo, los sistemas GSM (*Global System for Mobile Communications*) usan las bandas de 0.9 GHz y 1.8 GHz [138], mientras que los sistemas WLAN trabajan en las bandas de 2.4 GHz y 5.2 GHz [139]. Es precisamente en estos sistemas de radiofrecuencia en los que los filtros con doble banda de paso DBFs (Dual-Band Filters) se han convertido en componentes indispensables. La combinación de dos filtros paso de banda simples [140], los diseños basados en la conexión en cascada de un filtro paso de banda cuya anchura cubra el rango de frecuencias de las dos bandas de paso que se desea implementar y otro rechazo de banda para las frecuencias no deseadas entre las mismas [141], los filtros construidos usando resonadores con diferente frecuencia fundamental, con una entrada y salida común, de forma que la señal es conducida en cada banda por una clase de resonador, [142], son sólo unos pocos ejemplos de las diferentes estrategias de diseño de DBFs. El principal inconveniente de estos diseños es que derivan en filtros de tamaño relativamente grande

(comparados con los filtros de una sola banda de paso) que no satisfacen los requisitos de miniaturización que exigen los dispositivos de radiofrecuencia actuales. Hoy en día, la tendencia dominante es el diseño de DBFs cuyos componentes individuales tienen una respuesta con doble banda de paso *per se* (véase, por ejemplo, [143]). Algunos filtros de esta naturaleza se construyen con líneas cargadas con *stubs* (su funcionamiento se basa en el comportamiento distribuido de los circuitos) [144]-[148], aunque los diseños más compactos se basan en resonadores acoplados (de distintas clases) que se diseñan de tal manera que las dos primeras frecuencias de resonancia de los resonadores coinciden con las frecuencias centrales de las dos bandas de paso del filtro a diseñar [149]-[154].

El objetivo de este capítulo es la introducción de un nuevo resonador compacto cuyas frecuencias de resonancias pueden ser seleccionadas de forma independiente [155]. Este resonador es una modificación del resonador de salto de impedancia plegado (FSIR) que consiste en la introducción de un *stub* eléctricamente pequeño, que presenta también un salto de impedancia, colocado, en principio, en el punto medio de la línea de alta impedancia del resonador principal (véase la Fig. 4.1 (a)). En esta estructura, la primera frecuencia de resonancia depende exclusivamente de las dimensiones del SIR externo, mientras que la segunda frecuencia de resonancia es determinada tanto por el resonador externo como por el *stub* interno. Esta propiedad nos permite sintonizar de forma independiente las dos frecuencias de operación, al contrario de lo que ocurre en un resonador FSIR convencional, en el que cualquier cambio de las dimensiones implica variaciones importantes en ambas frecuencias. Un concepto similar al que presentamos ha sido aplicado recientemente en un par de trabajos [156], [157], en los que un resonador convencional de tipo *open loop* (véase el capítulo anterior) se carga con un *stub* interno para sintonizar la frecuencia de la segunda banda. Sin embargo, la diferencia fundamental con la partícula que proponemos estriba en el hecho de que los resonadores *open loop* resuenan cuando su longitud es un múltiplo entero de la mitad de la longitud de onda, lo que provoca que el tamaño de los filtros sea sensiblemente mayor que los que diseñaremos en este capítulo. Como el tamaño de los anillos tipo FSIR es bastante más pequeño que el de los *open loops*, en nuestro caso, el *stub* interno que actúa como elemento sintonizador de la frecuencia central de la segunda banda, en vez de ser una línea uniforme, como en el caso de [156] o [157], es también una línea con salto de impedancia tipo SIR, que puede proporcionar los valores de las reactancias necesarias con un tamaño menor que una línea convencional. El inconveniente del diseño de DBFs con la partícula simétrica de la Fig. 4.1 (a), es que si bien podemos sintonizar de forma muy precisa e independiente las frecuencias centrales

de las bandas de paso, una vez que establecemos el ancho de banda de la primera banda, el correspondiente a la segunda queda fijado. Este problema queda resuelto si permitimos que el *stub* interno se desplace a cualquier punto de la línea de alta impedancia del SIR externo. La versión asimétrica de la partícula propuesta se muestra en la Fig. 4.1 (b). Como veremos, con el mencionado desplazamiento del *stub* interno podremos controlar las características de la segunda banda sin afectar a las de la primera.

El capítulo se estructura de la siguiente forma. En una primera sección nos centraremos en caracterizar las partículas propuestas, explicaremos cómo funcionan y enfocaremos nuestro interés en la influencia del *stub* interno en la sintonización de la segunda frecuencia de resonancia. A continuación desarrollaremos el método de diseño de los DBFs basados en este tipo de resonadores, extrayendo los factores de acoplos en función de las distintas dimensiones de los mismos. En la siguiente sección mostraremos los tres filtros que han sido diseñados y fabricados y comprobaremos el buen acuerdo existente entre las respuestas medidas y simuladas, para acabar con un pequeño resumen de lo realizado en las conclusiones del capítulo.



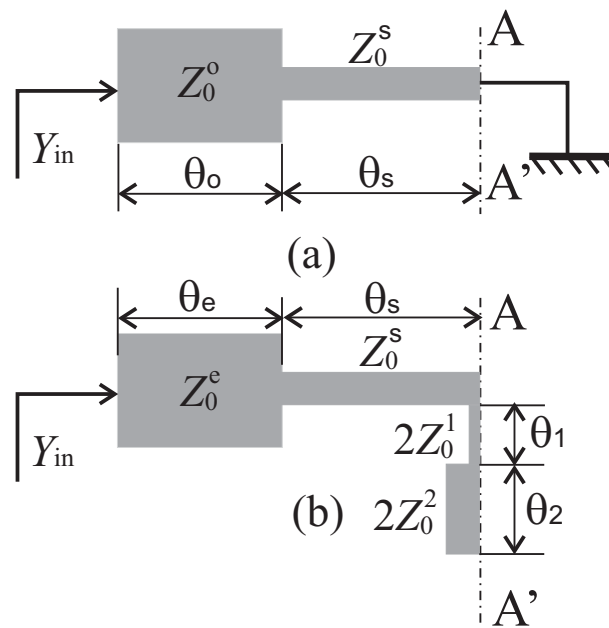
**Figura 4.1:** Resonador FSIR modificado simétrico (a) y asimétrico (b) propuesto como partícula fundamental del nuevo DBF.

## 4.2. Caracterización de los resonadores

### 4.2.1. Estructura simétrica

La geometría del resonador tipo FSIR modificado con un *stub* interno en la posición central de la línea de alta impedancia se muestra en la Fig. 4.1 (a). Debido a su simetría, esta configuración admite un análisis en términos de las excitaciones par e impar. Así,

en la excitación par, el plano de simetría  $AA'$  se comporta como una pared magnética, mientras que en la excitación impar, el plano  $AA'$  actúa como una pared eléctrica. En esta última excitación, el *stub* interno no tiene ninguna influencia en la respuesta eléctrica del resonador, como denota el circuito equivalente que corresponde a tal excitación y que se muestra en la Fig. 4.2 (a) [156]. Sin, embargo, su papel es relevante en la excitación par puesto que obviamente forma parte del circuito equivalente de dicha excitación que se muestra en la Fig. 4.2 (b). Con respecto a la Fig. 4.2 (a),  $Z_0^s$  y  $\theta_s$  se refieren, respectivamente, a la impedancia y a la longitud eléctrica de la línea de alta impedancia del resonador SIR principal o externo (longitud  $l_s$  y anchura  $w_s$ );  $Z_0^{o,e}$  y  $\theta_{o,e}$  son las impedancias modales y longitudes eléctricas de las dos líneas de baja impedancia acopladas que forman parte del mismo resonador externo (de longitud  $l_c$  y anchura  $w_c$ ); y  $Z_0^i$  y  $\theta_i$  son la impedancia característica y la longitud eléctrica de cada una de las secciones de longitud  $l_i$  y anchura  $w_i$  ( $i = 1, 2$ ) de las que consta el *stub* tipo SIR interno. La separación entre las líneas acopladas de baja impedancia del resonador principal se ha elegido igual al mínimo valor de interespaciado entre tiras conductoras que puede fabricarse con precisión en nuestro laboratorio ( $\approx 100 \mu\text{m}$ ). Las condiciones de resonancia en ambas excitaciones se extraen de la condición de anular la admitancia de entrada  $Y_{in} = 0$ , resultando:



**Figura 4.2:** Modelo circuital aproximado en líneas de transmisión del resonador FSIR modificado simétrico: a) excitación impar; b) excitación par.

a) Condición de resonancia para la excitación impar:

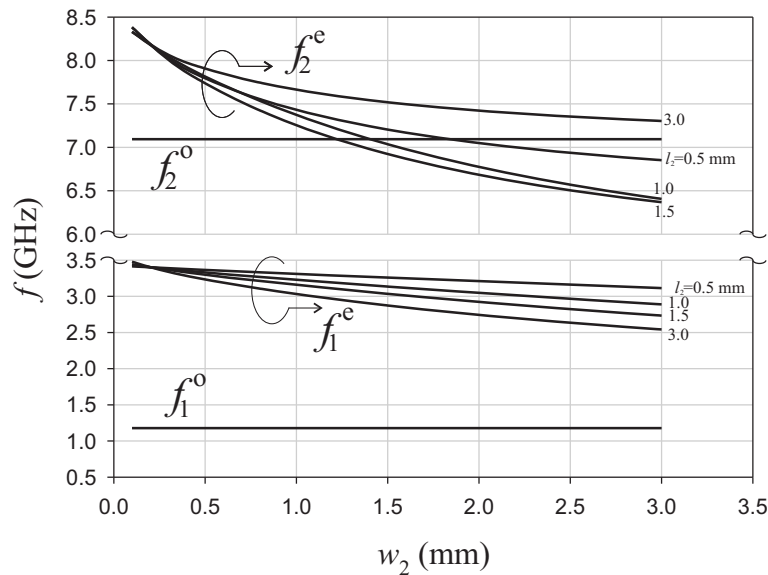
$$\tan \theta_s \tan \theta_o = R_o \quad (4.1)$$

b) Condición de resonancia para la excitación par:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2R_1} \left( 1 + \frac{\tan \theta_e \tan \theta_1}{R_e} \right) \left( \frac{\tan \theta_1}{R_1} + \frac{\tan \theta_2}{R_2} \right) + \\ & + \left( \tan \theta_s + \frac{\tan \theta_e}{R_e} \right) \left( \frac{1}{R_1} + \frac{\tan \theta_1 \tan \theta_2}{R_2} \right) = 0 \end{aligned} \quad (4.2)$$

donde  $R_{o,e} = Z_0^{o,e}/Z_0^s$  y  $R_i = Z_0^i/Z_0^s$  ( $i = 1, 2$ ). Como era de esperar de la Fig. 4.2 y de las ecuaciones (4.1) y (4.2), las frecuencias de resonancia de la excitación impar dependen exclusivamente de la geometría del SIR externo, mientras que las de la excitación par dependen tanto de las dimensiones del resonador principal como de las del *stub* interno. Esta propiedad nos permite controlar independientemente las frecuencias centrales de las bandas de paso. Así, la primera banda (asociada con la primera resonancia de las excitaciones impares) se ajusta variando las dimensiones del resonador externo. Una vez que esa frecuencia se ha fijado, la frecuencia central de la segunda banda es sintonizada variando las dimensiones del *stub* interno, en un proceso que no afecta a la frecuencia de la primera resonancia de la excitación impar. Para ilustrar el procedimiento, hemos obtenido las cuatro primeras frecuencias de resonancia de un resonador FSIR modificado simétrico como el de la Fig. 4.1 (a). En la Fig. 4.3 dichas frecuencias han sido representadas en función la anchura  $w_2$  considerando  $l_2$  como parámetro manteniendo constante la longitud total del *stub*:  $l_1 + l_2$ . Hemos distinguidos entre las frecuencias de resonancia que corresponden a las excitaciones impares,  $f_1^o$  y  $f_2^o$  (que no dependen de las dimensiones del *stub* interno), y aquéllas que corresponden a excitaciones pares,  $f_1^e$  y  $f_2^e$  (las cuales sí dependen de las dimensiones del *stub*). Al diseñar el correspondiente DBF, la Fig. 4.3 nos muestra el intervalo de valores en el que podemos sintonizar la frecuencia central de la segunda banda de paso ( $f_1^e$ ). La tercera frecuencia de resonancia ( $f_2^o$  o  $f_2^e$  según el caso) nos proporciona información de la respuesta del filtro por encima de la segunda banda. Como se ha mencionado anteriormente, podemos variar las dimensiones del SIR externo para sintonizar la primera frecuencia de resonancia  $f_1^o$ . Por ejemplo, en la Fig. 4.4, mostramos la dependencia de  $f_1^o$  con la longitud de las líneas acopladas  $l_c$  manteniendo invariable el área ocupada por el resonador (es decir, la distancia  $l_s + l_c$  se ha mantenido constante). Obviamente, mientras mayor es el valor de  $l_c$ , más pequeño es el valor de  $f_1^o$  ya que el resonador es cada vez eléctricamente más pequeño a medida que el tamaño de

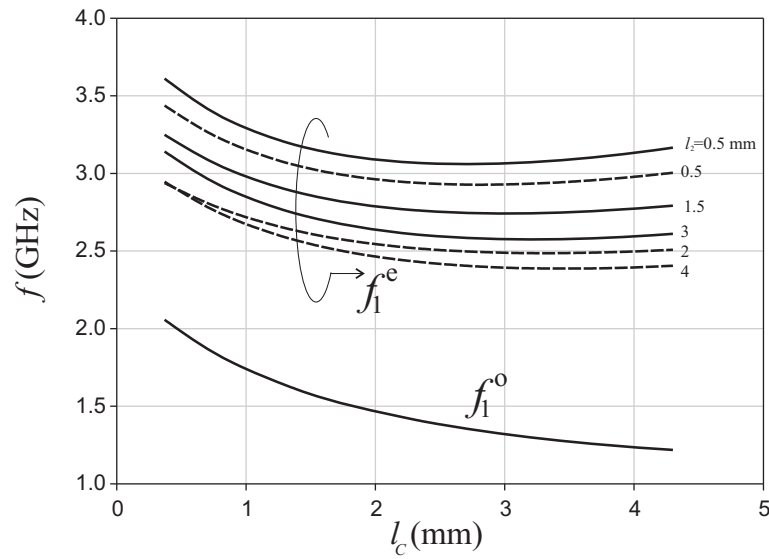
las líneas acopladas de baja impedancia crece en detrimento de la longitud de la línea de alta impedancia. Como en la Fig.4.3, en la Fig.4.4 también hemos representado la segunda frecuencia de resonancia,  $f_1^e$ , obtenidas para dos valores diferentes de la longitud total del *stub* interno y diversos valores de  $l_2$ .



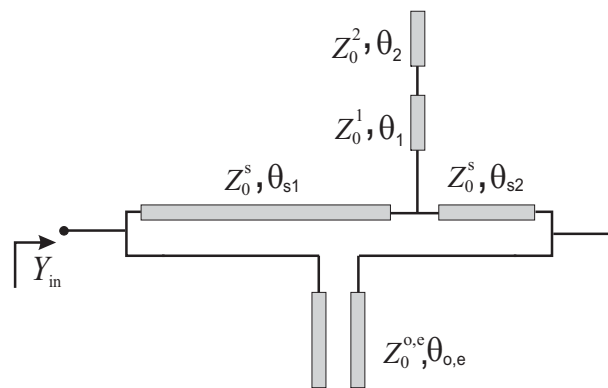
**Figura 4.3:** Comportamiento de las primeras cuatro frecuencias de resonancia del resonador simétrico con la variación de  $w_2$  ( $l_2$  se utiliza como parámetro). Dimensiones:  $l_s = 8.35$  mm,  $w_s = 0.37$  mm,  $l_c = 4.3$  mm,  $w_c = 4.3$  mm,  $w_1 = 0.2$  mm,  $l_1 + l_2 = 3$  mm. Características del sustrato: permitividad  $\epsilon_r = 9.9$  y espesor  $h = 0.635$  mm.

#### 4.2.2. Estructura asimétrica

El diseño adquiere una mayor flexibilidad si permitimos que el *stub* interno se desplace a lo largo de la sección de alta impedancia del resonador externo (véase la Fig.4.1 (b)). En este caso la partícula pierde su simetría y el análisis en términos de las excitaciones par e impar deja de ser válido. El nuevo circuito equivalente en líneas de transmisión se representa en la Fig.4.5; este circuito puede entenderse como la conexión en paralelo de un par de líneas acopladas (de impedancias modales  $Z_0^e$  y  $Z_0^o$ ) y el circuito en T compuesto por las dos líneas de transmisión de impedancia  $Z_0^s$  y longitudes eléctricas  $\theta_{s1}$  y  $\theta_{s2}$  y el *stub* interno tipo SIR acabado en abierto de impedancias  $Z_0^1$  y  $Z_0^2$ . Las frecuencias de resonancia de tal circuito han sido calculadas numéricamente a partir del cálculo de los elementos de la matriz de transmisión del circuito siguiendo un proceso similar al que se



**Figura 4.4:** Comportamiento de las primeras dos frecuencias de resonancia del resonador simétrico con la variación de  $l_c$  ( $l_c + l_s = 12.65$  mm en todos los casos, por lo que el tamaño físico del resonador es siempre el mismo). Dimensiones:  $w_s = 0.37$  mm,  $w_c = 4.3$  mm,  $w_1 = 0.2$  mm,  $w_2 = 3$  mm,  $l_1 + l_2 = 3$  mm (líneas continuas) y 4 mm (líneas a trazos). Se ha utilizado el mismo sustrato que en la Fig. 4.3.



**Figura 4.5:** Modelo en líneas de transmisión de la versión asimétrica del resonador FSIR modificado.

desarrolla en el capítulo 4 de [14] para calcular las frecuencias de resonancia de un anillo abierto cargado con una capacidad localizada. Para ello, tenemos en cuenta que la matriz

de admitancia del par de líneas acopladas toma la forma:

$$\hat{Y}_A = \begin{pmatrix} j \frac{Z_0^e \cot \theta_e + Z_0^o \cot \theta_o}{2Z_0^e Z_0^o \cot \theta_e \cot \theta_o} & -j \frac{Z_0^e \cot \theta_e - Z_0^o \cot \theta_o}{2Z_0^e Z_0^o \cot \theta_e \cot \theta_o} \\ -j \frac{Z_0^e \cot \theta_e - Z_0^o \cot \theta_o}{2Z_0^e Z_0^o \cot \theta_e \cot \theta_o} & j \frac{Z_0^e \cot \theta_e + Z_0^o \cot \theta_o}{2Z_0^e Z_0^o \cot \theta_e \cot \theta_o} \end{pmatrix} \quad (4.3)$$

Por su parte, matriz de impedancia de la conexión en T de las dos líneas de alta impedancia con el *stub* interno resulta ser:

$$\hat{Y}_B = \begin{pmatrix} \frac{Z_0^{st} \cos(\theta_{s1} + \theta_{s1}) + jZ_0^s \cos \theta_{s1} \sin \theta_{s2}}{jZ_0^s Z_0^{st} \sin(\theta_{s1} + \theta_{s1}) - (Z_0^s)^2 \sin \theta_{s1} \sin \theta_{s2}} & \frac{-1}{jZ_0^s Z_0^{st} \sin(\theta_{s1} + \theta_{s1}) - (Z_0^s)^2 \sin \theta_{s1} \sin \theta_{s2}} \\ \frac{-1}{jZ_0^s Z_0^{st} \sin(\theta_{s1} + \theta_{s1}) - (Z_0^s)^2 \sin \theta_{s1} \sin \theta_{s2}} & \frac{Z_0^{st} \cos(\theta_{s1} + \theta_{s1}) + jZ_0^s \cos \theta_{s2} \sin \theta_{s1}}{jZ_0^s Z_0^{st} \sin(\theta_{s1} + \theta_{s1}) - (Z_0^s)^2 \sin \theta_{s1} \sin \theta_{s2}} \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

donde  $Z_0^{st}$  es la impedancia de entrada (desde el punto de conexión con el SIR externo) del *stub* interno que viene dada por:

$$Z_0^{st} = jZ_0^1 \frac{Z_0^1 \tan \theta_1 \tan \theta_2 - Z_0^2}{Z_0^1 \tan \theta_2 + Z_0^2 \tan \theta_1} \quad (4.5)$$

Como hemos indicado, ambos circuitos están conectados en paralelo, por lo que la matriz de admitancia total viene dada por la suma de las matrices de (4.3) y (4.4) [1]:

$$\hat{Y}_T = \hat{Y}_A + \hat{Y}_B = \begin{pmatrix} Y_T^{11} & Y_T^{12} \\ Y_T^{21} & Y_T^{22} \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

Considerando una impedancia de carga infinita, la admitancia de entrada  $Y_{in}$  viene dada por [14]:

$$Y_{in} = \frac{Y_T^{11} Y_T^{22} - Y_T^{12} Y_T^{21}}{Y_T^{22}} \quad (4.7)$$

La resolución numérica de la condición de resonancia  $Y_{in} = 0$ , nos ha permitido calcular las frecuencias de resonancia del resonador asimétrico que proponemos como base del diseño de DBFs. Demostraremos más adelante que la distancia  $s$  entre la posición del *stub* y el eje  $AA'$  juega un papel fundamental en la determinación del acoplo entre los resonadores en la segunda frecuencia de resonancia. De hecho, nuestra intención es usar ese parámetro para controlar dicho acoplo, para lo cual sería deseable que las dos primeras frecuencias de resonancia se mantuvieran prácticamente invariables cuando la distancia  $s$  varíe. Esta propiedad puede cumplirse de forma aproximada siempre y cuando la longitud eléctrica del *stub* sea pequeña al menos hasta la segunda frecuencia de resonancia



$s(\text{mm})$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
0	1.218	2.686	6.742	7.053
0.5	1.217	2.691	6.556	7.257
1	1.216	2.704	6.314	7.591
1.5	1.214	2.727	6.073	7.965
2	1.212	2.760	5.850	8.369
2.5	1.209	2.804	5.644	8.782

**Tabla 4.1:** Valores de las cuatro primeras frecuencias de resonancia (en GHz) de un resonador asimétrico para diferentes valores de  $s$ .

de la partícula. Para mostrar nuestro modo de actuación, en la Tabla 4.1 hemos tabulado las cuatro primeras frecuencias de resonancia de un resonador de dimensiones (véase la Fig. 4.1 (b)):  $l_{s1} + s = 8.35$  mm,  $w_0 = 0.37$  mm,  $l_c = w_c = 4.3$  mm,  $w_1 = 0.2$  mm,  $l_1 = 0.6$  mm,  $w_2 = 2.55$  mm, y  $l_2 = 2.55$  mm. El sustrato es el mismo que el de la Fig. 4.3. Puesto que la longitud eléctrica del *stub* se incrementa a medida que la frecuencia aumenta, mayor es la dependencia con  $s$  de las frecuencias de resonancia cuanto mayor es su orden. Pero para las dos primeras frecuencias de resonancia, para las cuales el *stub* es eléctricamente pequeño, la dependencia de  $f_1$  con  $s$  es despreciable mientras que  $f_2$  varía entorno a un 4%. Con la intención de compensar esta variación, las dimensiones del *stub* se ajustan de forma que tanto la primera como la segunda frecuencia de resonancia permanezcan invariables para cualquier posición del *stub*; en concreto, hemos modificado ligeramente el valor de  $w_2$  para cada valor de  $s$ . Tras este proceso, las frecuencias de la Tabla 4.1 han sido recalculadas y tabuladas en la Tabla 4.2.

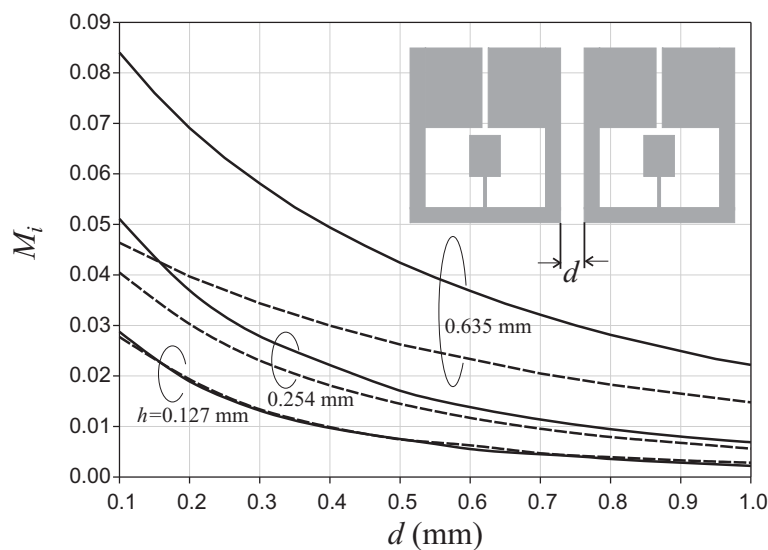
### 4.3. Método de diseño de DBFs basados en resonadores FSIR modificados

#### 4.3.1. Configuración simétrica

La metodología de diseño de los DBFs basados en los resonadores propuestos es muy similar a la expuesta en el capítulo 8 de [56] para filtros paso de banda convencionales (una sola banda) de resonadores con acoplo directo y que se ha expuesto en el capítulo anterior de esta Memoria. Si usamos el resonador FSIR modificado simétrico de la

$s(\text{mm})$	$w_2(\text{mm})$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
0	2.55	1.218	2.686	6.742	7.053
0.5	2.57	1.217	2.687	6.563	7.256
1	2.64	1.216	2.687	6.302	7.585
1.5	2.75	1.215	2.688	6.048	7.951
2	2.93	1.211	2.688	5.807	8.344
2.5	3.20	1.209	2.685	5.575	8.740

**Tabla 4.2:** Valores de las frecuencias de resonancia de la estructura de la Tabla 4.1 tras ajustar el valor de  $w_2$ .



**Figura 4.6:** Coeficientes de acoplamiento,  $M_1$  (líneas a trazos) y  $M_2$  (líneas continuas), en función de la distancia entre resonadores FSIR modificados simétricos para diferentes valores del espesor del sustrato (dimensiones en el texto).

Fig. 4.1 (a), el primer paso es ajustar las dimensiones del resonador externo de forma que su primera frecuencia de resonancia coincida con la frecuencia central especificada de la primera banda de paso del filtro,  $f_1$ . Análogamente, a continuación el *stub* interno se diseña de forma que la segunda frecuencia de resonancia coincida la frecuencia central especificada de la segunda banda de paso,  $f_2$ . Tanto las dimensiones del SIR externo como del interno se obtiene del modelo circuital de la Fig. 4.2, y luego son ligeramente optimizadas con ayuda del simulador electromagnético. Es importante señalar que exis-

ten varios diseños con las mismas frecuencias de resonancia  $f_1$  y  $f_2$ ). El siguiente paso es obtener los coeficientes de acoplo,  $M_i$  a  $f_i$  ( $i = 1, 2$ ) en función de la distancia de acoplo  $d$ , tarea en la que de nuevo precisamos del simulador electromagnético para calcular las frecuencias en las que se desdoblán la primera ( $f_1^a$  y  $f_1^b$ ) y segunda ( $f_2^a$  y  $f_2^b$ ) frecuencia de resonancia cuando se acoplan dos resonadores para aplicar posteriormente la bien conocida expresión:

$$M_i = \frac{(f_i^a)^2 - (f_i^b)^2}{(f_i^a)^2 + (f_i^b)^2} \quad (i = 1, 2) \quad (4.8)$$

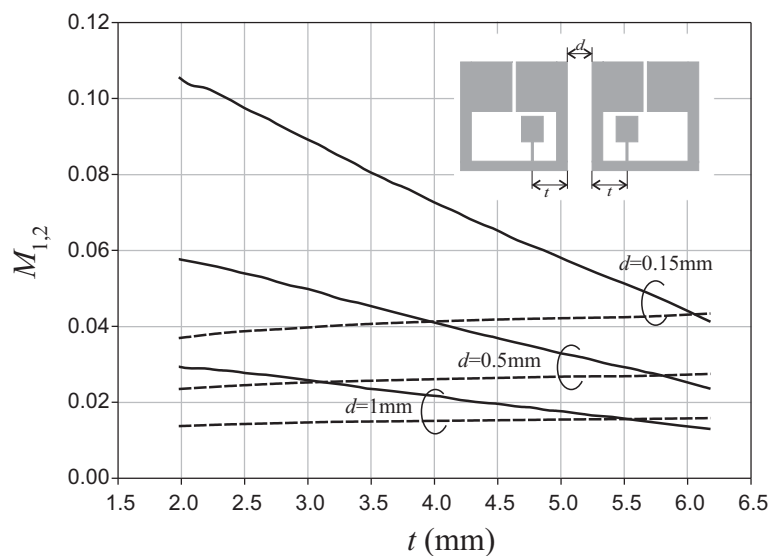
En la Fig. 4.6 se muestran los coeficientes de acoplo de un par de resonadores simétricos en función de la separación entre los mismos,  $d$  para tres valores diferentes de espesor del sustrato,  $h$  (la permitividad relativa es  $\varepsilon_r = 9.9$ ). Las dimensiones de los resonadores se han calculado de forma que todos ellos tengan el mismo valor de las dos primeras frecuencias de resonancia. Para el caso  $h = 0.635$  mm, las dimensiones son las mismas que en la Fig. 4.3 ( $w_2 = 2.55$  mm); para  $h = 0.254$  mm, for  $h = 0.254$  mm,  $w_s = 0.37$  mm,  $w_c = 3.57$  mm,  $l_s = 7.04$  mm,  $l_c = 4.3$  mm,  $w_1 = 0.2$  mm,  $w_2 = 2.42$  mm,  $l_1 = 0.5$  mm y  $l_2 = 2.12$  mm; y para  $h = 0.127$  mm,  $w_s = 0.37$  mm,  $w_c = 3.01$  mm,  $l_s = 6.48$  mm,  $l_c = 4.3$  mm,  $w_1 = 0.2$  mm,  $w_2 = 2.12$  mm,  $l_1 = 0.41$  mm y  $l_2 = 2.12$  mm. Como se puede concluir de la Fig. 4.6, los factores de acoplo dependen fuertemente del espesor del sustrato, por lo que este parámetro podría ser considerado a la hora de conseguir los valores de acoplo que se necesite. Precisamente, el mayor inconveniente de la configuración simétrica consiste en encontrar una geometría que simultáneamente satisfaga los valores requeridos de  $M_1$  y  $M_2$ . Así, una vez que se elige el sustrato y una geometría del resonador, para cada valor de  $s$  tendríamos una pareja de valores  $M_1$  y  $M_2$ . Si, por ejemplo, quisiéramos mantener el valor de  $M_1$  pero cambiar el valor de  $M_2$ , tendríamos que variar tanto las dimensiones del resonador externo como las del resonador interno, (manteniendo, obviamente, las mismas dos primeras frecuencias de resonancia), lo cual puede ser una tarea bastante ardua. Como comprobaremos a continuación, este problema es solventado si usamos la versión asimétrica del resonador FSIR modificado propuesto.

### 4.3.2. Configuración asimétrica

Al usar el resonador FSIR asimétrico de la Fig. 4.1 (b) para diseñar DBFs, el procedimiento es muy similar al descrito en el caso de la configuración simétrica, pero con una ventaja adicional muy interesante.

En la Fig. 4.7 hemos representado los coeficientes de acoplo  $M_1$  y  $M_2$  en función de

la distancia  $t$  (que nos indica la posición de *stub* interior dentro del resonador SIR principal) usando como parámetro la distancia  $d$  entre resonadores. Hay que recordar que, para cada valor de  $t$ , hemos reajustando el valor de  $w_2$  de forma que el desplazamiento del *stub* interno a lo largo de la línea de alta impedancia del SIR externo no afecte a las dos primeras frecuencias de resonancia. El resto de dimensiones y el sustrato son los mismos que los que hemos usado en el caso simétrico (para  $h = 0.635$  mm). Como puede comprobarse de la Fig. 4.7, el coeficiente de acoplo correspondiente a la primera banda,  $M_1$ , apenas depende de la posición del *stub* interior, mientras que el coeficiente de acoplo de la segunda banda,  $M_2$ , muestra una dependencia muy importante con tal posición. En otras palabras, simplemente con un desplazamiento del *stub* interno y un pequeño reajuste en sus dimensiones, podemos controlar el coeficiente de acoplo de la segunda banda sin prácticamente modificar el de la primera banda. Por tanto, el rango de valores de  $M_1$  y  $M_2$  (y, en consecuencia, las posibilidades para los anchos de banda  $\Delta_1$  y  $\Delta_2$ ) es mucho mayor que en el caso simétrico sin tener que variar las dimensiones del anillo externo. Conclusiones parecidas pueden obtenerse de la Fig. 4.8, en la que hemos representado los coeficientes de acoplo entre un resonador simétrico y otro asimétrico en función de  $t$  para diferentes valores de  $s$ . Este tipo de configuración será útil cuando se diseñen filtros con un número impar de resonadores, puesto que en tal caso el resonador



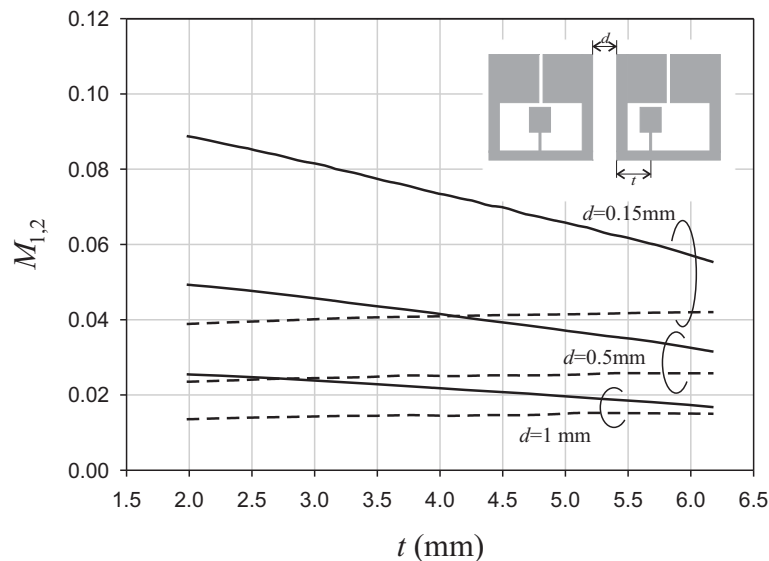
**Figura 4.7:** Coeficientes de acoplo,  $M_1$  (líneas a trazos) y  $M_2$  (líneas continuas), entre dos resonadores asimétricos, en función del desplazamiento del *stub* interno, para distintos valores de la distancia de acoplo  $d$ .

central será simétrico mientras que sus adyacentes serán asimétricos.

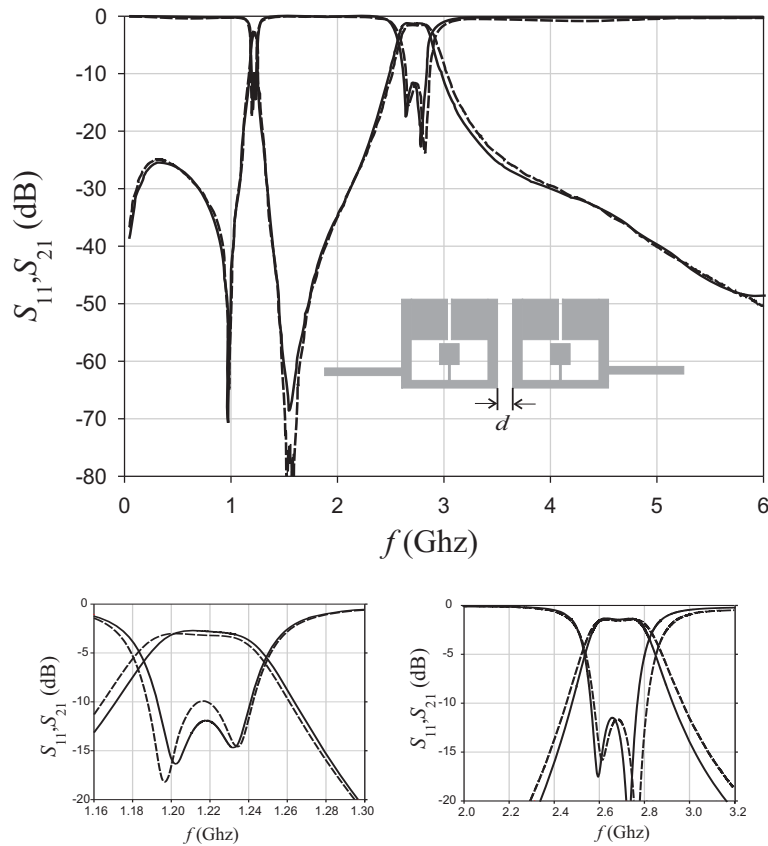
En todas las configuraciones, el último paso del diseño consiste en adaptar las dos bandas simultáneamente a las líneas de alimentación de  $50 \Omega$  a la entrada y salida del filtro. Aunque para tal fin es posible seguir una metodología similar a la que se propone en [150], para evitar la presencia de transformadores de impedancia (que agrandan considerablemente el tamaño del circuito), hemos utilizado el simulador electromagnético para encontrar tanto la posición de contacto como la anchura óptima de las líneas en un pequeño entorno de los resonadores.

#### 4.4. Ejemplos de diseño

Para validar el método de diseño explicado con anterioridad, hemos diseñado, fabricado y medido tres DBFs; las frecuencias centrales de las bandas de paso de los tres diseños son  $f_1 = 1.21$  GHz y  $f_2 = 2.65$  GHz. Las dimensiones de los resonadores son exactamente las mismas que las utilizadas en los estudios teóricos y el sustrato utilizado tiene espesor  $h = 0.635$  mm y permitividad dieléctrica relativa  $\epsilon_r = 9.9$ .



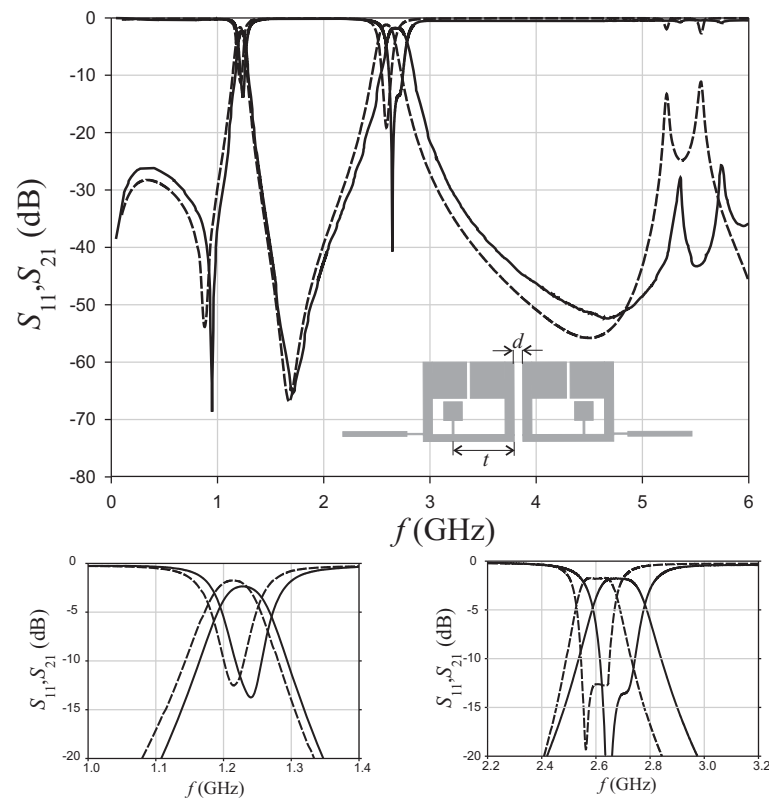
**Figura 4.8:** Coeficientes de acoplamiento,  $M_1$  (líneas a trazos) y  $M_2$  (líneas continuas), entre dos resonadores, uno simétrico y otro asimétrico, en función del desplazamiento del *stub* interno, para distintos valores de la distancia de acoplamiento  $d$ .



**Figura 4.9:** Respuesta simulada (líneas a trazos) y medida (líneas continuas) del filtro  $\mathcal{A}$ , diseñado usando resonadores simétricos. Se muestra un detalle de cada banda.

#### 4.4.1. Filtro $\mathcal{A}$

En primer lugar hemos diseñado un filtro construido con dos resonadores simétricos (orden  $N = 2$ ). Las especificaciones de la primera banda son: rizado,  $r_{p1} = 0.1$  dB y ancho de banda  $\Delta_1 = 3.5\%$ . Con estas especificaciones hemos calculado el coeficiente de acoplo correspondiente a la primera banda [56] resultando ser  $M_1=0.045$ . De la Fig.4.6 podemos extraer que el valor necesario para la distancia entre los resonadores es  $d = 0.15$  mm, que impone para la segunda banda un coeficiente de acoplo  $M_2 = 0.078$ , que corresponde a las siguientes especificaciones de la segunda banda (no diseñadas): rizado  $r_{p2} = 0.15$  dB y ancho de banda  $\Delta_2 = 10\%$ . Recordemos que podríamos redimensionar todo el resonador (tanto el SIR externo como el *stub* interno) para obtener distintas parejas de los coeficientes de acoplo  $M_1$  y  $M_2$  para cada valor de  $s$ . La respuesta simulada y medida del filtro  $\mathcal{A}$  se muestra en la Fig. 4.9, donde mostramos un detalle de ambas bandas de paso,



**Figura 4.10:** Respuesta simulada (líneas a trazos) y medida (líneas continuas) del filtro  $\mathcal{B}$ , diseñado usando resonadores simétricos. Se muestra un detalle de cada banda.

encontrándose un buen acuerdo entre ambos resultados. Es importante hacer notar aquí que el proceso de optimización del tamaño y posición de las líneas de alimentación se ha introducido un cero de transmisión entre las dos bandas de paso del filtro, mejorando de esta forma la selectividad de las mismas.

#### 4.4.2. Filtro $\mathcal{B}$

En este segundo ejemplo, hemos diseñado igualmente un filtro de orden  $N = 2$ , pero en este caso usando resonadores asimétricos, para los que sabemos podemos con facilidad especificar independientemente las propiedades de las dos bandas de paso. Por ejemplo, podemos imponer que ambas bandas tengan las mismas propiedades. En nuestro caso, las hemos diseñado para que ambas tengan respuesta *Butterworth* con un ancho de banda  $\Delta_1 = \Delta_2 = 6\%$ . Obviamente, estas especificaciones requieren el mismo coeficiente de acoplo en las bandas, que resulta ser  $M_1 = M_2 = 0.042$ , que corresponde

al punto donde se cortan los dos coeficientes de acoplo en la Fig. 4.7 para la distancia  $d = 0.15$  mm, para el cual el valor de la distancia de desplazamiento del *stub* interior es  $t = 6.1$  mm. En la Fig. 4.10 se comparan la respuesta simulada y medida del filtro  $\mathcal{B}$ , encontrándose de nuevo un buen acuerdo entre ambos resultados.

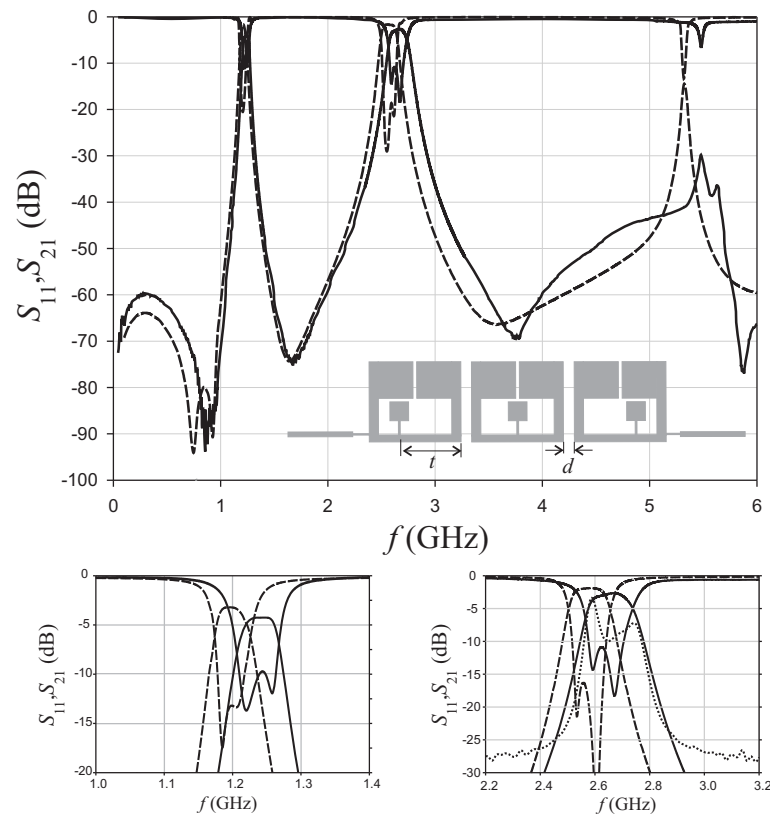
#### 4.4.3. Filtro $\mathcal{C}$

Por último, para probar la versatilidad de los nuevos resonadores propuestos en el diseño de filtros de mayor orden, hemos diseñado un filtro de orden  $N = 3$  con las siguientes especificaciones: para la primera banda, respuesta *Butterworth* ( $r_{p1} = 0$ ) y ancho de banda  $\Delta_1 = 4.3\%$ ; para la segunda banda de paso, rizado  $r_{p2} = 0.1$  dB y ancho de banda  $\Delta_2 = 6\%$ . La simetría del filtro exige que el resonador central haya de ser simétrico y los resonadores de los extremos del filtro asimétricos, por lo que en este caso hemos de usar los coeficientes de acoplo de la gráfica de diseño de la Fig. 4.8. Los valores de los coeficientes de acoplo para la primera y segunda banda resultan ser:  $M_1 = 0.03$  y  $M_2 = 0.042$ , que pueden ser satisfechos con los valores  $d = 0.33$  mm y  $t = 6.65$  mm. Los resultados de la simulación y las medidas del filtro  $\mathcal{C}$  se comparan en la Fig. 4.11, encontrándose, como en los casos anteriores una razonable coincidencia.

## 4.5. Conclusiones

En este último capítulo de la memoria hemos presentado un nuevo diseño de filtros de doble banda de paso basados en una versión modificada del FSIR convencional en la que un *stub* interno, también tipo SIR, se conecta a la línea de alta impedancia del SIR externo. En principio, el mencionado *stub* se localiza en el eje de simetría del resonador. En tal caso, hemos demostrado que es posible sintonizar la frecuencia central de la primera banda ajustando las dimensiones del resonador externo y la frecuencia central de la segunda banda ajustando las dimensiones del *stub* interno. Esta propiedad ya representa una ventaja sobre el filtro basado en resonadores tipo FSIR convencional, en el que cualquier cambio de dimensiones incide directamente en las dos primeras frecuencias de resonancia. Sin embargo, los filtros basados en la versión simétrica del FSIR modificado sigue manteniendo un problema que afecta también a la configuración convencional, y es la dificultad de especificar las propiedades de las dos bandas de paso simultáneamente de una forma simple manejando los mínimos parámetros geométricos. Este problema se resuelve con la versión asimétrica del resonador FSIR modificado, en la que el *stub* in-





**Figura 4.11:** Respuesta simulada (líneas a trazos) y medida (líneas continuas) del filtro  $\mathcal{C}$ , diseñado usando resonadores simétricos y asimétricos. Se muestra un detalle de cada banda.

terno puede localizarse en cualquier punto de la línea de alta impedancia del resonador externo. En tal caso, hemos demostrado que el coeficiente de acoplo de los resonadores en la primera banda es prácticamente independiente de la posición del *stub* interno, mientras que el de la segunda banda depende fuertemente de tal parámetro. Por otra parte, hemos optimizado la posición de las líneas de entrada y salida del filtro con un doble objetivo: adaptación de las dos bandas e introducción de ceros de transmisión para mejorar la selectividad de los filtros. Hemos diseñado y fabricado varios filtros basados en el acoplo de resonadores FSIR modificados simétricos y asimétricos, encontrando, en general, un aceptable acuerdo entre medidas y simulaciones.



# Conclusiones generales

- Se han propuesto nuevas configuraciones en tecnología híbrida *microstrip*/guía coplanar de filtros distribuidos de líneas acopladas paralelas con el fin de eliminar la primera banda espuria que, en torno al doble de la frecuencia central de la banda principal, aparece en los filtros convencionales a causa de la desigualdad de las permitividades efectivas en los modos par e impar. Dichas permitividades pueden igualarse al introducir ranuras en el plano de masa bajo las secciones de líneas acopladas que, de forma adicional, proporcionan un nuevo camino de acoplo entre las tiras permitiendo la implementación de filtros con mayor ancho de banda. No obstante, se ha comprobado que las ranuras resultan insuficientes para eliminar la mencionada banda espuria en determinados sustratos de baja permitividad, problema que se resuelve al insertar conductores flotantes. Además, la presencia de estos conductores flotantes incrementa la flexibilidad del diseño, permitiendo un mayor control de la geometría final del filtro.
- Se ha implementado un nuevo filtro paso bajo de respuesta elíptica, modificando los filtros clásicos construidos mediante secciones de alta y baja impedancia conectadas en cascada. Básicamente, las modificaciones consisten en introducir ranuras bajo las secciones de alta impedancia y sustituir las de baja impedancia por condensadores de placas planas paralelas que se conectan al plano de masa a través de guías coplanares de alta impedancia. Estas guías tienen una doble función: intervienen en la introducción de los ceros de transmisión por encima de la banda (mejorando la selectividad del filtro) y evitan la propagación de los modos *slot* asociados a las ranuras. Adicionalmente, se ha conseguido una significativa reducción de tamaño del filtro con respecto a implementaciones tradicionales al sustituir las secciones de alta impedancia por bucles abiertos conectados en serie.
- Asimismo, se ha diseñado una sección paso alto, también utilizando tecnología

híbrida, que conectada en cascada con el filtro paso bajo diseñado anteriormente constituye un filtro UWB de gran selectividad, pues la sección paso alta introduce un cero de transmisión por debajo de la banda mientras que las secciones paso bajo los introducen por encima de la misma.

- Las dimensiones de los nuevos filtros distribuidos propuestos se han obtenido a partir de los parámetros eléctricos que imponen las especificaciones del diseño mediante un eficiente algoritmo quasi-TEM para estructuras híbridas *microstrip*/guía de onda coplanar, previamente desarrollado en el Grupo de Microondas de la Universidad de Sevilla. Los algoritmos de búsqueda han sido optimizados al tener en cuenta la correlación existente entre parámetros físicos y eléctricos. Las geometrías extraídas de este algoritmo han sido finalmente optimizadas con ayuda del simulador electromagnético para tener en cuenta las discontinuidades presentes en el diseño así como efectos de alta frecuencia que no contempla el algoritmo.
- Con respecto al diseño de filtros localizados basados en resonadores acoplados, en primer lugar se ha propuesto un nuevo método basado en el estudio de los coeficientes de reflexión para distinguir la naturaleza eléctrica o magnética del acoplo entre dos resonadores, lo que resulta muy útil en el diseño de filtros paso de banda elípticos.
- Se han investigado nuevos resonadores subbanda: el resonador en espiral y el resonador de salto de impedancia plegado, ambos modificados introduciendo ranuras en el plano de masa para aumentar el acoplo entre los resonadores que permitan diseñar filtros con mayores anchos de banda.
- En el caso del resonador de salto de impedancia modificado, se ha estudiado especialmente el caso en el que se añade un conductor flotante a la ranura. Se ha realizado un exhaustivo análisis teórico, basado en modelos en parámetros localizados y líneas de transmisión, para calcular las frecuencias de resonancia de la nueva partícula; en concreto, hemos encontrado que las dimensiones del conductor flotante pueden controlar de forma efectiva la posición de la segunda frecuencia de resonancia, lo que nos permite alejarla suficientemente de la primera para mejorar de forma significativa la atenuación por encima de la banda principal con respecto al caso del resonador convencional.
- Se ha presentado una nueva modificación del filtro de salto de impedancia plegado,

consistente en conectar un *stub* tipo SIR a la sección de alta impedancia, con objeto de diseñar filtros con doble banda de paso. Hemos comprobado que mientras el resonador externo controla la frecuencia central de la primera banda, la frecuencia central de la segunda banda puede ser sintonizada en cierto rango de valores variando las dimensiones del *stub* interno. Además, se ha demostrado que, dada una distancia de separación entre resonadores, su coeficiente de acoplo a la segunda frecuencia de resonancia cambia sustancialmente con la posición de *stub* interno, lo que nos ha permitido diseñar de forma independiente los anchos de banda de las dos bandas de paso del filtro.

- Finalmente, es necesario destacar que todos los diseños propuestos en la Memoria han sido fabricados con técnicas standard de fotograbado, encontrándose en general un buen acuerdo entre las respuestas simuladas y medidas de los filtros, lo que avala el potencial y la metodología de diseño de las nuevas configuraciones presentadas.



# Bibliografía

- [1] D. Pozar. *Microwave Engineering*. Addison-Wesley, 1990.
- [2] I. C. Hunter, L. Billonet, B. Jarry, and P. Guillon. Microwave filters—Applications and technology. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 50:794–805, March 2002.
- [3] M. I. Herman, S. Valas, D. M. McNay, R. Knust-Graichen, and J. C. Chen. Investigation of passive band pass filters using MMIC technology. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 2:228–230, June 2002.
- [4] F. J. Winter, J. J. Taub, and M. Marcelli. High dielectric constant strip line band pass filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 39:2182–2187, December 1991.
- [5] S. B. Cohn. Parallel-coupled transmission-line resonator filters. *IRE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 6:223–231, April 1958.
- [6] G. L. Matthaei. Interdigital band-pass filters. *IRE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 10:479–491, November 1962.
- [7] G. L. Matthaei. Combline band-pass filters of narrow and moderate bandwidth.
- [8] E. G. Cristal and S. Frankel. Design of hairpin-line and hybrid hairpin-parallel-coupled-line filters. *IEEE International Microwave Symposium*, pages 12–13, June 1971.
- [9] R. Levy and S. B. Cohn. A history of microwave filter research, design, and development. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 32:1055–1067, September 1984.

- [10] M. Sagawa, M. Makimoto, and S. Yamashita. Geometrical structures and fundamental characteristics of microwave stepped impedance resonators. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 45:1078–1085, July 1997.
- [11] J. S. Hong and M. J. Lancaster. Theory and experiment of novel microstrip slow-wave open-loop resonators filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 45:2358–2365, December 1997.
- [12] J. Martel, R. Marqués, F. Falcone, J. D. Baena, F. Medina, F. Martín, and M. Sorolla. A new LC series element for compact bandpass filter design. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14:210–212, May 2004.
- [13] J. Bonache, F. Martín, F. Falcone, J. García, I. Gil, T. Lopetegui, M. A. G. LAso, R. Marqués, F. Medina, and M. Sorolla. Super compact split ring resonators CPW bandpass filters. *IEEE International Microwave Symposium*, pages 1483–1486, June 2004.
- [14] M. Makimoto y S. Yamashita. *Microwave resonators and filters for wireless communication*. Springer series in advanced microelectronics, Berlín, 2000.
- [15] F. Huang. Ultra-compact superconducting narrow-band filters using single and twin spiral resonators. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 51(2):487–491, February 2003.
- [16] R. Levy, R. V. Snyder, and G. Matthaei. Design of microwave filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 50:783–793, March 2002.
- [17] M. Aikawa and H. Ogawa. Double-sided MIC's and their applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 37:406–413, February 1989.
- [18] I. J. Bahl. Capacitively compensated high performance parallel coupled microstrip filters. *IEE int. Microwave Symp. Digest*, pages 679–682, December 1989.
- [19] R. Phromloungsri, M. Chongcheawchamnan, and I. D. Robertson. Inductively compensated parallel coupled microstrip lines and their applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 54:3571–3582, September 2006.
- [20] S. Denis, C. Person, S. Toutain, B. Théron, and S. Vigneron. Parallel coupled microstrip filter with phase difference compensation. *Electronics Letters*, vol. 31:1927–1928, October 1995.



- 
- [21] J. T. Kuo, W.H. Hsu, and W.T. Huang. Parallel coupled microstrip filters with suppression of harmonic response. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12:383–385, October 2002.
- [22] M. L. Roy, A. Pérennec, S. Toutain, and L. Claude Calvez. Continuously varying coupled transmission lines applied to design band-pass filters. *Inc. Int. J. RF and Microwave CAE*, vol. 444:288–295, 2002.
- [23] T. Lopetegi, M. A. G. Laso, J. Hernández, M. Bacaicoa, D. Benito, M. J. Garde, M. Sorolla, and M. Guglielmi. New microstrip wiggly-line filters with spurious passband suppression. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 49:1593–1598, September 2001.
- [24] T. Lopetegi, M. A. G. Laso, F. Falcone, F. Martín, J. Bonache, J. García, L. Pérez-Cuevas, M. Sorolla, and M. Guglielmi. Microstrip wiggly-line bandpass filters with multispurious rejection. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14:531–533, November 2004.
- [25] S. Sun and L. Zhu. Periodically nonuniform coupled microstrip-line filters with harmonic suppression using transmission zero reallocation. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 53:1817–1822, May 2005.
- [26] Y. Sung, C. S. Ahn, and Y. S. Kim. Parallel-coupled microstrip bandpass filters with a wide stopband using spur lines. *Microwave & Optical Technology Letters*, vol. 43:9–11, October 2004.
- [27] J. Marimuthu and M. Esa. Experimental performance of harmonic suppressed bandpass filter. *Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics Proceedings*, December 2007.
- [28] J. T. Kuo, S. P. Chen, and M. Jiang. Parallel-coupled microstrip filters with over-coupled end stages for suppression of spurious responses. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13:440–442, October 2003.
- [29] M. Roy and A. Pérennec. Spurious responses suppression of parallel coupled-lines microstrip bandpass filters: Comparison and improvements of planar approaches. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, pages 104–109, June 2006.

- [30] S. M. Wang, C. H. Chi, M. Y. Hsieh, and C. Y. Chang. Miniaturized spurious pass-band suppression microstrip filter using meandered parallel coupled lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 53.
- [31] P. Cheong, S. W. Fok, and K. W. Tam. Miniaturized parallel coupled-line bandpass filter with spurious-response suppression. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 53:1810–1816, May 2005.
- [32] W. M. Fathelbab and M. B. Steer. Parallel-coupled line filters with enhanced stopband performances. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 53:3774–3781, December 2005.
- [33] J. García, F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, I. Gil, T. Lopetegi, M. A. G. Laso, M. Sorolla M., and R. Marqués. Spurious passband suppression in microstrip coupled line band pass filters by means of split ring resonators. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14:416–418, September 2004.
- [34] J. García, F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, J.D. Baena, I. Gil, E. Amat, T. Lopetegi, M. A. G. Laso, J. A. Marcotegui, M. Sorolla, and R. Marqués. Microwave filters with improved stopband based on sub-wavelength resonators. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 53:1997–2006, June 2005.
- [35] M. H. Weng, H. W. Wu, Y. C. Chang, Y. C. Huang, and Y. K. Su. A parallel coupled-line bandpass filter with wide stopband using slotted ground structures. *Microwave & Optical Technology Letters*, vol. 49:159–162, January 2006.
- [36] S. W. Ting, K. W. Tam, and R. Martins. Novel defected ground structure element with triple transmission zeros and its application for multispurious suppression of microstrip parallel-coupled-line bandpass filter. *Microwave & Optical Technology Letters*, vol. 49:1409–1412, June 2007.
- [37] D. Píscarreta and S. W. Ting. Microstrip parallel coupled line bandpass filter with selectivity improvement using U-shaped defected ground structure. *Microwave & Optical Technology Letters*, vol. 50:911–915, April 2008.
- [38] F. Yang, K. P. Mang, Y. Quian, and T. Itoh. A uniplanar compact photonic bandgap (UC-PBG) structure and its application for microwave circuits. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 47:1509–1515, August 1999.

- [39] H. W. Wu, S. H. Chang, M. H. Weng, H. Kuan, and Y. K. Su. Harmonic suppression in parallel coupled microstrip bandpass filter with embedded C-shaped EBG cells. *Microwave & Optical Technology Letters*, vol. 48:2244–2246, November 2006.
- [40] H. W. Wu, M. H. Weng, Y. K. Su, R. Y. Yang, and C. Y. Hung. Spurious suppression of a parallel coupled microstrip bandpass filter with simple ring EBG cells on the middle layer. *IEICE Transactions on Electronics*, vol. E89-C:568–570, April 2006.
- [41] C. H. Wu, C. H. Wang, Y. S. Lin, and C. H. Chen. Parallel-coupled coplanar-waveguide bandpass filter with multiple transmission zeros. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17:118–120, February 2007.
- [42] C. Y. Chang and T. Itoh. A modified parallel-coupled filter structure that improves the upper stopband rejection and response symmetry. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 39:310–314, February 1991.
- [43] S. Llorente Romano, C. San Segundo Santos, A. Gutiérrez Molina, and M. Salazar Palma. Filtro de líneas acopladas con cerros de transmisión en tecnología microstrip. *XVII URSI (Acta de congreso)*, September 2002.
- [44] Y. S. Lin and C. H. Chen. Novel compact microstrip parallel-coupled bandpass filters with lumped-element j-inverter. *Asia-Pacific Microw. Conference*, 2005.
- [45] Y. S. Lin, C. H. Wang, C. H. Wu, and C. H. Chen. Novel compact parallel-coupled microstrip bandpass filters with lumped-element K-inverters. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 53:911–915, July 2005.
- [46] W. N. Chen, M. H. Weng, T. H. Huang, T. C. Cheng, and B. T. Dai. Microstrip coupled-line bandpass filter with a multilayer structure. *Microwave & Optical Technology Letters*, vol. 39:493–495, December 2003.
- [47] C. Person, A. Sheta, J. Coupez, and S. Toutain. Design of high performance band pass filters by using multilayer thick-film technology. *24<sup>th</sup> European Microwave Conf. Proc.*, pages 466–471, December 1994.
- [48] J. T. Kuo, M. Jiang, and H. J. Chang. Design of parallel-coupled microstrip filters with suppression of spurious resonances using substrate suspension. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 52:83–89, January 2004.

- [49] J. T. Kuo and M. Jiang. Enhanced microstrip filter design with a uniform dielectric overlay for suppressing the second harmonic response. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14:419–421, September 2004.
- [50] M. C. Velázquez, J. Martel, and F. Medina. Parallel coupled microstrip filters with ground-plane aperture for spurious band suppression and enhanced coupling. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 52:1082–1086, March 2004.
- [51] M. C. Velázquez, J. Martel, and F. Medina. Parallel coupled microstrip filters with floating ground-plane conductor for spurious-band suppression. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 53:1823–1828, May 2005.
- [52] M. Moradian and M. Tayarani. Spurious-response suppression in microstrip parallel-coupled bandpass filters by grooved substrates. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 56:1707–1713, July 2008.
- [53] K. S. Chin, L. Y. Lin, and J. T. Kuo. New formulas for synthesizing microstrip bandpass filters with relatively wide bandwidths. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14:231–233, May 2004.
- [54] F. Masot, F. Medina, and M. Horno. Analysis and experimental validation of a type of three-microstrip directional coupler. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 42:1624–1631, September 1994.
- [55] L. Zhu, H. Bu, and K. Wu. Broadband and compact multi-pole microstrip bandpass filter using ground plane aperture technique. *IEE Proceedings H, Microwave Antennas and Propagation*, vol. 49:71–77, February 2002.
- [56] J. S. Hong and M. J. Lancaster. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. Wiley Inter-Science, New York, 2001.
- [57] J. Martel and F. Medina. A suitable integral equation for the quasi-TEM analysis of hybrid strip/slotline structures. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 49:224–228, January 2001.
- [58] F. Medina and M. Horno. Quasi-analytical static solution of the boxed microstrip line embedded in a layered medium. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 40:1748–1756, September 1992.

- [59] E. Drake, F. Medina, and M. Horno. Improved quasi-TEM spectral domain analysis of boxed coplanar multiconductor microstrip lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol.41:260–267, February 1993.
- [60] E. Drake, F. Medina, and M. Horno. Quick computation of [C] and [L] matrices of generalized multiconductor coplanar waveguide transmission lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol.42:2328–2335, December 1993.
- [61] Ensemble. v. 5.1. Ansoft Corporation, Microwave Division, 1998.
- [62] J. Martel, R. R. Boix, and M. Horno. Design parameters of asymmetrical edge-coupled microstrip open-end discontinuities. *Microwave & Optical Technology Letters*, vol.5:411–417, August 1992.
- [63] C. Nguyen. Accurate equation for determining resonator length in half-wavelength parallel-coupled band-pass filters. *IEE Electronics Letters*, vol. 29:532–533, March 1993.
- [64] C. L. Liao and C. H. Chen. A novel coplanar-waveguide directional coupler with finite-extent backed conductor. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol.51:200–206, January 2003.
- [65] J. Park, J. P. Kim, and S. Nam. Design of a novel harmonic-suppressed microstrip low-pass filter. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.17:424–426, June 2007.
- [66] K. Kim, S. Kim, H. Han, J. Park, and H. Lim. Compact microstrip lowpass filter using shunt open stubs and coupled slots on ground plane. *IEE Electronics Letters*, vol. 40, March 2004.
- [67] R. Saal and E. Ulbrich. On the desing of filters by synthesis. *IRE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 6:284–327, December 1958.
- [68] L. Zhu, H. Bu, K. Wu, and M. Stubbs. Unified CAD model of microstrip line with backside aperture for multilayered integrated circuit. *IEEE International Microwave Symposium*, 2:981–984, June 2000.
- [69] S. Sun and L. Zhu. Stopband-enhanced and size-miniaturized low-pass filters using high-impedance property of offset finite-ground microstrip line. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 53:2844–2850, September 2005.

- [70] G. Matthaei, L. Young, and E. M. Jones. *Microwave filter, impedance-matching networks and coupling structures*. Artech House Books, Dedham, MA, USA, 1980.
- [71] G. T. Roan and K. A. Zaki. Computer-aided design of microstrip filters by iterated analysis. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 36:1482–1487, November 1988.
- [72] F. Giannini, M. Salerno, and R. Sorrentino. Design of low-pass elliptic filters by means of cascaded microstrip rectangular elements. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 30:1348–1353, September 1982.
- [73] R. Levy and I. Whiteley. Synthesis of distributed elliptic-functions from-lumped constant prototypes. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 14:506–517, November 1966.
- [74] S. A. Alseyab. A novel class of generalized Chebyshev low-pass prototype for suspended substrate stripline filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 30:1341–1347, September 1982.
- [75] L. H. Hsieh and K. Chang. Compact low-pass filters using stepped-impedance hairpin resonators. *IEE Electronics Letters*, vol. 37:899–900, January 2001.
- [76] L. H. Hsieh and K. Chang. Compact elliptic-function low-pass filters using microstrip stepped-impedance hairpin resonators. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 51:193–199, January 2003.
- [77] W. Tu and K. Chang. Compact microstrip low-pass filter with sharp rejection. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15:404–406, June 2005.
- [78] W. Tu and K. Chang. Microstrip elliptic-function low-pass filters using distributed elements or slotted ground structure. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 54:3786–3792, June 2005.
- [79] J. X. Chen and Q. Xue. Compact microstrip low-pass filter with suppression of spurious response. *IEE Proc. Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 153:432–434, October 2006.
- [80] M. H. Yang and J. Xu. Design of compact, broad-stopband lowpass filter using modified stepped impedance hairpin resonators. *IEE Electronics Letters*, vol. 44:1198–1199, September 2008.

- [81] J. P. Kim and W. S. Park. Microstrip lowpass filter with multislots on ground plane. *IEE Electronics Letters*, vol. 37:1525–1526, December 2001.
- [82] A. D. Abdel-Rahman, A. K. Verma, A. Boutejdar, and A. S. Omar. Control of bandstop response of Hi-Lo microstrip low-pass filter using slot in ground plane. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 52:1008–1013, March 2004.
- [83] J. S. Lim, C. S. Kim, D. Ahn, Y. C. Jeong, and S. Nam. Design of low-pass filters using defected ground-plane structure. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 53:2539–2545, August 2005.
- [84] H. J. Chen, T. H. Huang, C. S. Chang, L. S. Chen, N. F. Wang, Y. H. Wang, and M. P. Houngh. A novel cross-shape DGS applied to design of ultra-wide stop-band low-pass filters. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16:252–254, May 2006.
- [85] J. Yang and W. Wu. Compact elliptic-function low-pass filter using defect ground structure. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18:578–580, September 2008.
- [86] A. Boutejdar and A. Omar. Design of a novel ultra-wide stopband lowpass filter using H-defected ground structure. *Microwave & Optical Technology Letters*, vol. 50:771–775, March 2008.
- [87] A. Boutejdar and A. Omar. Design of microstrip bandpass and lowpass filters using coupling matrix method and a new harpin defected ground structure. *Microwave & Optical Technology Letters*, vol. 50:2898–2901, November 2008.
- [88] M. K. Mandal, P. Mondal, S. Sanyal, and A. Chakrabarty. Low insertion-loss, sharp-rejection and compact microstrip low-pass filter. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16:600–602, November 2006.
- [89] S. W. Ting, K. W. Tam, and R. P. Martins. Miniaturized microstrip lowpass filter with wide stopband using double equilateral U-shaped defected ground structure. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16:240–243, May 2006.
- [90] S. Jung, Y. K. Lim, and H. Y. Lee. A coupled-defected ground structure lowpass filter using inductive coupling for improved attenuation. *Microwave & Optical Technology Letters*, vol. 50:1541–1544, June 2008.

- [91] Q. Xue, K. M. Shum, and C. H. Han. Novel 1-D microstrip PBG cells. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10:403–407, October 2000.
- [92] J. Gu and X. Sun. Compact lowpass filter using spiral compact microstrip resonant cells. vol. 41:1065–1066, September 2005.
- [93] F. Zhang, J. Z. Gu, C. Y. Gu, L. N. Shi, C. F. Li, and X. W. Sun. Lowpass filter with in-line beeline CMRC. vol. 42:472–474, April 2006.
- [94] L. Li, Z. F. Li, and Q. F. Wei. Compact and selective lowpass filter with very wide stopband using tapered compact microstrip resonant cells. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10:403–407, October 2000.
- [95] J. L. Li, S. W. Qu, and Q. Xue. Compact microstrip lowpass filter with sharp roll-off and wide stop-band. vol. 45:110–111, January 2009.
- [96] S. Y. Huang and Y. H. Lee. Compact U-shaped dual planar EBG microstrip low-pass filter. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 53:3799–3805, December 2005.
- [97] M. C. Velázquez, J. Martel, and F. Medina. Design of compact low-pass elliptic filters using double-side MIC technology. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 55:121–127, January 2007.
- [98] J. J. García, J. Bonache, F. Falcone, J. D. Baena, F. Martín, I. Gil, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, A. Marcotegui, R. Marqués, and M. Sorolla. Stepped-impedance low pass filters with spurious passband suppression. *IEE Electronics Letters*, vol.40:881–883, July 2004.
- [99] A. Ali, M. A. Khan, and Z. Hu. High selectivity lowpass filter using negative- $\epsilon$  metamaterial resonators. vol. 43:528–530, April 2007.
- [100] A. Balalem, A. Ali, J. Machac, and A. Omar. Quasi-elliptic microstrip low-pass filters using an interdigital DGS slot. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 55:121–127, January 2007.
- [101] Federal Communications Commission (FCC). *Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra wideband transmission systems*. First Report and Order, ET-Docket 98-153, FCC02-48, 2002.



- [102] C. P. Chen, Z. Ma, and T. Anada. Synthesis of ultra-wideband bandpass filter employing parallel-coupled stepped-impedance resonators. *IET Microwaves Antennas Propag.*, vol. 2:766–772, December 2008.
- [103] R. Li, S. Sun, and L. Zhu. Synthesis design of ultra-wideband bandpass filters with composite series and shunt stubs. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 57, February 2009.
- [104] G. M. Yang, R. Jin, J. Geng, X. Huang, and G. Xiao. Ultra-wideband bandpass filter with hybrid quasi-lumped elements and defected ground structure. *IET Microwaves Antennas Propag.*, vol. 1:733–736, June 2007.
- [105] T. N. Kuo, S. C. Lin, and C. H. Chen. Compact ultra-wideband bandpass filters using composite microstrip-coplanar-waveguide structure. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 54:3772–3778, October 2006.
- [106] T. N. Kuo, C. H. Wang, and C. H. Chen. A compact ultra-wideband bandpass filter based on split-mode resonator. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17:852–854, December 2007.
- [107] H. Wang, L. Zhu, and W. Menzel. Ultra-wideband bandpass filter with hybrid microstrip/CPW structure. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15:844–846, December 2005.
- [108] A. Balalem, W. Menzel, J. Machac, and A. Omar. A simple ultra-wideband suspended stripline bandpass filter with very wide stop-band. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18:170–172, March 2008.
- [109] S. Sun and L. Zhu. Capacitive-ended interdigital coupled lines for UWB bandpass filters with improved out-of-band performances. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16:440–442, August 2006.
- [110] H. Shaman and J. S. Hong. A novel ultra-wideband (UWB) bandpass filter (BPF) with pairs of transmission zeroes. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17:121–123, February 2007.
- [111] H. Shaman and J. S. Hong. Ultra-wideband (UWB) bandpass filter with embedded band notch structures. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17:193–195, March 2007.

- [112] A. Ali and Z. Hu. Metamaterial resonator based wave propagation notch for ultrawideband filter applications. *IEEE Antenas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7:210–212, 2008.
- [113] M. Uhm, K. Kim, and D. S. Filipovic. Ultra-wideband bandpass filters using quarter-wave short-circuited shunt stubs and quarter-wave series transformers. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18:668–670, October 2008.
- [114] K. Song and Y. Fan. Compact ultra-wideband bandpass filter using dual-line coupling structure. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 19:30–32, January 2009.
- [115] J. Martel, R. R. Boix, and M. Horno. Static analysis of microstrip discontinuities using the excess charge density in the spectral domain. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol.39:1623–1631, September 1991.
- [116] J. García García, J. Bonache, I. Gil, F. Martín, M. C. Velázquez, and J. Martel. Miniaturized microstrip and CPW filters using coupled metamaterial resonators. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 54:2628–2635, June 2006.
- [117] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart. Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol.47:2075–2084, November 1999.
- [118] D.R. Smith, W.J. Padilla, D.C. Vier, S.C. Nemat-Nasser, and S. Schultz. Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity. *Physical Review letters.*, vol.84, 2000.
- [119] J.D. Baena, J. Bonache, R. Marqués, F. Martín, F. Falcone, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, J. García-García, I. Gil, M. Flores-Portillo, and M. Sorolla. Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 53(4):1451–1461, April 2005.
- [120] J. Bonache, F. Martín, F. Falcone, J. J. García-García, I. Gil, T. Lopetegi, M. A. G. Laso, R. Marqués, F. Medina, and M. Sorolla. Super compact split ring resonators CPW band pass filters. vol.3:1483 – 1486, June 2004.

- 
- [121] J. Bonache, I. Gil, J. García-García, and F. Martín. Complementary split ring resonators for microstrip diplexer design. *IEE Electronics Letters*, vol. 41:810–811, July 2005.
- [122] G. Siso, M. Gil, F. Aznar, J. Bonache J, and F. Martín. Dispersion engineering with resonant-type metamaterial transmission lines. *Laser & Photonics Reviews*, vol. 3:12–29, March 2009.
- [123] G. Zhang, F. Huang, and M.J. Lancaster. Superconducting spiral filters with quasi-elliptic characteristic for radio astronomy. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 53(3):947–951, Nov. 2005.
- [124] F. Huang, M. Zhou, and L. Yue. A narrowband superconducting filter using spirals with a reversal in winding direction. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 54(11):3954–3959, Nov. 2006.
- [125] J. S. Hong and M.J. Lancaster. Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 44:2099–2109, December 1996.
- [126] R. Levy. Filters with single transmission zeros at real and imaginary frequencies. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 24:172–181, 1976.
- [127] J. S. Hong and M. J. Lancaster. Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 48:1098–1107, 2000.
- [128] ADS-Momentum. 2005. Agilent Technologies Inc., 2005.
- [129] J. D. Baena, R. Marqués, F. Medina, and J. Martel. Artificial magnetic metamaterial design by using spiral resonators. *Physical Review B, Condens. Matter*, vol. 69:014 402 (1–5), 2004.
- [130] M. C. Velázquez, J. Martel, and F. Medina. Design of band-pass filters using stepped impedance resonators with floating conductors. *International Journal of Radio Frequency and Microwave Computer-Aided Engineering*, enviado para su publicación.
- [131] E. G. Crystal and S. Frankel. Hairpin-line and hybrid hairpin-line/half-wave parallel-coupled-line filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 20:719–728, November 1972.

- [132] M. Sagawa, K. Takahashi, and M. Makimoto. Miniaturized hairpin resonator filters and their application to receiver front-end MIC's. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 37:1991–1997, December 1989.
- [133] J. Gu, F. Zhang, C. Wang, Z. Zhang, M. Qi, and X. Sun. Miniaturization and harmonic suppression open-loop resonator bandpass filter with capacitive terminations. *IEEE International Microwave Symposium*, pages 373–376, 2006.
- [134] S. Y. Lee and C. M. Tsai. New cross-coupled filter design using improved hairpin resonator. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 48:2482–2490, December 2000.
- [135] J. Zhu and Z. Feng. Microstrip interdigital hairpin resonator with an optimal physical length. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16:672–674, December 2006.
- [136] K. Gupta, R. Garg, I. Bahl, and P. Bhartia. *Microstrip lines and slotlines*. Second Edition, Artech House.
- [137] D. Packiaraj, M. Ramesh, and A. T. Kalghatgi. Design of a tri-section folded SIR filter. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16:317–319, May 2006.
- [138] M. Hikita, N. Matsuura, K. Yokoyama, N. Shibagaki, and K. Sakiyama. SAW front-end module for GSM-based dual-band celular phones with direct-conversion demodulation. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 50:2629–2638, November 2002.
- [139] S. F. R. Chang, W. L. Chen, S. C. Chang, C. K. Tu, C. L. Wei, C. H. Chien, C. H. Tsai, J. Chen, and A. Chen. A dual band RF transceiver for multistandard WLAN applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 53:1048–1055, March 2005.
- [140] H. Miyake, S. Kitazawa, T. Ishizaki, T. Yamada, and Y. Nagatomi. A miniaturized monolithic dual band filter using ceramic lamination technique for dual mode portable telephones. *IEE int. Microwave Symp. Digest*, pages 789–792, 1997.
- [141] L. C. Tsai and C. W. Huse. Dual-band bandpass filters using equal length coupled-serial-shunted lines and z-transform techniques. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 52:1111–1117, April 2004.

- 
- [142] C. Y. Chen and C. Y. Hsu. A simple and effective method for microstrip dual band design. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16:246–258, May 2006.
- [143] A. García Lampérez and M. Salazar-Palma. Dual band filter with splitting resonators. *IEEE International Microwave Symposium*, pages 519–522, 2006.
- [144] C. Quendo, E. Rius, and C. Person. An original topology of dual-band filter with transmission zeros. *IEEE International Microwave Symposium*, pages 1093–1096, 2003.
- [145] C. M. Tsai, H. M. Lee, and C. C. Tsai. Planar filter design with fully controllable second passband. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 53:3429–3439, November 2007.
- [146] H. M. Lee and C. M. Tsai. Dual-band filter design with flexible passband frequency and bandwidth selections. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 55:1002–1009, May 2007.
- [147] S. G. Mao, Y. Z. Chueh, and M. S. Wu. Asymmetric dual-passband coplanar waveguide filters using periodic composite right/left-handed and quarter-wavelength stubs. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17:418–421, June 2007.
- [148] K. S. Chin, J. H. Yeh, and S. H. Chao. Compact dual-band bandstop filters using stepped impedance resonators. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17:849–851, December 2007.
- [149] J. T. Kuo and H. S. Cheng. Design of quasi-elliptic function filters with a dual-passband response. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14:472–475, October 2004.
- [150] J. T. Kuo, T. H. Yeh, and C. C. Yeh. Design of microstrip bandpass filters with a dual-passband response. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 53:1331–1337, April 2005.
- [151] S. Sung and L. Zhu. Compact dualband microstrip bandpass filter without external feeds. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15:644–646, October 2005.

- 
- [152] Y. P. Zhang and M. Sun. Dual-band microstrip passband filter using stepped-impedance resonators with new coupling schemes. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 54:3779–3785, October 2006.
- [153] C. Y. Chen, C. Y. Hsu, and H. R. Chuang. Design of miniature planar dual-band filter using dual-feeding structures and embedded resonators. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16:669–672, December 2006.
- [154] M. H. Weng, H. W. Wu, and Y. K. Su. Compact and low loss dual-band bandpass filter using pseudo-interdigital stepped impedance resonators for WLANs. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17:187–189, March 2007.
- [155] M. C. Velázquez, J. Martel, F. Medina, and F. Mesa. Design of a dual-band band-pass filter using modified folded stepped-impedance resonators. *IEEE International Microwave Symposium*, June 2009.
- [156] X. Y. Zhang, J. X. Chen, Q. Xue, and S. M. Li. Dual-band bandpass filters using stub-loaded resonators. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17:583–585, August 2007.
- [157] P. Mondal and M. K. Mandal. Design of dual-band passband filters using stub-loaded open-loop resonators. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, vol. 56:150–155, January 2008.

## PUBLICACIONES RELACIONADAS CON LA TESIS

### Publicaciones en revistas internacionales

- **María del Castillo Velázquez-Ahumada**, Jesús Martel, Francisco Medina. Parallel Coupled Microstrip Filters With Ground-Plane Aperture for Spurious Band Suppression and Enhanced Coupling. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 52, pp. 1082-1086, Marzo de 2004.
- **María del Castillo Velázquez-Ahumada**, Jesús Martel, Francisco Medina. Parallel Coupled Microstrip Filters With Floating Ground-plane Conductor for Spurious-Band Suppression. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 53, pp. 1823-1828, Mayo de 2005.
- J. J. García-García, J. Bonache, I. Gil, F. Martín, **M. C. Velázquez-Ahumada**, J. Martel. Miniaturized and CPW Filters using coupled Metamaterial Resonators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, pp. 2628-2635, Junio de 2006.
- **María del Castillo Velázquez-Ahumada**, Jesús Martel, Francisco Medina. Design of Compact Low-Pass Elliptic Filters Using Double-Sided MIC Technology. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 55, pp. 121-127, Enero de 2007.
- **María del Castillo Velázquez-Ahumada**, Jesús Martel, Francisco Medina. Design of Band-pass Filters Using Stepped Impedance Resonators Including Ground Plane Windows and Floating Conductors. *RF and Microwave Computed-aided Engineering*. En proceso de revisión.
- **María del Castillo Velázquez-Ahumada**, Jesús Martel, Francisco Medina, Francisco Mesa. Design of a Dual Band Pass Filter Using a modified of a folded SIR Resonators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. En proceso de revisión.

### Contribuciones a congresos internacionales

- J. J. García-García, J. Bonache, I. Gil, F. Martín, **M. C. Velázquez-Ahumada**, J. Martel. Efficient Area Reduction in Microstrip Cross-Coupled Resonator Filters By Using Split Rings Resonators and Spiral Resonators. *35th European Microwave Conference (Eumc)*, París. Octubre de 2005.
- **María del Castillo Velázquez**, Jesús Martel, Francisco Medina. Low-pass Elliptic Filters Using Mixed Microstrip-CPW Technologies. *Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)*., Pekín. Marzo de 2007.
- **María del Castillo Velázquez**, Jesús Martel, Francisco Medina. Microstrip Coupled Line Filters with Spurious Band Suppression. *Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)*., Pekín. Marzo de 2007.
- **María del Castillo Velázquez**, Jesús Martel, Francisco Medina. Use of ground plane windows and floating conductors in microstrip SIR filters. *Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)*., Hangzhou. Marzo de 2008.
- **María del Castillo Velázquez**, Jesús Martel, Francisco Medina, Francisco Mesa. Design of a Dual Band-Pass Filter Using Modified Folded Stepped-Impedance Resonators. *International Microwave Symposium (IMS)*., Boston. Junio de 2009.
- **María del Castillo Velázquez**, Jesús Martel, Francisco Medina, Francisco Mesa. Design of Ultra-Wide Bandpass filter Using Hybrid Microstrip/CPW Structure. : *European Microwave Conference (EMC)*., Roma. Octubre de 2009 (aceptado).



### Contribuciones a congresos nacionales

- **María del Castillo Velázquez**, Jesús Martel, Francisco Medina. Supresión de la Banda Espuria en Filtros de Líneas Microtira Acopladas Mediante Ranura en Plano de Masa. *XVIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, A coruña. Septiembre de 2003.
- **María del Castillo Velázquez**, Jesús Martel, Francisco Medina. Diseño de Filtros de Líneas Acopladas Mediante el Uso de Conductores Flotantes. *XIX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Barcelona. Septiembre de 2004.
- **María del Castillo Velázquez**, Jesús Martel, Francisco Medina. Diseño de un filtro elíptico paso de baja en tecnología híbrida microstrip-CPW. *XX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Oviedo. Septiembre de 2006.
- Francisco Medina, **María del Castillo Velázquez**, Jesús Martel. Investigación sobre filtros microtiras en el grupo de microondas de la Universidad de Sevilla. *V Encuentro Ibérico de Electromagnetismo Computacional*, Girona. Abril de 2007.
- **María del Castillo Velázquez**, Jesús Martel, Francisco Medina. Diseño de filtros compactos basados en resonadores acoplados con ventanas en el plano de masa y conductores flotantes. *XXI Simposium Nacional de la Unión Científica de Radio (URSI)*, La Laguna. Septiembre de 2007.
- **María del Castillo Velázquez**, Jesús Martel, Francisco Medina. Diseño de un Filtro con Doble Banda de Paso Mediante Resonadores SIR Modificados. *XXII Simposium Nacional de la Unión Científica de Radio (URSI)*, Madrid. Septiembre de 2008.
- **María del Castillo Velázquez**, Jesús Martel, Francisco Medina. Diseño de un filtro UWB en tecnología híbrida CPW-Microstrip. *XXIII Simposium Nacional de la Unión Científica de Radio (URSI)*, Cantabria. Septiembre de 2009.

### Otras publicaciones de la autora

- Adolfo Vélez, Francisco Aznar, Jordi Bonache, **María del Castillo Velázquez-Ahumada**, Jesús Martel y Ferran Martín. Open Complementary Split Ring Resonators (OCSRRs): Theory and Potential Applications in Microwave Circuits and Metamaterials. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 19, pp. 197-199, Abril de 2009.
- Adolfo Vélez, Francisco Aznar, Jordi Bonache, Jesús Martel, **María del Castillo Velázquez- Ahumada** y Ferran Martín . Novel CPW Structures Loaded with Open Complementary Split Ring Resonators (OCSRRs) for Filtering Applications. *International Symposium on Antennas and Propagation.*, Taiwan. Octubre de 2008.

### Patentes relacionadas con la Tesis

- **María del Castillo Velázquez**, Jesús Martel, Francisco Medina. Filtros RF y Microondas Paso Bajo usando Líneas Microtiras y Guías coplanares combinadas. Número de Solicitud: *P200700152*. País de prioridad: *España*. Extendida a nivel internacional mediante procedimiento PCT con número de registro: *es2008/000020*.