

UNIVERSIDAD DE ALCALÁ



ESTRUCTURAS FILTRANTES PASO-BANDA DE  
MICROONDAS COMPACTAS, MULTI-BANDA Y  
SINTONIZABLES

TESIS DOCTORAL

Manuel Sánchez Renedo  
Ingeniero de Telecomunicación

2012



DEPARTAMENTO DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES

UNIVERSIDAD DE ALCALÁ

ESTRUCTURAS FILTRANTES PASO-BANDA DE  
MICROONDAS COMPACTAS, MULTI-BANDA Y  
SINTONIZABLES

TESIS DOCTORAL

Autor:

Manuel Sánchez Renedo

Ingeniero de Telecomunicación

Director:

Roberto Gómez García

Profesor Titular del Dpto. de Teoría de la Señal y Comunicaciones  
Universidad de Alcalá

2012





Universidad  
de Alcalá

ROBERTO GÓMEZ GARCÍA  
Dpto. de Teoría de la Señal y Comunicaciones  
Campus Universitario s/n  
28805 Alcalá de Henares (Madrid)  
Telf: +34 91 885 6829  
Fax: +34 91 885 6699  
roberto.gomezg@uah.es

D. ROBERTO GÓMEZ GARCÍA, Profesor Titular de Universidad del Área de Conocimiento de Teoría de la Señal y Comunicaciones de la Universidad de Alcalá,

#### CERTIFICA

Que la tesis “**Estructuras Filtrantes Paso-Banda de Microondas Compactas, Multi-Banda y Sintonizables**”, presentada por D. Manuel Sánchez Renedo, realizada en el Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones bajo mi dirección, reúne méritos suficientes para optar al grado de Doctor, por lo que puede procederse a su depósito y defensa.

Alcalá de Henares,            de Noviembre de 2012.

Fdo. Dr. D. Roberto Gómez García





Universidad  
de Alcalá

Dpto. de Teoría de la Señal y Comunicaciones  
Campus Universitario s/n  
28805 Alcalá de Henares (Madrid)  
Telf: +34 91 885 88 99  
Fax: +34 91 885 66 99

D. Manuel Sánchez Renedo ha realizado en el Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones y bajo la dirección del Doctor D. Roberto Gómez García, la tesis doctoral titulada “**Estructuras Filtrantes Paso-Banda de Microondas Compactas, Multi-Banda y Sintonizables**”, cumpliéndose todos los requisitos para la tramitación que conduce a su posterior lectura.

Alcalá de Henares,            de Noviembre de 2012.

EL DIRECTOR DEL DEPARTAMENTO

Fdo. Dr. D. Saturnino Maldonado Bascón





TESIS DOCTORAL

ESTRUCTURAS FILTRANTES PASO-BANDA DE MICROONDAS  
COMPACTAS, MULTI-BANDA Y SINTONIZABLES

AUTOR: Manuel Sánchez Renedo  
DIRECTOR: Roberto Gómez García

El tribunal nombrado por el Mgfc. y Excmo. Sr. Rector de la Universidad de  
Alcalá, el día \_\_ de \_\_\_\_\_ de 2012.

PRESIDENTE:

VOCALES:

SECRETARIO:

Realizado el acto de defensa y lectura de la Tesis el día \_\_ de \_\_\_\_\_ de 2012,  
en Alcalá de Henares.

Calificación:

EL PRESIDENTE

LOS VOCALES

EL VOCAL SECRETARIO



*Dedicado a todos los que me han ayudado a llegar hasta aquí.*



*«El individuo ha luchado siempre para no ser absorbido por la tribu. Si lo intentas, a menudo estarás solo, y a veces asustado. Pero ningún precio es demasiado alto por el privilegio de ser uno mismo.»*

Friedrich Nietzsche.



# Agradecimientos

Me gustaría agradecer a las siguientes personas y centros que han ayudado a que esta tesis doctoral sea posible:

En primer lugar, me gustaría agradecer a mi familia por los ánimos recibidos para finalizar un trabajo que parecía no tener fin.

Agradezco al Grupo de Microondas y Radar de la Universidad Politécnica de Madrid el soporte logístico que me prestaron para el desarrollo de algunas de las ideas contenidas en esta tesis. En este grupo he tenido la oportunidad de conocer y trabajar junto a personas que admiro por su conocimiento y calidad humana, como Roberto Gómez García, José María Muñoz Ferreras y Luis Navarro García.

No me puedo olvidar de Carlos Gómez Calero, María Ángeles González Garrido, y Luis González Díaz porque la unión hace la fuerza.

Doy las gracias al Departamento de Teoría de la Señal de la Universidad de Alcalá por su excelente acogida como estudiante de postgrado para la realización de esta Tesis Doctoral. También agradezco a la Universidad Carlos III de Madrid por su beca de doctorado durante los dos primeros años. En esta universidad he conocido a compañeros con los que he compartido buenos momentos y a los que estoy muy agradecido (Juan Carlos Torres, David Barrios, David Sánchez, Daniel Gallego, Pablo Pedreira y muchos otros).

Por último, pero no por ello menos importante, quiero hacer una mención especial a mi amigo y director de tesis Roberto Gómez García. No encuentro palabras para expresar mi agradecimiento por tantos años de trabajo juntos, por los buenos y no tan buenos momentos compartidos. Su capacidad de trabajo y su atención a los detalles hacen de él una persona extraordinaria a la que estoy profundamente agradecido de haber conocido y permitirme trabajar a su lado. Sin él, todo esto no hubiera podido ocurrir. ¡Gracias!

*“Para avanzar no es necesario correr,  
sólo dar el primer paso y caminar sin miedo”*





# Resumen

Los filtros paso-banda de microondas son componentes esenciales en los cabezales de radio-frecuencia de cualquier sistema de telecomunicaciones y radar. Entre las prestaciones normalmente requeridas para tales dispositivos, debe destacarse la obtención de acciones de filtrado altamente eficientes en circuitos de tamaño reducido. Aspectos tales como comportamiento de no linealidad y ruido son también críticos en la realización de filtros activos.

Las últimas tendencias hacia el desarrollo de transeptores multi-modo flexibles para tecnologías inalámbricas emergentes, como la radio definidas por *software*, ha relanzado la necesidad de filtros de microondas de características más sofisticadas. Por ejemplo, unidades filtrantes de respuesta paso-banda multi-banda son muy demandadas en receptores de dominio mixto y muestreo directo para la adquisición simultánea de múltiples señales. También se ha detectado un creciente interés en la investigación sobre electrónica reconfigurable de alta frecuencia para equipos multi-servicio, de cara a la concepción de circuitos espectralmente ágiles capaces de adaptar su funcionamiento a la banda de señal sintonizada en cada momento.

El propósito de esta Tesis Doctoral es el análisis, diseño y fabricación de nuevas topologías de filtros paso-banda de microondas para sustratos planos físicamente compactas, de índole multi-banda y propiedades eléctricas controlables en frecuencia.

Esta Disertación Doctoral se halla dividida en tres partes bien diferenciadas:

- En la primera parte, se describen técnicas originales para la realización de filtros paso-banda de alta frecuencia planos de tamaño reducido. Dichos métodos, siendo adecuados para esquemas de resonadores acoplados, explotan dos filosofías distintas: la invención de nuevos elementos resonantes de resonancia doble y la disminución de la distancia entre dos líneas inter-acopladas para un factor de acoplamiento determinado, pudiéndose aplicar de forma conjunta tanto a filtros paso-banda espectralmente fijos como sintonizables en frecuencia.
- La segunda parte, que es el bloque principal de este trabajo, se enfoca en la búsqueda de soluciones avanzadas para el diseño de filtros paso-banda multi-banda de alta selectividad en tecnologías planas. Esto se lleva a cabo desde dos líneas de actuación complementarias: el uso de redes circuitales de resonadores acoplados basadas en resonadores multi-frecuencia y estructuras de acoplamiento cruzado novedosas y el empleo de conceptos de interferencia de señales.
- En la tercera parte, se presenta una contribución al área de filtros paso-banda de microondas con reconfiguración electrónica. Tal aportación consiste en un

circuito de filtrado paso-banda de frecuencia central ajustable y rechazo abrupto, al exhibir múltiples ceros de transmisión de potencia en su banda eliminada.

Asimismo, todas las configuraciones filtrantes de microondas ideadas y sus metodologías de síntesis subyacentes serán experimentalmente validadas con la construcción y medida de diversos prototipos reales en implementaciones planas e híbrida.

# Abstract

Microwave bandpass filters are essential components in radio-frequency front-ends for telecommunications and radar systems. Among the main features traditionally required for these devices, the obtaining of highly-efficient filtering actions in reduced-size circuit implementations is always a major concern. Non-linearity and noise characteristics are also critical issues in the realization of active filters.

As a result of recent trends towards the development of flexible multi-mode transceivers for emerging wireless technologies, such as software-defined radios, microwave filters with more challenging performances are today needed. For example, filtering units with multi-passband frequency response are strongly demanded in direct-sampling mixed-domain receivers to carry out simultaneous multi-signal acquisitions. Reconfigurable electronics is also important in radio-frequency multi-service equipment to adaptively operate in the spectral region tuned at each specific moment.

The purpose of the present Ph. D. Thesis is the analysis, design and construction of new microwave planar bandpass filtering topologies with physical compactness, multi-band functionality and frequency controllable in their electrical properties.

This Ph. D. Dissertation can be divided into three different parts:

- In the first part, original techniques for the realization of high-frequency planar bandpass filters with reduced size are described. These methods, being suitable for coupled-resonator schemes, exploit two distinct philosophies: the invention of novel double-resonance resonators and the decrease of the spacing between two interacting lines for a given coupling factor, that can be applied altogether independently to frequency-fixed or spectrally-tunable bandpass filters.
- The second part, which is the core of this work, is focused on the pursuit of advanced solutions for high-selectivity multi-band bandpass planar filter design. This is done from two complementary approaches: the use of sophisticated coupled-resonator networks relying on innovative multi-frequency resonators and cross-coupling structures and the employment of signal-interference concepts.
- In the third part, a contribution to the field of microwave electronically-reconfigurable bandpass filters is reported. It consists of a sharp-rejection frequency-adjustable bandpass circuit with multiple stopband power transmission zeros.

Moreover, all the devised microwave filtering arrangements and their underlying synthesis methodologies will be experimentally demonstrated through the manufacturing and testing of a plurality of real prototypes in planar and hybrid technologies.



# Índice

<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Antecedentes y motivación . . . . .	1
1.1.1. Breve descripción del estado del arte . . . . .	1
1.1.2. Aplicaciones emergentes . . . . .	3
1.2. Objetivos de la Tesis Doctoral . . . . .	5
1.3. Estructura de la Tesis Doctoral . . . . .	6
<b>2. Diseño de filtros paso-banda de microondas compactos</b>	<b>7</b>
2.1. Filtros paso-banda de microondas con resonadores de doble línea . .	8
2.1.1. Teoría del resonador de línea de transmisión doble . . . . .	8
2.1.2. Resultados experimentales . . . . .	13
2.2. Filtros paso-banda de microondas con reductores de acoplamiento .	19
2.2.1. Teoría del reductor de acoplamiento . . . . .	21
2.2.2. Resultados experimentales . . . . .	23
2.3. Conclusiones . . . . .	27
<b>3. Diseño de filtros multi-banda de microondas de resonadores acoplados</b>	<b>31</b>
3.1. Filtros multi-banda de microondas con resonadores <i>comblin</i> e multi-banda . . . . .	32
3.1.1. Resonador <i>comblin</i> e de banda dual . . . . .	33
3.1.2. Resonador <i>comblin</i> e multi-banda . . . . .	36
3.1.3. Resultados experimentales . . . . .	39
3.2. Filtros multi-banda de microondas con resonadores multi-acoplados .	42
3.2.1. Síntesis multi-banda mediante la matriz de acoplamientos . .	43
3.2.2. Resultados experimentales . . . . .	47
3.3. Conclusiones . . . . .	60
<b>4. Diseño de filtros multi-banda de microondas interferenciales</b>	<b>61</b>

4.1.	Sección transversal multi-banda basada en dos líneas en paralelo . . .	62
4.1.1.	Ecuaciones de diseño . . . . .	63
4.1.2.	Control de las características espectrales de la función de transferencia multi-banda . . . . .	67
4.2.	Sección transversal multi-banda basada en acopladores de potencia .	71
4.2.1.	Ecuaciones de diseño . . . . .	72
4.2.2.	Control de las características espectrales de la función de transferencia multi-banda . . . . .	78
4.3.	Sección transversal multi-banda basada en divisores de potencia . . .	81
4.3.1.	Ecuaciones de diseño . . . . .	82
4.3.2.	Control de las características espectrales de la función de transferencia multi-banda . . . . .	84
4.4.	Resultados experimentales . . . . .	88
4.4.1.	Prototipos basados en la sección filtrante transversal multi-banda formada por dos líneas de transmisión en paralelo . . .	89
4.4.2.	Prototipos basados en la sección filtrante transversal multi-banda formada por acopladores direccionales de potencia . .	99
4.4.3.	Prototipos basados en la sección filtrante transversal multi-banda formada por divisores de potencia . . . . .	103
4.5.	Conclusiones . . . . .	106
<b>5.</b>	<b>Diseño de filtros paso-banda de microondas sintonizables</b>	<b>109</b>
5.1.	Filtro paso-banda sintonizable tipo <i>comblíne</i> multi-acoplado . . . . .	110
5.1.1.	Topología propuesta . . . . .	111
5.1.2.	Compensación de efectos de acoplamiento parásito . . . . .	114
5.2.	Resultados experimentales . . . . .	117
5.3.	Conclusiones . . . . .	118
<b>6.</b>	<b>Epílogo</b>	<b>121</b>
6.1.	Resultados y conclusiones . . . . .	121
6.2.	Líneas de investigación futuras . . . . .	123
6.3.	Resultados de investigación relacionados con la Tesis Doctoral . . . .	124
6.3.1.	Publicaciones en revistas internacionales . . . . .	124
6.3.2.	Publicaciones en congresos/conferencias internacionales . . .	125
6.3.3.	Capítulo de libro . . . . .	126
6.3.4.	Ponencia en curso especializado internacional o <i>workshop</i> . .	127
6.3.5.	Patente . . . . .	127

# Índice de Figuras

1.1. Ejemplo de arquitectura receptora de dominio mixto de un sistema de radio definida por <i>software</i> que emplea canalización espectral exhaustiva y mejora asociada de rango dinámico. (a) Diagrama de bloques del módulo receptor (“RF” denota “radio-frecuencia”, “FI” es “frecuencia intermedia” y “A/D” representa “conversor analógico-digital”). (b) Mejora de rango dinámico producida por el proceso de canalización espectral. . . . .	4
1.2. Ejemplo de arquitectura receptora de dominio mixto de un sistema de radio definida por <i>software</i> para señales multi-canal basada en muestreo directo a tasas sub-Nyquist (“RF” denota “radio-frecuencia” y “A/D” representa “conversor analógico-digital”). . . . .	5
2.1. Esquema circuital del resonador de línea de transmisión doble propuesto. . . . .	9
2.2. Esquema circuital del resonador tipo <i>split-ring</i> . . . . .	11
2.3. Esquemático y fotografía del prototipo de filtro paso-banda construido (sustrato CER-10) mediante resonadores de línea de transmisión doble (prototipo 1). . . . .	15
2.4. Respuesta en transmisión ( $ S_{21} $ ) y reflexión ( $ S_{11} $ ) de potencia del prototipo de filtro paso-banda sintetizado mediante resonadores de línea de transmisión doble (prototipo 1) para un sustrato ideal y comparación en términos de selectividad y tamaño con el filtro clásico mediante resonadores mono-línea inter-acoplados en paralelo. . . . .	16
2.5. Estructura de nodos acoplados correspondiente al filtro paso-banda sintetizado (prototipo 1) mediante resonadores de línea de transmisión doble (círculo blanco: entrada/salida o fuente/carga; círculo negro: nodo resonante; línea continua: acoplamiento fuerte; línea discontinua: acoplamiento débil). . . . .	17
2.6. Respuestas en transmisión ( $ S_{21} $ ) y reflexión ( $ S_{11} $ ) de potencia simuladas —modelo circuital y electromagnético (EM)— y medidas del prototipo de filtro paso-banda construido mediante resonadores de línea de transmisión doble (prototipo 1). . . . .	18
2.7. Esquemático y fotografía del prototipo de filtro paso-banda construido (sustrato CER-10) mediante resonadores de línea de transmisión doble (prototipo 2). . . . .	19
2.8. Respuestas en transmisión ( $ S_{21} $ ) y reflexión ( $ S_{11} $ ) de potencia ideales del filtro paso-banda sintetizado mediante resonadores de línea de transmisión doble (prototipo 2). . . . .	20

2.9.	Estructura de nodos acoplados correspondiente al filtro paso-banda sintetizado (prototipo 2) mediante resonadores de línea de transmisión doble (círculo blanco: entrada/salida o fuente/carga; círculo negro: nodo resonante; círculo gris: nodo no resonante; línea continua: acoplamiento fuerte; línea discontinua: acoplamiento débil). . . . .	20
2.10.	Respuestas en transmisión ( $ S_{21} $ ) y reflexión ( $ S_{11} $ ) de potencia simuladas —modelo circuital y electromagnético (EM)— y medidas del prototipo de filtro paso-banda construido mediante resonadores de línea de transmisión doble (prototipo 2). . . . .	21
2.11.	Esquemas circuitales del filtro combline de segundo orden en su versión clásica y propuesta incluyendo el reductor de acoplamiento ideado. . . . .	22
2.12.	Curvas de variación del coeficiente de acoplamiento ( $c$ ) entre los resonadores de un filtro <i>combline</i> de segundo orden con reductor de acoplamiento en función de la anchura del reductor ( $w$ ) y la separación entre resonadores ( $s$ ) para tecnologías <i>microstrip</i> y <i>stripline</i> . . . . .	24
2.13.	Esquemático y fotografía del prototipo de filtro paso-banda tipo <i>combline</i> con reductores de acoplamiento construido (sustrato Cuclad). . . . .	26
2.14.	Respuestas en transmisión ( $ S_{21} $ ) y reflexión ( $ S_{11} $ ) de potencia simuladas —modelo circuital— y medidas del prototipo de filtro paso-banda tipo <i>combline</i> con reductores de acoplamiento construido. . . . .	28
2.15.	Curvas simulada y medida del punto de compresión de 1 dB a la salida ( $P_{1\text{dB}}^{\text{sal}}$ ) en función de la frecuencia central sintonizada ( $f_0$ ) del prototipo de filtro paso-banda tipo <i>combline</i> con reductores de acoplamiento construido. . . . .	29
3.1.	Esquema circuital del resonador tipo <i>combline</i> convencional. . . . .	33
3.2.	Esquema circuital del resonador tipo <i>combline</i> de banda dual. . . . .	34
3.3.	Curvas de diseño para el resonador tipo <i>combline</i> de banda dual: parámetro $\alpha$ en función de las variables $\theta_1$ y $\theta_2$ y del cociente $Y_{c2}/Y_{c1}$ . . . . .	37
3.4.	Ejemplos de la respuesta en transmisión de potencia, $ S_{21}^r $ , del resonador tipo <i>combline</i> de banda dual sintetizado para $\alpha = 2$ y $\alpha = 3$ mediante las curvas de la Figura 3.3. . . . .	38
3.5.	Esquema circuital del resonador tipo <i>combline</i> multi-banda. . . . .	38
3.6.	Ejemplo de la respuesta en transmisión de potencia, $ S_{21}^r $ , del resonador tipo <i>combline</i> multi-banda sintetizado mediante (3.14) —caso de banda triple (i.e., $N = 3$ )— para $\alpha_1 = 2$ y $\alpha_2 = 2.5$ ( $\theta_1 = 0.0556\pi$ , $\theta_2 = 0.4389\pi$ , $\theta_3 = 0.6222\pi$ , $Y_{c1} = Y_0$ , $Y_{c2} = 2Y_0$ e $Y_{c3} = 8Y_0$ ). . . . .	40
3.7.	Esquemático y fotografía del prototipo de filtro paso-banda de banda dual tipo <i>combline</i> construido (sustrato FR-4). . . . .	41
3.8.	Respuestas en transmisión ( $ S_{21} $ ) y reflexión ( $ S_{11} $ ) de potencia ideales del filtro paso-banda de banda dual tipo <i>combline</i> sintetizado. . . . .	42
3.9.	Respuestas en transmisión ( $ S_{21} $ ) y reflexión ( $ S_{11} $ ) de potencia simuladas —modelo circuital y electromagnético (EM)— y medidas del prototipo de filtro paso-banda de banda dual tipo <i>combline</i> construido. . . . .	43



3.10. Prototipo paso-bajo equivalente con inductancias de resonador normalizadas correspondiente a un filtro paso-banda ideal de $N$ resonadores acoplados. . .	44
3.11. Estructura propuesta de nodos acoplados para la síntesis de la respuesta filtrante objetivo de banda de paso dual con ceros de transmisión entre bandas (círculo blanco: entrada/salida o fuente/carga; círculo negro: nodo resonante; línea continua: acoplamiento fuerte; línea discontinua: acoplamiento débil). 48	48
3.12. Respuesta en transmisión ( $ S_{21} $ ) y reflexión ( $ S_{11} $ ) de potencia normalizadas del filtro paso-banda de banda dual ideal sintetizado mediante resonadores multi-acoplados (ejemplo 1). . . . .	48
3.13. Esquemático y fotografía del prototipo de filtro paso-banda de banda dual construido (sustrato CER-10) mediante resonadores multi-acoplados (ejemplo 1). . . . .	50
3.14. Esquema circuital de la etapa alimentadora entrada/salida resonante doblemente acoplada. . . . .	50
3.15. Respuestas en transmisión ( $ S_{21} $ ) y reflexión ( $ S_{11} $ ) de potencia simuladas —modelo circuital y electromagnético (EM)— y medidas del prototipo de filtro paso-banda de banda dual construido mediante resonadores multi-acoplados (ejemplo 1). . . . .	52
3.16. Estructura propuesta de nodos acoplados para la síntesis de la respuesta filtrante objetivo de banda de paso dual con múltiples ceros de transmisión (círculo blanco: entrada/salida o fuente/carga; círculo negro: nodo resonante; círculo gris: nodo no resonante; línea continua: acoplamiento fuerte; línea discontinua: acoplamiento débil). . . . .	53
3.17. Respuesta en transmisión ( $ S_{21} $ ) y reflexión ( $ S_{11} $ ) de potencia normalizadas del prototipo de filtro paso-banda de banda dual ideal sintetizado mediante resonadores multi-acoplados (ejemplo 2). . . . .	54
3.18. Esquemático y fotografía del prototipo de filtro paso-banda de banda dual construido (sustrato CER-10) mediante resonadores multi-acoplados (ejemplo 2-A). . . . .	57
3.19. Esquemático y fotografía del prototipo de filtro paso-banda de banda dual construido (sustrato CER-10) mediante resonadores multi-acoplados (ejemplo 2-B). . . . .	58
3.20. Implementaciones propuestas para el nodo no resonante. . . . .	58
3.21. Respuestas en transmisión ( $ S_{21} $ ) y reflexión ( $ S_{11} $ ) de potencia simuladas —modelo circuital y electromagnético (EM)— y medidas del prototipo de filtro paso-banda de banda dual construido mediante resonadores multi-acoplados (ejemplo 2-A). . . . .	59
3.22. Respuestas en transmisión ( $ S_{21} $ ) y reflexión ( $ S_{11} $ ) de potencia simuladas —modelo circuital y electromagnético (EM)— y medidas del prototipo de filtro paso-banda de banda dual construido mediante resonadores multi-acoplados (ejemplo 2-B). . . . .	59

4.1. Esquema circuital de la sección filtrante transversal multi-banda basada en dos líneas de transmisión conectadas en paralelo. . . . .	63
4.2. Respuesta paso-banda de banda dual con simetría espectral. . . . .	64
4.3. Ejemplos de la respuesta en transmisión de potencia ( $ S_{21}^T $ ) sintetizada mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en dos líneas de transmisión conectadas en paralelo. (a) Soluciones Tipo 1 ((4.6)–(4.8)) (b) Soluciones Tipo 2 ((4.9)–(4.11)). . . . .	66
4.4. Respuesta paso-banda multi-banda con un número arbitrario de bandas de paso ( $N \in \mathbb{N}$ ) y simetría espectral. . . . .	67
4.5. Ejemplos de la respuesta en transmisión de potencia ( $ S_{21}^T $ ) sintetizada mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en dos líneas de transmisión conectadas en paralelo ((4.12)–(4.14)). . . . .	68
4.6. Ejemplo del control de las anchuras espectrales de las bandas de paso de la respuesta en transmisión de potencia sintetizada ( $ S_{21}^T $ ) mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en dos líneas de transmisión conectadas en paralelo ( $N = 3$ en (4.13) y (4.14)). . . . .	69
4.7. Ejemplo de respuestas en transmisión ( $ S_{21}^T $ ) y reflexión ( $ S_{11}^T $ ) de potencia sintetizadas de banda dual con bandas de paso equirrizadas mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en dos líneas de transmisión conectadas en paralelo (Solución Tipo 2: $m = 2$ y $n = 2$ en (4.10), $Z_1 = 13Z_0/5$ y $Z_2 = 3Z_0$ ). . . . .	70
4.8. Ejemplo de respuestas en transmisión ( $ S_{21}^T $ ) y reflexión ( $ S_{11}^T $ ) de potencia sintetizadas de banda dual con bandas de paso moderadamente asimétricas mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en dos líneas de transmisión conectadas en paralelo ( $\theta_1(f_d) = 1.1\pi$ , $\theta_2(f_d) = 1.9\pi$ , $Z_1 = Z_0/2$ y $Z_2 = Z_0$ ). . . . .	71
4.9. Esquema circuital de la sección filtrante transversal multi-banda basada en el acoplador direccional de potencia tipo <i>branch-line</i> generalizado. . . . .	73
4.10. Respuesta en transmisión de potencia del puerto #1 al puerto #2 ( $ S_{21} $ ) y en reflexión de potencia en el puerto #1 ( $ S_{11} $ ) del acoplador direccional de potencia tipo <i>branch-line</i> generalizado para diferentes valores de los índices $m$ y $n$ ( $Z_{c1} = Z_0\sqrt{2}$ y $Z_{c2} = Z_0$ ). . . . .	73
4.11. Ejemplos de la respuesta en transmisión de potencia ( $ S_{21}^T $ ) sintetizada mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en el acoplador direccional de potencia tipo <i>branch-line</i> generalizado ((4.15) y (4.28)). . . . .	77
4.12. Ejemplos de la respuesta en transmisión ( $ S_{21}^T $ ) y reflexión ( $ S_{11}^T $ ) de potencia sintetizada mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en el acoplador direccional de potencia tipo <i>branch-line</i> generalizado ( $Z_{c1} = 2Z_0$ , $Z_{c2} = 0.415Z_0$ , $Z_2 = 0.3Z_0$ y longitudes eléctricas según (4.29)). . . . .	79

4.13. Ejemplo de control de frecuencias centrales y anchuras espectrales de la respuesta en transmisión de potencia ( $ S_{21}^T $ ) sintetizada mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en el acoplador direccional de potencia tipo <i>branch-line</i> generalizado ( $m = 1, n = 1, p = 3$ y $q = 2$ en (4.15) y (4.28)). . . . .	80
4.14. Ejemplo de respuestas en transmisión ( $ S_{21}^T $ ) y reflexión ( $ S_{11}^T $ ) de potencia sintetizadas de banda dual con bandas de paso equirrizadas mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en el acoplador direccional de potencia tipo <i>branch-line</i> generalizado ( $m = 2, n = 1, p = 4$ y $q = 2$ en (4.15) y (4.28), $Z_{c1} = 0.54Z_0, Z_{c2} = 2.1Z_0, Z_1 = 0.6Z_0$ y $Z_2 = 1.15Z_0$ ). . . . .	80
4.15. Ejemplo de respuestas en transmisión ( $ S_{21}^T $ ) y reflexión ( $ S_{11}^T $ ) de potencia sintetizadas de banda dual con bandas de paso moderadamente asimétricas mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en el acoplador direccional de potencia tipo <i>branch-line</i> generalizado ( $\theta_{c1}(f_d) = 0.47\pi, \theta_{c2}(f_d) = 0.47\pi, \theta_1(f_d) = 1.03\pi, \theta_2(f_d) = 2.53\pi, Z_{c1} = 0.6Z_0, Z_{c2} = 1.6Z_0, Z_1 = 1.4Z_0$ y $Z_2 = 1.2Z_0$ ). . . . .	81
4.16. Esquema circuital de la sección filtrante transversal multi-banda basada en el divisor de potencia de cuatro puertos tipo polígono de Bagley generalizado.	82
4.17. Respuestas en transmisión de potencia del puerto #1 a los puertos #2 ( $ S_{21}  =  S_{41} $ ) y #3 ( $ S_{31} $ ) del divisor de potencia de cuatro puertos tipo polígono de Bagley generalizado para diferentes valores de los índices $m$ y $n$ ( $Z_{d1} = Z_{d2} = 2Z_0/\sqrt{3}$ ). . . . .	83
4.18. Ejemplos de la respuesta en transmisión de potencia ( $ S_{21}^T $ ) sintetizada mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en el divisor de potencia de cuatro puertos tipo polígono de Bagley generalizado ( $m = 1$ y $n = 1$ en (4.30) y $Z_{d1} = Z_{d2} = 2Z_0$ en (4.31)). . . . .	85
4.19. Ejemplos de la respuesta en transmisión de potencia ( $ S_{21}^T $ ) sintetizada mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en el divisor de potencia de cuatro puertos tipo polígono de Bagley generalizado ( $m = 1$ y $n = 2$ en (4.30) y $Z_{d1} = Z_{d2} = 2Z_0$ en (4.31)). . . . .	86
4.20. Ejemplo de control de prestaciones de rechazo de potencia fuera de banda de la respuesta en transmisión de potencia ( $ S_{21}^T $ ) sintetizada mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en el divisor de potencia de cuatro puertos tipo polígono de Bagley generalizado ( $m = 1, n = 2, p = 1$ y $q = 5$ en (4.30) y (4.32), $Z_{d1} = Z_{d2} = 2Z_0$ en (4.31) y $Z_2=2Z_0/5$ ). . . . .	87
4.21. Ejemplo de control de frecuencias centrales de la respuesta en transmisión de potencia ( $ S_{21}^T $ ) sintetizada mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en el divisor de potencia de cuatro puertos tipo polígono de Bagley generalizado ( $m = 1, n = 2, p = 1$ y $q = 5$ en (4.30) y (4.32), $Z_{d1} = Z_{d2} = 2Z_0$ en (4.31) y $Z_1=Z_0/5$ ). . . . .	87

4.22. Ejemplo de control de anchos de banda operativos de la respuesta en transmisión de potencia ( $ S_{21}^T $ ) sintetizada mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en el divisor de potencia de cuatro puertos tipo polígono de Bagley generalizado ( $m = 1$ , $n = 2$ , $p = 4$ y $q = 4$ en (4.30) y (4.33) y $Z_{d1} = Z_{d2} = 2Z_0$ en (4.31)). . . . .	88
4.23. Ejemplo de respuestas en transmisión ( $ S_{21}^T $ ) y reflexión ( $ S_{11}^T $ ) de potencia sintetizadas de banda dual con bandas de paso moderadamente asimétricas mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en el divisor de potencia de cuatro puertos tipo polígono de Bagley generalizado ( $\theta_{d1}(f_d) = 0.6\pi$ , $\theta_{d2}(f_d) = 1.9\pi$ , $\theta_1(f_d) = 0.6\pi$ , $\theta_2(f_d) = 2.1\pi$ , $Z_{d1} = Z_{d2} = 2Z_0$ y $Z_1 = Z_2 = 2Z_0/5$ ). . . . .	89
4.24. Respuesta en transmisión ( $ S_{21} $ ) y reflexión ( $ S_{11} $ ) de potencia ideal del filtro paso-banda de banda dual sintetizado y respuesta en transmisión de potencia ( $ S_{21}^T $ ) ideal de la sección filtrante transversal aislada basada en dos líneas de transmisión en paralelo. . . . .	91
4.25. Esquemático y fotografía del prototipo de filtro con doble banda de paso construido mediante la sección filtrante transversal basada en dos líneas de transmisión en paralelo (sustrato CER-10). . . . .	91
4.26. Respuestas en transmisión ( $ S_{21} $ ) y reflexión ( $ S_{11} $ ) de potencia simuladas —modelo circuital— y medidas del prototipo de filtro con doble banda de paso construido mediante la sección filtrante transversal basada en dos líneas de transmisión en paralelo. . . . .	92
4.27. Respuesta en transmisión ( $ S_{21} $ ) y reflexión ( $ S_{11} $ ) de potencia ideal del filtro paso-banda de banda séxtuple sintetizado y respuesta en transmisión de potencia ( $ S_{21}^T $ ) ideal de la sección filtrante transversal aislada basada en dos líneas de transmisión en paralelo. . . . .	93
4.28. Esquemático y fotografía del prototipo de filtro con banda de paso séxtuple construido mediante la sección filtrante transversal basada en dos líneas de transmisión en paralelo (sustrato CER-10). . . . .	94
4.29. Respuestas en transmisión ( $ S_{21} $ ) y reflexión ( $ S_{11} $ ) de potencia simuladas —modelo circuital y electromagnético (EM)— y medidas del prototipo de filtro con banda de paso séxtuple construido mediante la sección filtrante transversal basada en dos líneas de transmisión en paralelo. . . . .	95
4.30. Línea de transmisión resonante en circuito abierto de media longitud de onda e impedancia homogénea y su equivalente a $f_d$ de salto de impedancia. . . . .	96
4.31. Sección filtrante transversal mediante dos líneas de transmisión en paralelo para $m = 1$ y $n = 1$ (i.e., $\theta_1(f_d) = 2\pi$ y $\theta_2(f_d) = \pi$ ) en (4.6)–(4.8) (soluciones Tipo 1) y modificación propuesta mediante la equivalencia mostrada en la Figura 4.30. . . . .	96
4.32. Ejemplo de respuesta en transmisión ( $ S_{21}^T $ ) y reflexión ( $ S_{11}^T $ ) de potencia sintetizada mediante la sección filtrante transversal modificada de salto de impedancia de la Figura 4.31 ( $Z_2 = Z_0/2$ , $Z_a = 3Z_0/5$ , $Z_b = 11Z_0/10$ , $\theta_a(f_d) = 0.384\pi$ y $\theta_b(f_d) = 7\pi/36$ ). . . . .	97

4.33. Respuesta en transmisión ( $ S_{21} $ ) y reflexión ( $ S_{11} $ ) de potencia ideal del filtro paso-banda de banda dual altamente asimétrico sintetizado y respuesta en transmisión de potencia ( $ S_{21}^T $ ) ideal de la sección filtrante transversal aislada de salto de impedancia. . . . .	98
4.34. Esquemático y fotografía del prototipo de filtro paso-banda de banda dual altamente asimétrico construido mediante la sección filtrante transversal de salto de impedancia (sustrato CER-10). . . . .	98
4.35. Respuestas en transmisión ( $ S_{21} $ ) y reflexión ( $ S_{11} $ ) de potencia simuladas —modelo circuital— y medidas del prototipo de filtro paso-banda de banda dual altamente asimétrico construido mediante la sección filtrante transversal de salto de impedancia. . . . .	99
4.36. Respuesta en transmisión ( $ S_{21} $ ) y reflexión ( $ S_{11} $ ) de potencia ideal del filtro paso-banda de banda dual (versión 1) sintetizado y respuesta en transmisión de potencia ( $ S_{21}^T $ ) ideal de la sección filtrante transversal basada en el acoplador direccional de potencia tipo <i>branch-line</i> . . . . .	100
4.37. Esquemático y fotografía del prototipo de filtro paso-banda de banda dual (versión 1) construido mediante la sección filtrante transversal basada en el acoplador direccional de potencia tipo <i>branch-line</i> (sustrato TLC-30). . . . .	101
4.38. Respuestas en transmisión ( $ S_{21} $ ) y reflexión ( $ S_{11} $ ) de potencia simuladas —modelo circuital y electromagnético (EM)— y medidas del prototipo de filtro paso-banda de banda dual (versión 1) construido mediante la sección filtrante transversal basada en el acoplador direccional de potencia tipo <i>branch-line</i> . . . . .	102
4.39. Respuesta en transmisión ( $ S_{21} $ ) y reflexión ( $ S_{11} $ ) de potencia ideal del filtro paso-banda de banda dual (versión 2) sintetizado y respuesta en transmisión de potencia ( $ S_{21}^T $ ) ideal de la sección filtrante transversal basada en el acoplador direccional de potencia tipo <i>branch-line</i> generalizado. . . . .	103
4.40. Esquemático y fotografía del prototipo de filtro paso-banda de banda dual (versión 2) construido mediante la sección filtrante transversal basada en el acoplador direccional de potencia tipo <i>branch-line</i> generalizado (sustrato TLC-30). . . . .	104
4.41. Respuestas en transmisión ( $ S_{21} $ ) y reflexión ( $ S_{11} $ ) de potencia simuladas —modelo circuital y electromagnético (EM)— del prototipo de filtro paso-banda de banda dual (versión 2) construido mediante la sección filtrante transversal basada en el acoplador direccional de potencia tipo <i>branch-line</i> generalizado. . . . .	105
4.42. Respuesta en transmisión ( $ S_{21} $ ) y reflexión ( $ S_{11} $ ) de potencia ideal del filtro paso-banda de banda cuádruple construido mediante la sección filtrante transversal basada en el divisor de potencia tipo polígono de Bagley generalizado. . . . .	106
4.43. Esquemático y fotografía del prototipo de filtro paso-banda de banda cuádruple construido mediante la sección filtrante transversal basada en el divisor de potencia tipo polígono de Bagley generalizado (sustrato TLC-30). . . . .	107

4.44.	Respuestas en transmisión ( $ S_{21} $ ) y reflexión ( $ S_{11} $ ) de potencia simuladas —modelo circuital y electromagnético (EM)— del prototipo de filtro paso-banda de banda cuádruple construido mediante la sección filtrante transversal basada en el divisor de potencia tipo polígono de Bagley generalizado. . . . .	108
5.1.	Estructura de nodos acoplados de un filtro paso-banda tipo de tercer orden propuesto con acoplamiento fuente/carga-multi-resonador (círculo blanco: entrada/salida o fuente/carga; círculo negro: nodo resonante; línea continua: acoplamiento fuerte; línea discontinua: acoplamiento débil). . . . .	111
5.2.	Respuestas en transmisión ( $ S_{21} $ ) y reflexión ( $ S_{11} $ ) de potencia ideales del filtro paso-banda tipo <i>comblíne</i> sintetizado con acoplamiento fuente/carga-multi-resonador. . . . .	112
5.3.	Esquemático del filtro paso-banda sintonizable tipo <i>comblíne</i> diseñado con acoplamiento fuente/carga-multi-resonador (dimensiones en mm); las regiones negras representan conexiones a masa; no se incluyen las pistas correspondientes a las redes de polarización. . . . .	113
5.4.	Influencia de la longitud $l_{\text{ext}}$ de los tramos de línea extendidos en las posiciones de los ceros de transmisión fuera de banda del filtro paso-banda sintonizable tipo <i>comblíne</i> diseñado con acoplamiento fuente/carga-multi-resonador. . . . .	114
5.5.	Reconfiguración de la respuesta de transmisión de potencia simulada del filtro paso-banda sintonizable tipo <i>comblíne</i> diseñado con acoplamiento fuente/carga-multi-resonador. . . . .	115
5.6.	Acoplamientos parásitos en el tramo de línea extendido ( $l_{\text{ext}}$ ) y las redes de polarización de los diodos varactores. . . . .	116
5.7.	Influencia de la longitud $l_{\text{ext}}$ de los tramos de línea extendidos en las posiciones de los ceros de transmisión fuera de banda del filtro paso-banda sintonizable tipo <i>comblíne</i> diseñado con acoplamiento fuente/carga-multi-resonador (respuesta en banda ancha). . . . .	117
5.8.	Fotografía del prototipo de filtro paso-banda sintonizable tipo <i>comblíne</i> construido con acoplamiento fuente/carga-multi-resonador. . . . .	118
5.9.	Respuestas en transmisión ( $ S_{21} $ ) y reflexión ( $ S_{11} $ ) de potencia simuladas y medidas del prototipo de filtro paso-banda sintonizable tipo <i>comblíne</i> con acoplamiento fuente/carga-multi-resonador. . . . .	119

# Índice de Tablas

2.1. Disminución de tamaño obtenida mediante el método de reducción de acoplamiento propuesto para varios diseños de filtros paso-banda tipo <i>comblin</i> e de tercer orden a 960 MHz en tecnologías <i>microstrip</i> y <i>stripline</i> . . . . .	25
3.1. Valores de los coeficientes de acoplamiento del prototipo de filtro paso-banda de banda dual sintetizado mediante resonadores multi-acoplados (ejemplo 1).	49
3.2. Valores de los coeficientes de acoplamiento del prototipo de filtro paso-banda de banda dual sintetizado mediante resonadores multi-acoplados (ejemplo 2).	55
5.1. Valores de los coeficientes de acoplamiento del prototipo de filtro paso-banda tipo <i>comblin</i> e con acoplamiento fuente/carga-multi-resonador. . . . .	112





# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Antecedentes y motivación

Los filtros paso-banda de microondas son dispositivos esenciales en los cabezales de alta frecuencia de cualquier sistema de telecomunicaciones y radar. Como es bien sabido, su función básica de procesamiento de radio-frecuencia consiste en permitir la transmisión de potencia de señal dentro de un cierto rango espectral —denominado “banda de paso”— e inhibir, tanto como sea posible, la inserción de la misma en el intervalo de frecuencias externo a esta banda —llamado “banda atenuada”— [1],[2].

Sin lugar a dudas, la progresiva saturación del espectro electromagnético y el desarrollo de aplicaciones de radio-frecuencia cada vez más sofisticadas conlleva la necesidad de circuitos de microondas de prestaciones avanzadas. En lo referente a unidades filtrantes paso-banda, la obtención de acciones de filtrado de alta selectividad en circuitos físicamente compactos siempre ha sido clave para eliminar de manera eficiente el ruido y señales interferentes fuera de banda provenientes de otros servicios. Otras características actualmente requeridas para dichos componentes electrónicos, tales como reconfiguración ágil en frecuencia u operación multi-banda simultánea, son consecuencia de tendencias más recientes hacia el desarrollo de equipos transceptores de alta frecuencia multi-función/multi-propósito de nueva generación [3],[4].

Todo esto ha provocado un creciente interés en el campo de investigación de filtros paso-banda de microondas de tamaño reducido, con comportamiento multi-banda y capacidad de sintonía electrónica en su respuesta filtrante. No obstante, a pesar de la gran actividad registrada en torno a esta área durante los últimos años, son varias las limitaciones aún no solventadas. Dichas carencias se resumen seguidamente, junto a un ejemplo de aplicación actual donde su resolución es demandada.

#### 1.1.1. Breve descripción del estado del arte

Es de sobra conocido que la forma más habitual de sintetizar filtros paso-banda en rangos de microondas consiste en el empleo de redes circuitales formadas por resonadores con acoplamientos electromagnéticos entre sí, más o menos complejas [2]. En cuanto a las tecnologías comúnmente usadas para su realización, depende totalmente de la aplicación pretendida para el circuito filtrante a desarrollar; por citar

algunas, resonadores de guía de ondas o dieléctricos para comunicaciones por satélite donde las pérdidas de inserción de potencia son críticas, implementaciones integradas en procesos de silicio germanio o arseniuro de galio para terminales portátiles de telefonía móvil y sustratos planos para módulos de detección remota radar [5]–[8]. Una filosofía alternativa para el diseño de topologías filtrantes paso-banda pasivas y activas de microondas explota el empleo de principios de interferencia de señales, como extrapolación directa al dominio analógico de los conceptos involucrados en las técnicas tradicionales de síntesis de filtrado digital transversal y recursivo [9]–[11].

En lo referente a circuitos filtrantes paso-banda de microondas de tamaño compacto, multi-banda y reconfigurables, como marco de trabajo de esta Tesis Doctoral, son muchas las aportaciones publicadas hasta la fecha en la literatura especializada. Una revisión exhaustiva de las mismas se incluye en la introducción de cada capítulo de esta Disertación Doctoral, según la organización propuesta en el Apartado 1.3. En cualquier caso, es conveniente resumir en este punto los principales inconvenientes aún no solventados en la realización de esta clase de filtros, como sigue:

- Filtros de tamaño reducido:
  - ▶ Obtención de implementaciones circuitales totalmente planas en esquemas convencionales de líneas acopladas, fácilmente diseñables y válidas para aplicaciones tanto de filtrado fijo como controlable en frecuencia.
- Filtros de tipo multi-banda:
  - ▶ Concepción de circuitos generalizados que permitan el conformado de acciones filtrantes de alta selectividad y con cualquier número de bandas de paso en rangos espectrales extensos, exhibiendo bandas de paso contiguas fuertemente aisladas mediante la creación de nulos de inserción de señal.
  - ▶ Síntesis de respuestas filtrantes multi-banda altamente asimétricas en sus bandas de paso, en términos de ancho de banda, características de rechazo de potencia y clase de función de filtrado (e.g., Butterworth o Chebyshev).
- Filtros con sintonía electrónica:
  - ▶ Invención de estructuras filtrantes con prestaciones de alta selectividad para todos los estados de sintonía, a través de la generación de múltiples ceros de transmisión de potencia en la banda atenuada que se reconfiguren simultáneamente junto con la banda de paso principal sin interferirla.
  - ▶ Desarrollo de elementos de control de reactancia variable que conserven un alto factor calidad no cargado ( $Q_u$ ) para el resonador controlable —lo que redundaría en el mantenimiento de las pérdidas de inserción de potencia y selectividad— en intervalos espectrales de reconfiguración ultra-anchos.
  - ▶ Fabricación de elementos de reactancia ajustable con estabilidad térmica/mecánica y capacidad intrínseca de manejo de alta potencia de señal.

Debe señalarse que algunas de las limitaciones indicadas, de carácter práctico, son difícilmente abordables a día de hoy al requerir procesos tecnológicos avanzados. No obstante, varias de ellas serán objeto de estudio del presente trabajo de investigación, como se esboza en los objetivos de la Tesis Doctoral según el Apartado 1.2.

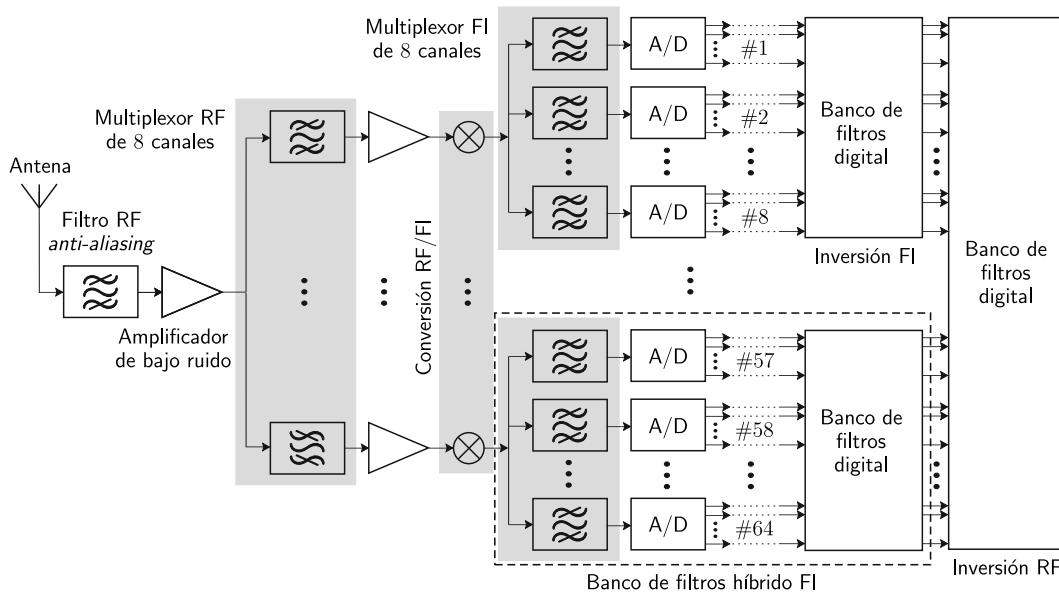
### 1.1.2. Aplicaciones emergentes

Es innegable que el exponente por antonomasia de tecnología sofisticada emergente en el campo de las telecomunicaciones y aplicaciones radar lo constituyen los nuevos sistemas de radio definida por *software* o SDR —*Software Defined Radio*—. Idealmente, tal paradigma propone la sustitución de elementos clásicamente implementados vía *hardware* en el cabezal receptor de radio-frecuencia (filtros, mezcladores, etc.) por rutinas *software* programadas en un ordenador personal o sistema embebido tras la antena, previa conversión analógico-digital de la señal capturada [12]. Lamentablemente, en virtud del criterio de Nyquist, lo anterior requeriría la existencia de conversores analógico-digital con velocidades de procesamiento tan excesivas para el muestreo directo de tales señales que a día de hoy resultan inimaginables [13]. Además, incluso aunque tal conversor pudiese ser desarrollado, la gran cantidad de potencia de alimentación necesaria lo haría inservible para terminales móviles [14]. Es por ello que las arquitecturas en actual desarrollo para dichos sistemas se basan en esquemas de “dominio mixto”, con una parte analógica ineludible y otra digital; y dentro de los componentes *hardware* a incorporar, los filtros paso-banda de microondas resultan indispensables para relajar convenientemente las demandas impuestas sobre la etapa de conversión entre ambos dominios.

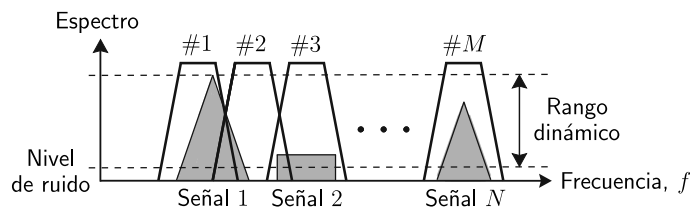
A modo de ejemplo, se representa en la Figura 1.1 el diagrama de bloques de un equipo receptor definido por *software* recientemente sugerido, que explota la canalización exhaustiva del espectro de señal adquirido [15]. En concreto, para reducir el ancho de banda de señal a procesar por cada conversor analógico-digital, se incluyen dos etapas canalizadoras separadas: en radio-frecuencia y en frecuencia intermedia. La primera unidad preseleccionadora, en rangos de microondas, debe realizarse mediante un multiplexor en sustrato plano, con filtros de canal compactos de alta selectividad. Entre las múltiples ventajas atribuibles a esta estructura receptora, deben de enfatizarse su gran flexibilidad operativa, capacidad de reconfiguración con procesamiento multi-banda paralelizado y excelentes prestaciones de rango dinámico.

Otra aproximación de cadena receptora de radio cognitiva de actualidad, orientada a señales de características multi-banda o multi-canal, se muestra en la Figura 1.2. Se fundamenta en una filosofía de muestreo directo de la señal multi-banda captada a tasas sub-Nyquist, con los consiguientes beneficios por la ausencia de mezcladores (entre otros, eliminación de problemas de bandas espurias y frecuencias imagen). En este caso, es la ubicación adecuada de las bandas espectrales del sistema lo que posibilita, según el teorema de muestreo paso-banda, aliviar las exigencias de velocidad de conversión analógico-digital para procesar un cierto ancho de banda [16],[17]. El dispositivo esencial de este módulo receptor es el filtro paso-banda multi-banda de entrada, a diseñarse con una red circuital de alta selectividad totalmente general en cuanto a número de bandas de paso sintetizable y propiedades de las mismas [18].

La disponibilidad de etapas filtrantes sofisticadas con sintonía electrónica, de rápida velocidad de conmutación entre estados, son también demandadas en receptores definidos por *software* ágiles en frecuencia constituidos por redes multi-puerto [19]. En efecto, su integración en la parte de radio-frecuencia de tales sub-sistemas resulta de gran importancia de cara a extrapolar su correcto funcionamiento a intervalos de frecuencia cada vez más extensos.

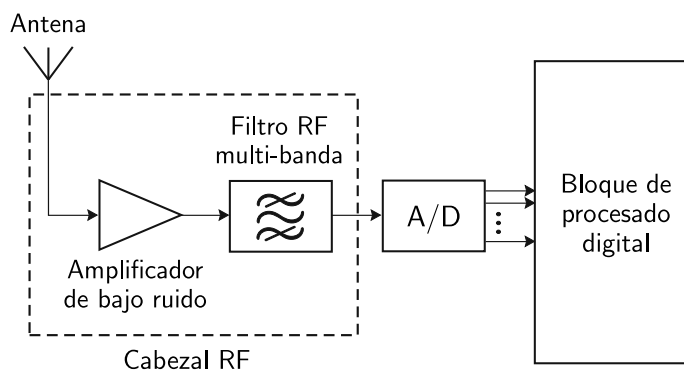


(a)



(b)

Figura 1.1: Ejemplo de arquitectura receptora de dominio mixto de un sistema de radio definida por *software* que emplea canalización espectral exhaustiva y mejora asociada de rango dinámico. (a) Diagrama de bloques del módulo receptor (“RF” denota “radio-frecuencia”, “FI” es “frecuencia intermedia” y “A/D” representa “convertor analógico-digital”). (b) Mejora de rango dinámico producida por el proceso de canalización espectral.



(a)

Figura 1.2: Ejemplo de arquitectura receptora de dominio mixto de un sistema de radio definida por *software* para señales multi-canal basada en muestreo directo a tasas sub-Nyquist (“RF” denota “radio-frecuencia” y “A/D” representa “convertor analógico-digital”).

## 1.2. Objetivos de la Tesis Doctoral

Una vez presentado el estado del arte y motivación en relación al contenido de esta Tesis Doctoral, se está en condiciones de fijar el objetivo general de la misma:

***“Análisis, diseño e implementación de redes filtrantes paso-banda de microondas para tecnologías planas de tamaño compacto, con operación multi-banda y reconfiguración electrónica en su función de transferencia”***

Tal propósito general se dividirá, a su vez, en los siguientes objetivos específicos:

- Propuesta de técnicas de miniaturización circuital basadas en una nueva clase de elemento resonante de resonancia doble y un mecanismo de reducción del acoplamiento electromagnético existente entre líneas inter-acopladas.
- Desarrollo de estructuras novedosas de filtros paso-banda multi-banda de microondas altamente selectivos, con resonadores generalizados multi-resonantes, esquemas avanzados de acoplamiento y conceptos de interferencia de señales.
- Invención de configuraciones filtrantes paso-banda sintonizables de microondas de elevadas prestaciones, con ceros de inserción de señal en la banda atenuada.

A lo largo de la Tesis Doctoral, se hará especial hincapié en la exposición detallada de los fundamentos teóricos asociados a las topologías filtrantes concebidas. Asimismo, las metodologías de diseño sugeridas para dichas configuraciones circuitales serán generales e independientes de las especificaciones de la respuesta filtrante objetivo a sintetizar. Además, con el fin de verificar experimentalmente las estructuras de filtros de microondas que se describen y sus principios de funcionamiento, se fabricarán y medirán diversos prototipos reales en tecnologías planas e híbrida.

### 1.3. Estructura de la Tesis Doctoral

En este apartado se detalla la organización de esta Tesis Doctoral. Su estructura, dividida en cinco capítulos además de este capítulo introductorio, responde de forma lógica a los objetivos preestablecidos como se indica:

- En el **Capítulo 2** se exponen dos métodos originales para la reducción del tamaño físico en filtros paso-banda de microondas de líneas acopladas. Tales técnicas, que usan un nuevo resonador de resonancia doble y un procedimiento de disminución del acoplamiento de señal entre dos líneas inter-acopladas, son verificadas en la práctica con dos prototipos de filtrado fijo y otro sintonizable.
- En el **Capítulo 3** se describen estructuras novedosas de filtros paso-banda multi-banda de microondas de resonadores acoplados. Dichas configuraciones filtrantes, basadas en un tipo alternativo de resonador multi-frecuencia y esquemas avanzados de acoplamiento entre elementos mono-resonantes, quedan experimentalmente refrendadas mediante cuatro circuitos de banda de paso dual.
- En el **Capítulo 4** se aplican las técnicas interferenciales al diseño de filtros paso-banda de microondas con alta selectividad y múltiples bandas de paso. Explotando el empleo de redes de filtrado atípicas, como secciones de líneas de transmisión en paralelo o acopladores y divisores de potencia en reflexión, se fabrican seis prototipos reales de validación con banda de paso doble y séxtuple.
- En el **Capítulo 5** se propone una topología sofisticada de filtro paso-banda de microondas con control electrónico en frecuencia central. Esta configuración filtrante, como ratifica un prototipo circuital de demostración construido y caracterizado, tiene la peculiaridad de presentar varios nulos de transmisión de señal en su banda eliminada para cualquier estado configurado.
- En el **Capítulo 6** se proporciona un resumen de los resultados obtenidos y conclusiones principales en relación al trabajo realizado en esta Tesis Doctoral. También se proponen posibles líneas de investigación futura y se adjunta un listado de las publicaciones internacionales, capítulo de libro y patente efectuadas por el autor en referencia al contenido de la presente Disertación Doctoral.

## Capítulo 2

# Diseño de filtros paso-banda de microondas compactos

Uno de los objetivos primordiales en el diseño de filtros paso-banda pasivos de alta frecuencia es la síntesis de respuestas filtrantes muy selectivas en redes circuitales de tamaño reducido [20]. Esto ha otorgado gran popularidad a las tecnologías planas, especialmente *microstrip* y *stripline*, para el desarrollo de dichos dispositivos. Más aún si en la aplicación pretendida factores tales como facilidad de fabricación, capacidad de integración con componentes activos y costes de producción son más críticos que prestaciones de pérdidas de inserción o de manejo de potencia de señal debido a límites impuestos por el campo eléctrico o voltaje máximo de ruptura [21].

A lo largo de los años, la reducción de las dimensiones físicas en filtros paso-banda de microondas en sustratos planos se ha abordado desde perspectivas muy diferentes. Dos técnicas típicamente usadas para dicho fin son el empleo de elementos semi-concentrados para especificaciones de banda estrecha y el uso de sustratos de alta constante dieléctrica con los consiguientes problemas de excitación de modos electromagnéticos superiores y mayor sensibilidad a las tolerancias de fabricación [22],[23]. Sin embargo, a parte de estos dos métodos, todos los procedimientos de miniaturización circuital propuestos se han concentrado en la invención de nuevos elementos resonantes con geometrías más compactas. En relación a este punto, debe distinguirse entre resonadores de carácter mono-frecuencia con sus consabidas desventajas (por ejemplo, entre otros, tipo pseudo-interdigital, *slow-wave* o de onda lenta y en disposición fractal) y aquellos con comportamiento multi-resonante al presentar varias frecuencias naturales en cada periodo espectral [22]–[25]. Sin lugar a dudas, los resonadores *dual-mode* o de modo dual son el mejor exponente de esta tendencia, al permitir reducciones de tamaño en filtros de  $\approx 50\%$  con respecto a resonadores mono-frecuencia, aunque a expensas de mayores pérdidas de transmisión de potencia [25]. Aproximaciones más recientes para la realización de filtros de microondas miniaturizados hacen uso de implementaciones cuasi-planas, con más de un nivel conductor e incluso plano de masa ranurado [26],[27]. No obstante, se trata de técnicas de índole experimental, normalmente desprovistas de metodologías sistemáticas de diseño.

En este capítulo se proporcionan varias aportaciones novedosas para el desarrollo de filtros paso-banda de microondas de dimensiones reducidas para sustratos planos.

Tales contribuciones consisten en una nueva clase de resonador con resonancias de multiplicidad doble y apto para estructuras de líneas acopladas, y un mecanismo para la disminución del acoplamiento de señal entre dos líneas acopladas que redundan en implementaciones físicas para dispositivos filtrantes de tamaño más compacto.

La organización del capítulo es la siguiente. En primer lugar, se presenta el resonador de doble línea de transmisión propuesto y sus fundamentos (Apartado 2.1). También se describe, a modo de prueba experimental, la construcción y caracterización de dos prototipos filtrantes en tecnología *microstrip* basados en tal resonador. Seguidamente, como procedimiento alternativo para la disminución del tamaño físico en filtros de sustrato plano, se muestra un procedimiento novedoso para disminuir el acoplamiento electromagnético entre dos líneas acopladas (Apartado 2.2). Esto incluye su refrenda práctica a través del desarrollo y medida de un circuito filtrante sintonizable tipo *comblin*e propiamente modificado con reductores de acoplamiento. Al final, se resumen los resultados y conclusiones principales del capítulo (Apartado 2.3).

## 2.1. Filtros paso-banda compactos de microondas mediante resonadores de línea de transmisión doble

En la introducción de este capítulo ha quedado patente que una manera sencilla de disminuir las dimensiones físicas en filtros paso-banda de microondas consiste en actuar en la geometría del resonador. No obstante, lo anterior supone, en muchas ocasiones, un aumento de la complejidad de diseño del filtro asociado respecto a esquemas habituales como el basado en líneas resonantes inter-acopladas en paralelo [28]. Como primera aportación del presente capítulo, se propone aquí la generalización del resonador clásico de línea de transmisión con extremos en circuito abierto y media longitud de onda al caso de doble línea. Este nuevo resonador de dos líneas, exhibiendo resonancias dobles periódicas para una misma longitud física que su precursor de línea simple, permite reducir el tamaño longitudinal en filtros planos conservando prestaciones similares en términos de aparición de la primera banda espuria. Dichos argumentos son seguidamente demostrados en la teoría y contrastados en la práctica mediante el desarrollo y medida de dos prototipos circuitales en tecnología *microstrip*.

### 2.1.1. Teoría del resonador de línea de transmisión doble

Este apartado se divide en dos partes. En primer lugar, se presenta el esquema circuital y fundamentos teóricos del resonador de línea de transmisión doble ideado. Esto incluye un análisis de las frecuencias naturales del resonador, orientado a la demostración de la generación de resonancias dobles en el mismo. Tal y como se refrenda en el Apartado 2.1.2, esta característica es la clave para la reducción de las dimensiones físicas de cualquier estructura filtrante basada en dicho resonador. Posteriormente, por completitud, se incluye una segunda parte dedicada al resonador tipo *split-ring*. El propósito de la misma es generalizar el estudio de resonancias planteado a otros tipos de resonadores de doble línea, como el de anillo partido. Esto concluye en la obtención de fórmulas de diseño teóricas para el resonador *split-ring*.



► **Resonador de línea de transmisión doble**

El esquema circuital del resonador de línea de transmisión doble propuesto se muestra en la Figura 2.1. Como se aprecia, se halla formado por dos tramos idénticos de línea de transmisión con extremos en circuito abierto y longitud física igual a media longitud de onda a la frecuencia  $f_0 \in \mathbb{R}^+$ ; nótese, además, que ambas líneas se encuentran inter-acopladas longitudinalmente a lo largo de toda su sección. De este modo, dicho resonador puede considerarse la versión de doble línea del resonador convencional de línea de transmisión acabado en circuito abierto, típicamente usado en el desarrollo de filtros paso-banda planos de microondas de líneas acopladas [28]. Los parámetros de impedancia par e impar asociados a las dos líneas inter-acopladas del resonador de línea de transmisión doble se representan, respectivamente, mediante las variables  $Z_{0e}, Z_{0o} \in \mathbb{R}^+$ . La longitud eléctrica de ambas líneas queda designada como  $\theta \in \mathbb{R}^+$  (i.e.,  $\theta \equiv \theta(f) = \pi f/f_0$ , siendo  $f \in \mathbb{R}^+$  la variable de frecuencia).

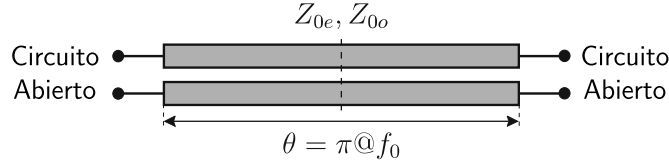


Figura 2.1: Esquema circuital del resonador de línea de transmisión doble propuesto.

En el resonador de línea de transmisión doble sugerido, es sencillo obtener las frecuencias de resonancia si se considera su plano de simetría física. En efecto, obsérvese que tal resonador consiste en la conexión directa de dos redes circuitales similares de dos puertos, ambas compuestas por una sección de líneas acopladas con extremos en circuito abierto y longitud física igual a un cuarto de longitud de onda a  $f_0$ . Los parámetros tipo impedancia de dicha red constitutiva básica,  $\{Z_{ij}\}_{i,j \in \{1,2\}}$ , son

$$Z_{11} = Z_{22} = \frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{2j \tan(\theta/2)} \quad Z_{12} = Z_{21} = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{2j \tan(\theta/2)}. \quad (2.1)$$

Por tanto, las frecuencias naturales de dicha estructura resonante,  $f_r \in \mathbb{R}^+$ , van a corresponderse con aquellos valores espectrales para los cuales corrientes nulas producen tensiones no nulas en su plano de simetría física [29]. Dicho de otra forma, tales frecuencias pueden calcularse como las raíces espectrales del determinante de la matriz de parámetros tipo impedancia de su red circuital integrante de dos puertos. Esto implica el cumplimiento de la condición que se indica a continuación:

$$Z_{11}(f_r)Z_{22}(f_r) - Z_{12}(f_r)Z_{21}(f_r) = 0. \quad (2.2)$$

Particularizando lo anterior para el caso bajo estudio al sustituir (2.1) en (2.2), se deduce la siguiente ecuación de segundo grado a satisfacerse:

$$\begin{aligned} Z_{11}(f_r)Z_{22}(f_r) - Z_{12}(f_r)Z_{21}(f_r) &= -\frac{(Z_{0e} + Z_{0o})^2}{4 \tan^2(\theta_r/2)} + \frac{(Z_{0e} - Z_{0o})^2}{4 \tan^2(\theta_r/2)} \\ &= -\frac{Z_{0e}Z_{0o}}{\tan^2(\theta_r/2)} = 0 \end{aligned} \quad (2.3)$$

donde  $\theta_r \equiv \theta_r(f) = \theta(f_r)$ .

De resolver la ecuación anterior, se obtienen las siguientes soluciones “dobles” para las resonancias del resonador ideado, dependientes de un índice natural (i.e., soluciones periódicas de multiplicidad dos):

$$\theta_{r1}^{(n)}, \theta_{r2}^{(n)} = (2n - 1)\pi, \quad n \in \mathbb{N}, \quad (2.4)$$

o, equivalentemente ( $f_r = \theta_r f_0 / \pi$ ),

$$f_{r1}^{(n)}, f_{r2}^{(n)} = (2n - 1)f_0, \quad n \in \mathbb{N}. \quad (2.5)$$

El análisis anterior revela un aspecto clave del resonador de línea de transmisión doble descrito, inherente a sus dos líneas resonantes: la generación de resonancias dobles, es decir, pares de frecuencias naturales localizadas en un mismo valor espectral.<sup>1</sup> Esto le hace adecuado para el diseño de filtros planos de microondas de líneas acopladas compactos, en comparación con implementaciones basadas en el resonador mono-línea clásico [28],[31]–[33]. En efecto, puesto que el resonador de doble línea conlleva un duplicado del número de polos para la misma longitud que el resonador convencional, reducciones de tamaño de  $\approx 50\%$  en la dimensión longitudinal son factibles. Además, dado que las posiciones espectrales de las frecuencias naturales de los resonadores propuesto y tradicional son las mismas, prestaciones tales como aparición de bandas espurias — i.e., anchura espectral de la banda atenuada superior— en cualquier estructura filtrante asociada se mantienen.

Para concluir, deben tenerse en cuenta las siguientes consideraciones:

- En el estudio realizado, por simplicidad, se ha asumido un resonador con líneas inter-acopladas de igual impedancia característica. No obstante, el concepto es también válido para un resonador formado por dos líneas asimétricas uniformemente inter-acopladas [34]. En tal caso, repitiendo el análisis anterior bajo el formalismo de modos característicos  $c$  y  $\pi$  intrínseco a tal estructura generalizada de líneas acopladas —en lugar de los modos par e impar inherentes a dos líneas inter-acopladas de idéntica impedancia—, se obtienen resultados similares respecto a la generación de resonancias dobles en el resonador asimétrico.
- El procedimiento expuesto es también extrapolable a otros tipos de resonadores basados en líneas de transmisión; por ejemplo, aquellos que presentan compensación inductiva o capacitiva para la eliminación de bandas espurias, o incluso los compuestos por más de dos líneas inter-acopladas [35]–[37]. En este último caso, es posible obtener reducciones de tamaño mayores a las proporcionadas por el resonador doble en la realización de filtros planos, aunque a expensas de una mayor complejidad de las etapas de síntesis y optimización asociadas (más variables han de ser tenidas en cuenta) y efectos parásitos a compensar. Además, como se demuestra en el Apartado 3.2 del Capítulo 3, la geometría de dos líneas resulta ventajosa para el desarrollo de filtros de banda de paso dual.

---

<sup>1</sup>Este resultado es sólo aproximado para el caso de líneas de transmisión acopladas en sustratos planos no homogéneos tales como *microstrip*, donde las velocidades de los modos par e impar son distintas (i.e., propagación de modo Transversal Electromagnético (TEM) no puro a quasi-TEM) [30].

► Resonador *split-ring*

El esquema circuital del resonador de anillo partido o tipo *split-ring* se detalla en la Figura 2.2. Dicho resonador consiste en dos líneas de transmisión idénticas inter-acopladas a lo largo de toda su longitud y con extremos acabados en circuito abierto. Obsérvese que ambos segmentos de línea, de longitud física igual a media longitud de onda a la frecuencia  $f_0$ , se encuentran orientados en direcciones opuestas. Por tanto, este resonador también puede considerarse un resonador de línea de transmisión doble, aunque de distinta clase al analizado anteriormente.

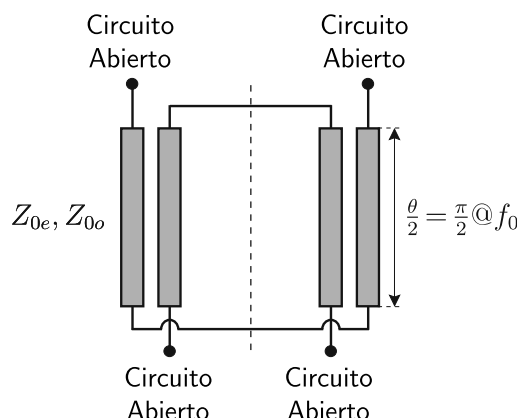


Figura 2.2: Esquema circuital del resonador tipo *split-ring*.

Como es bien sabido, para acoplamientos electromagnéticos entre líneas no nulos, dos frecuencias naturales distintas repitiéndose de forma periódica son generadas en el resonador tipo *split-ring*, a consecuencia de sus dos líneas resonantes constitutivas. En concreto, tales frecuencias quedan ubicadas en valores espectrales simétricos respecto a la frecuencia natural de su línea integrante aislada en cada periodo espectral, lo que se conoce como fenómeno de “partición de frecuencias” o *split frequency* [29]. La peculiaridad mencionada ha conferido gran popularidad al resonador *split-ring* para el diseño de filtros de microondas planos avanzados. Por ejemplo, en la realización de filtros paso-banda de banda dual, mediante el conformado de cada banda de paso con cada mitad de polos “partidos” de sus resonadores [29],[38]. No obstante, también se ha verificado su utilidad práctica en el diseño de filtros mono-banda miniaturizados de banda eliminada ultra-ancha, como caso particular del anterior para acoplamientos débiles entre líneas [39]. La idea en este caso es sintetizar la banda de paso del filtro mediante los polos *sub-wavelength* correspondientes a las resonancias “partidas” inferiores de sus resonadores *split-ring*, mientras que las resonancias superiores son separadas de las anteriores en la medida posible e ignoradas.

El propósito de este apartado es obtener ecuaciones teóricas que relacionen las frecuencias naturales del resonador tipo *split-ring* con los parámetros eléctricos de las líneas acopladas que lo forman. Esto supone una contribución al diseño teórico de filtros paso-banda planos de microondas basados en este tipo de resonador.<sup>2</sup>

<sup>2</sup>Es importante hacer una distinción entre el resonador tipo *split-ring* y su versión complementaria, resultante tras aplicar el principio de Babinet sobre el primero [40]. El resonador *split-ring* complementario, consistente en una estructura de anillo partido grabada en el plano de masa del

Por conveniencia, como para el resonador de doble línea previamente analizado, nótese que el resonador *split-ring* también puede verse como la interconexión en cascada de dos redes circuitales bi-puerto idénticas en su plano de simetría físico. En este caso, dicho cuadripolo básico lo forman dos líneas acopladas con su extremo opuesto en circuito abierto y longitud física de un cuarto de longitud de onda a  $f_0$ . Sus parámetros tipo impedancia son

$$Z_{11} = Z_{22} = \frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{2j \tan(\theta/2)} \quad Z_{12} = Z_{21} = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{2j \sin(\theta/2)} \quad (2.6)$$

donde se ha usado la misma notación que en el Apartado 2.1.1.

Es por ello que la condición (2.2) puede utilizarse de nuevo para el cálculo de las frecuencias naturales del resonador *split-ring*. En concreto, de (2.2) y (2.6), resulta la siguiente ecuación espectral de segundo grado a ser satisfecha por las mismas:

$$\begin{aligned} Z_{11}(f_r)Z_{22}(f_r) - Z_{12}(f_r)Z_{21}(f_r) &= -\frac{(Z_{0e} + Z_{0o})^2}{4 \tan^2(\theta_r/2)} + \frac{(Z_{0e} - Z_{0o})^2}{4 \sin^2(\theta_r/2)} \\ &= \frac{(Z_{0e} - Z_{0o})^2 - (Z_{0e} + Z_{0o})^2 \cos^2(\theta_r/2)}{4 \sin^2(\theta_r/2)} = 0, \end{aligned} \quad (2.7)$$

que da lugar, tras reagrupar términos, a

$$\cos(\theta_r/2) = \pm \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} = \pm k \quad (2.8)$$

donde  $k \in \mathbb{R}^+ \cup \{0\}$  es el coeficiente de acoplamiento entre líneas del resonador.

De la ecuación anterior, se deducen las expresiones analíticas de las resonancias del resonador *split-ring*, como sigue:

$$\begin{aligned} \theta_{r1}^{(n)} &= (2n - 1)\pi - \Delta\theta & \theta_{r2}^{(n)} &= (2n - 1)\pi + \Delta\theta, \\ \Delta\theta &= \pi - 2 \arccos(k) \quad n \in \mathbb{N} \end{aligned} \quad (2.9)$$

o, alternativamente,

$$\begin{aligned} f_{r1}^{(n)} &= (2n - 1)f_0 - \Delta f & f_{r2}^{(n)} &= (2n - 1)f_0 + \Delta f, \\ \Delta f &= \left(1 - \frac{2 \arccos(k)}{\pi}\right) f_0 \quad n \in \mathbb{N} \end{aligned} \quad (2.10)$$

donde  $\arccos(k) \in (0, \pi/2]$ .

A través de este estudio, queda probada la generación de pares de resonancias “partidas” periódicas en el resonador *split-ring*. Obsérvese, además, que la separación relativa entre ambas frecuencias sólo depende del factor de acoplamiento entre líneas.

---

sustrato, también se ha utilizado en el desarrollo de filtros paso-banda de microondas planos. No obstante, su función en este caso es la de extender la banda eliminada del filtro mediante la supresión de frecuencias indeseadas, más que conformar su banda de paso al venir definida por otros resonadores [41]. Es por ello que el resonador complementario no se considera en el presente estudio. De igual forma, tampoco se analiza el resonador *split-ring* no bianisotrópico, de comportamiento comparable al del resonador de línea de transmisión doble propuesto en el Apartado 2.1.1 [42],[43].

Especial atención merece la particularización de (2.10) para  $n = 1$ , que resulta en las siguientes fórmulas que relacionan las dos primeras frecuencias naturales del resonador *split-ring* ( $f_{r1} \equiv f_{r1}^{(1)}$  y  $f_{r2} \equiv f_{r2}^{(1)}$ ) con sus parámetros eléctricos ( $k$  y  $f_0$ ):

$$k = \cos \left( \frac{\pi}{1 + f_{r2}/f_{r1}} \right) \quad (2.11)$$

$$f_0 = \left( \frac{\pi}{2 \arccos(k)} \right) f_{r1}. \quad (2.12)$$

De este modo, dada una respuesta filtrante ideal de doble banda con bandas de paso centradas en  $f_1$  y  $f_2$  (obtenida, por ejemplo, mediante las metodologías descritas en [84]–[86]), su síntesis en una topología de resonadores *split-ring* sería como sigue:

- En primer lugar, sus resonadores han de diseñarse de manera que sus dos primeras frecuencias de resonancia coincidan con  $f_1$  y  $f_2$ . Esto se consigue mediante (2.11) y (2.12), calculando aquellos valores de los parámetros eléctricos  $k$  y  $f_0$  para los cuales se satisface que  $f_{r1} = f_1$  y  $f_{r2} = f_2$ .
- A continuación, como se expuso previamente, cada una de las bandas de paso del filtro ha de sintetizarse con cada mitad de polos “partidos” de los resonadores.<sup>3</sup> Para filtros con banda de paso doble, tanto las resonancias “partidas” inferiores como las superiores dan lugar a polos útiles para conformar cada banda de paso. Por contra, en filtros mono-banda *sub-wavelength*, las resonancias superiores se convierten en polos indeseados, al producir la primera banda espuria del filtro. Es por ello que, en este caso, el cociente  $f_{r2}/f_{r1}$  puede verse como un parámetro de anchura de banda atenuada, ajustable mediante (2.11). También debe enfatizarse, en comparación con sus homólogos tradicionales basados en resonadores en anillo clásicos, el beneficio de los filtros mono-banda tipo *split-ring* en términos de tamaño, según un factor de reducción  $f_0/f_{r1} > 1$ .

### 2.1.2. Resultados experimentales

Para confirmar la utilidad práctica del resonador de línea de transmisión doble propuesto, se muestran a continuación dos prototipos experimentales de filtros paso-banda en *microstrip* referidos a  $50 \Omega$  e implementados mediante dicho resonador. En particular, tales circuitos consisten en un filtro paso-banda basado en una estructura convencional con resonadores directamente acoplados en paralelo y otro en configuración transversal con resonadores multi-acoplados. Los resultados obtenidos en la simulación y caracterización de los prototipos citados se detallan a continuación.

#### ► Prototipo 1

El primer ejemplo de diseño es un filtro paso-banda con resonadores de línea de transmisión doble en paralelo, en un esquema de acoplamientos directos o *in-line* [51].

<sup>3</sup>Al igual que en cualquier filtro de resonadores acoplados, esto requiere la obtención de curvas de acoplamiento entre resonadores *split-ring* inter-acoplados en función de su separación física. Nótese que, en esta fase de diseño, la variable de impedancia de línea de cada resonador ( $Z_c = \sqrt{Z_{oe}Z_{oo}}$ ) es un grado de libertad, al venir fijado por el nivel de impedancia requerido para el filtro total.

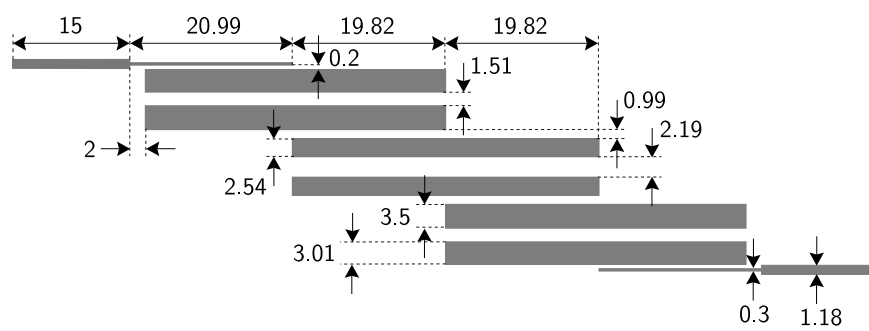
Las especificaciones prefijadas para la respuesta filtrante a sintetizar, de tipo Chebyshev o equirizado, son las siguientes: frecuencia central de 1.4 GHz, ancho de banda relativo igual al 15 % referido a un nivel de adaptación de potencia mínimo a la entrada de 10 dB, y niveles de rechazo de potencia superiores a 40 dB para cualquier componente espectral cuya separación respecto a 1.4 GHz sea mayor que 0.2 GHz.

Para cumplir tales requisitos, se han necesitado tres resonadores de línea de transmisión doble. Los valores finales para sus parámetros físicos, tales como anchuras de líneas, separaciones entre las mismas y longitudes físicas —de aproximadamente media longitud de onda a 1.4 GHz para el sustrato *microstrip* seleccionado— se han calculado mediante el simulador comercial AWR *Microwave Office*<sup>TM</sup> [52]. Debe mencionarse que, como solución de partida para los valores de los coeficientes de acoplamiento entre líneas, se tomaron los correspondientes a un prediseño realizado para las especificaciones impuestas mediante la topología filtrante clásica de resonadores mono-línea acoplados en paralelo [53],[54]. También debe señalarse que, por razones de flexibilidad para satisfacer más fácilmente la máscara de atenuación impuesta mediante un aumento de los grados de libertad en el diseño, se permitió la posibilidad de usar una impedancia característica distinta en cada resonador de doble línea.

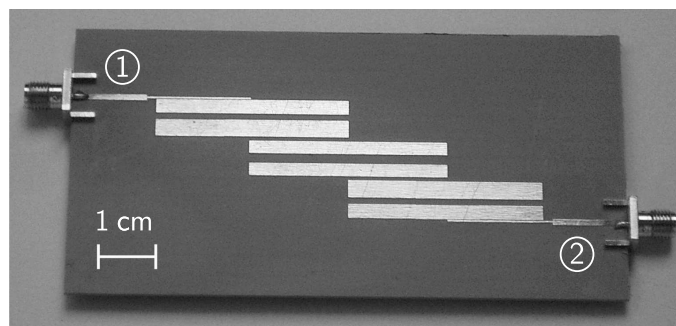
El filtro ha sido sintetizado y construido mediante el uso de un sustrato de cerámica orgánica tipo CER-10 de *Taconic*<sup>TM</sup>, cuyas principales características son: constante dieléctrica relativa  $\epsilon_r = 10 (\pm 0.05)$ , altura de dieléctrico  $h = 1.19$  mm, espesor del conductor  $t = 35$   $\mu\text{m}$  y tangente de pérdidas de dieléctrico  $\tan \delta_D = 0.0035$  [55].

El esquemático y fotografía del prototipo fabricado se muestran en la Figura 2.3. Como se observa, se ha utilizado una sección de alimentación entrada/salida mediante acoplamiento electromagnético por motivos de sencillez y compacidad física.

Las respuestas en transmisión y reflexión de potencia del circuito filtrante sintetizado para un sustrato *microstrip* sin pérdidas —i.e., sin pérdidas por conductor, dieléctrico y radiación— se detallan en la Figura 2.4. Para dicho sustrato ideal, también se incluye el parámetro de transmisión de potencia del filtro clásico prediseñado con resonadores mono-línea acoplados en paralelo de sexto orden que más se ajusta a la máscara de atenuación objetivo, así como un esquemático comparativo de los tamaños físicos de ambos filtros. La estructura de nodos acoplados correspondiente al filtro con resonadores de línea de transmisión doble se proporciona en la Figura 2.5. Como se demuestra en la Figura 2.4, para el filtro propuesto con resonadores de doble línea, se obtiene una función de transferencia de sexto orden como resultado de sus seis líneas resonantes. Además, su selectividad resulta equiparable a la del filtro clásico, con una reducción significativa del tamaño físico en la dimensión longitudinal. En concreto, para este ejemplo, se consigue una disminución del 43.8 % de la dimensión longitudinal del circuito, de 145.22 mm para el filtro clásico a 81.62 mm para el filtro propuesto. Esto confirma la idoneidad del resonador de línea de transmisión doble para el desarrollo de filtros de líneas acopladas de microondas compactos. Obsérvese, por otro lado, la generación de un cero de transmisión de potencia en el filtro con resonadores de línea de transmisión doble, cuya posición y profundidad son ajustables a través de los parámetros de impedancia de línea de sus resonadores. Dicho fenómeno, contrastado con el simulador circuital, es debido a los acoplamientos cruzados de los cuádrupletes inherentes a las cuatro líneas acopladas de cada par de resonadores de doble línea adyacentes. En cuanto a la primera banda espuria, tal



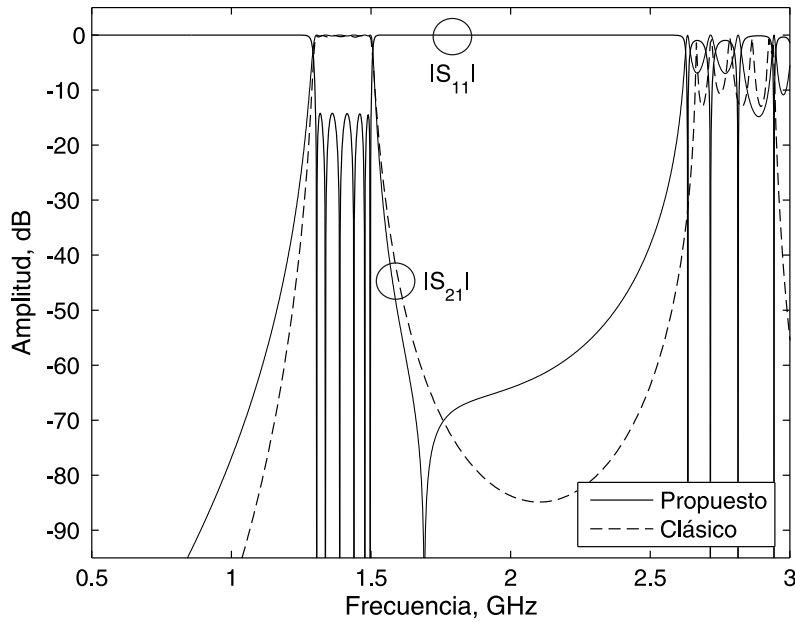
(a) Esquemático (dimensiones en mm).



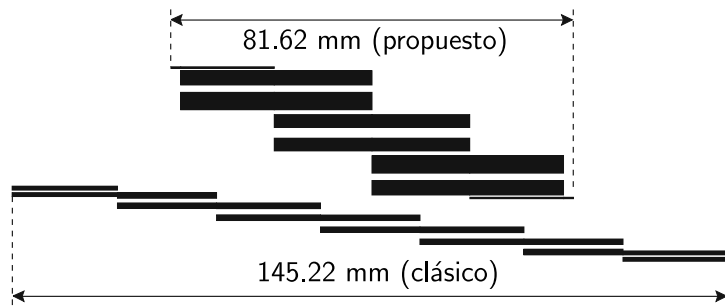
(b) Fotografía.

Figura 2.3: Esquemático y fotografía del prototipo de filtro paso-banda construido (sustrato CER-10) mediante resonadores de línea de transmisión doble (prototipo 1).

y como era de esperar en el filtro realizado, aparece a aproximadamente el doble de la frecuencia central de su banda de paso principal ( $\approx 2.8$  GHz).



(a)  $|S_{21}|$  &  $|S_{11}|$ .



(b) Esquemático comparativo.

Figura 2.4: Respuesta en transmisión ( $|S_{21}|$ ) y reflexión ( $|S_{11}|$ ) de potencia del prototipo de filtro paso-banda sintetizado mediante resonadores de línea de transmisión doble (prototipo 1) para un sustrato ideal y comparación en términos de selectividad y tamaño con el filtro clásico mediante resonadores mono-línea inter-acoplados en paralelo.

Las respuestas en transmisión y reflexión de potencia simuladas —modelo circuital y electromagnético— y medidas del prototipo construido se adjuntan en la Figura 2.6. Los resultados de la simulación electromagnética se obtuvieron mediante el *software* comercial *Sonnet*<sup>TM</sup> [56]. Las medidas se efectuaron mediante el uso de un analizador vectorial de redes modelo 8713B de *Agilent*<sup>TM</sup>. Ha de destacarse, en relación a la simulación circuital, la creación de un nulo de transmisión de señal adicional en la banda atenuada superior medida, también contemplado en la simulación



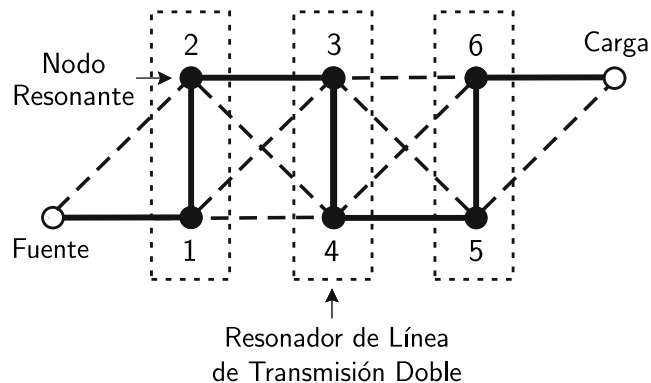


Figura 2.5: Estructura de nodos acoplados correspondiente al filtro paso-banda sintetizado (prototipo 1) mediante resonadores de línea de transmisión doble (círculo blanco: entrada/salida o fuente/carga; círculo negro: nodo resonante; línea continua: acoplamiento fuerte; línea discontinua: acoplamiento débil).

electromagnética. Esto se debe a la generación de efectos de acoplamientos cruzados parásitos en el filtro, no considerados por el simulador circuital. Las discrepancias observadas entre resultados teóricos y experimentales a niveles de  $-60/-70$  dB, justo por encima del “fondo de ruido” del analizador, son imputables a la inductancia parásita existente entre los planos de masa de los conectores y el sustrato *microstrip*. Las prestaciones principales de la respuesta medida del filtro son las siguientes: frecuencia central igual a 1.39 GHz, ancho de banda absoluto a 3 dB de 204 MHz (i.e., del 14.7% en términos relativos), pérdidas de inserción de potencia mínimas de valor 1.29 dB, nivel mínimo de adaptación de potencia en banda de 9.7 dB, niveles de rechazo de potencia a 1.2 y 1.6 GHz iguales a 41 y 49.4 dB, respectivamente, y variación máxima de retardo de grupo en banda de valor 6.63 ns.

## ► Prototipo 2

El segundo ejemplo experimental consiste en un filtro paso-banda en *microstrip* con varios caminos de acoplamiento entre sus resonadores de línea de transmisión doble [57]. El objetivo que se persigue es demostrar la aplicabilidad de topologías de resonadores mono-línea multi-acoplados en sustratos planos (véase, entre otros, [53] ó [58]) a configuraciones filtrantes basadas en el resonador de doble línea.

El filtro ha sido diseñado para presentar un perfil filtrante de alta selectividad, con banda de paso equirrizada centrada en 1.4 GHz y con ancho de banda relativo del 10% para un nivel de adaptación de potencia mínimo a la entrada de 15 dB.

La Figura 2.7 muestra el esquemático y la fotografía del prototipo construido. En su implementación, se ha utilizado el mismo sustrato que para el circuito anterior. Como se observa, el filtro está formado por dos resonadores de línea de transmisión doble, interactuando a través de dos caminos transversales distintos de acoplamiento de señal; tales vías de acoplamiento han sido realizadas mediante sendos tramos de línea de transmisión acoplados lateralmente a los resonadores de doble línea, dando lugar a una estructura de nodos acoplados semejante a la de un cuadruplete. Obsérvese, adicionalmente, que dichos segmentos de línea difieren entre sí, al encon-

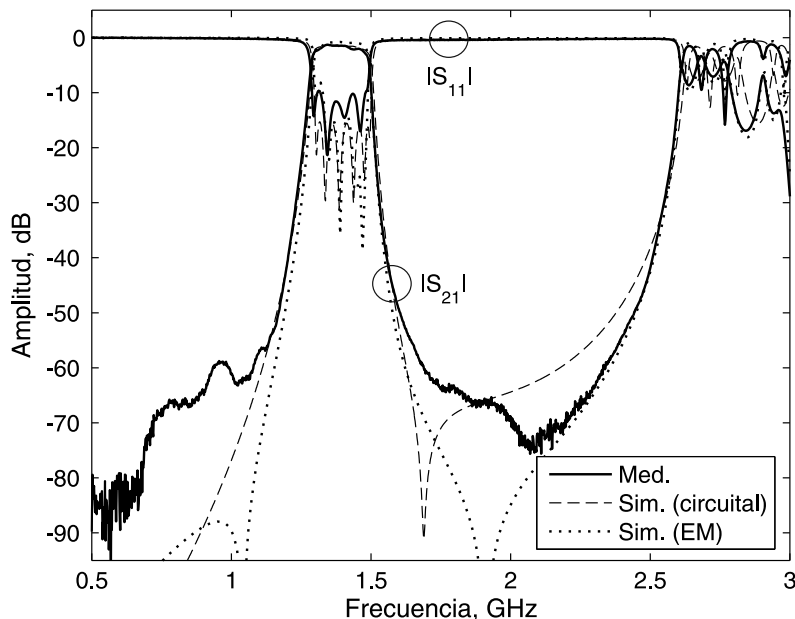
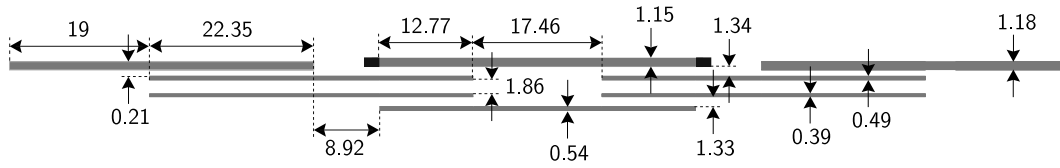


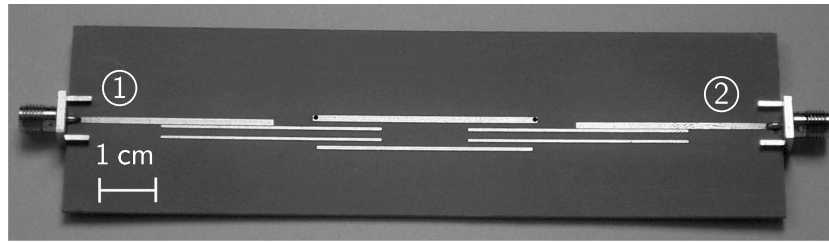
Figura 2.6: Respuestas en transmisión ( $|S_{21}|$ ) y reflexión ( $|S_{11}|$ ) de potencia simuladas —modelo circuitual y electromagnético (EM)— y medidas del prototipo de filtro paso-banda construido mediante resonadores de línea de transmisión doble (prototipo 1).

trarse acabados en sus extremos en circuito abierto y cortocircuito, respectivamente. El motivo de lo anterior es introducir el desfase adecuado en la componente de señal propagada por cada camino de acoplamiento indirecto, de cara a conseguir una respuesta filtrante de orden elevado en base a principios de interferencia de señales. Debe también señalarse que, a consecuencia de la influencia de acoplamientos cruzados parásitos en el funcionamiento de circuito, el esquemático final fue obtenido tras una optimización electromagnética basada en el Método de los Momentos (MoM) del diseño circuitual. Esto consistió únicamente en un ligero ajuste de la anchura del tramo de línea cortocircuitado a ambos lados, de 1.44 mm (diseño circuitual) a 1.15 mm (diseño electromagnético optimizado), tal y como se indica en la Figura 2.7.

Las curvas en transmisión y reflexión de potencia del filtro sintetizado para un sustrato microstrip sin pérdidas se proporcionan en la Figura 2.8. Su estructura de nodos acoplados se detalla en la Figura 2.9. Como se prueba en la Figura 2.8, para tal filtro, se consigue una función de transferencia de alta selectividad, de tipo Caer o elíptico, mediante la generación de múltiples ceros de transmisión fuera de banda. Tales nullos de transmisión de señal, ubicados en las frecuencias 0.37, 1.26, 1.31 y 1.5 GHz, son producidos por cancelaciones de energía entre las componentes de señal asociadas a los distintos caminos de propagación del filtro en su terminal de salida. Nótese, además, que los dos tramos de línea de transmisión correspondientes a los caminos de acoplamiento indirecto actúan como resonadores desintonizados o nodos no resonantes para este ejemplo [59]–[61] (Figura 2.9); en efecto, su diseño fue orientado a la maximización del número de ceros de transmisión creados fuera de banda, en lugar de al incremento del orden del filtro. Esto explica la obtención de una respuesta filtrante de cuatro polos para el filtro sintetizado,



(a) Esquemático (dimensiones en mm); las regiones negras representan conexiones a masa.



(b) Fotografía.

Figura 2.7: Esquemático y fotografía del prototipo de filtro paso-banda construido (sustrato CER-10) mediante resonadores de línea de transmisión doble (prototipo 2).

intrínsecos a las cuatro líneas resonantes de sus dos resonadores dobles (Figura 2.8).

Las respuestas en transmisión y reflexión de potencia simuladas —modelo circuital y electromagnético— y medidas del circuito fabricado se representan en la Figura 2.10. Como herramientas de simulación y caracterización, se han usado las mismas que para el prototipo anterior. Como se aprecia, salvo pequeñas discrepancias, la concordancia obtenida entre resultados teóricos y experimentales es ajustada. Las diferencias observables son principalmente atribuibles a inexactitudes en el modelado inductivo-resistivo de las conexiones a masa del filtro, implementadas como *via holes*. Aunque en menor medida, problemas de acoplamientos parásitos no deseados y tolerancias de fabricación podrían también tener influencia en lo anterior. Las características básicas de la respuesta medida del filtro son las siguientes: frecuencia central de valor 1.39 GHz, ancho de banda absoluto a 3 dB igual a 139 MHz (i.e., del 10 % en términos porcentuales), pérdidas de inserción de potencia mínimas de 1.86 dB, nivel mínimo de adaptación de potencia en banda igual a 8.73 dB, y variación máxima de retardo de grupo en banda de valor 5.85 nsg. Los ceros de transmisión de potencia medidos aparecen a las frecuencias 1.22, 1.31 y 1.52 GHz.

## 2.2. Filtros paso-banda compactos de microondas mediante reductores de acoplamiento

En este apartado, como segunda contribución del presente capítulo, se describe un método para la disminución del acoplamiento electromagnético existente entre dos líneas inter-acopladas en sustratos planos. Como se verá, dicha técnica es apropiada para la reducción del tamaño de filtros paso-banda de microondas basados en líneas

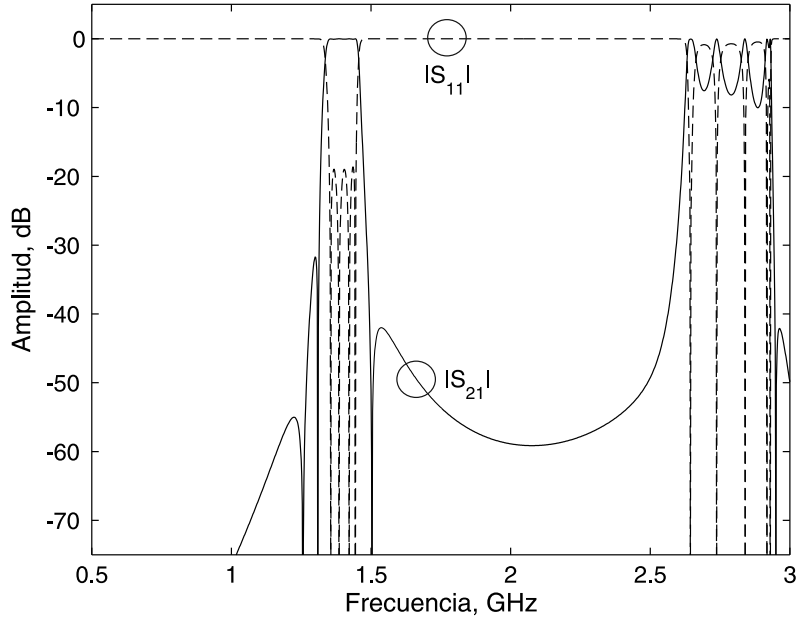


Figura 2.8: Respuestas en transmisión ( $|S_{21}|$ ) y reflexión ( $|S_{11}|$ ) de potencia ideales del filtro paso-banda sintetizado mediante resonadores de línea de transmisión doble (prototipo 2).

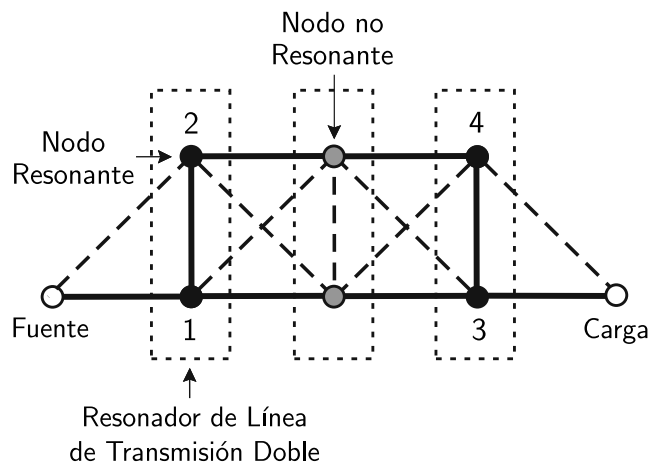


Figura 2.9: Estructura de nodos acoplados correspondiente al filtro paso-banda sintetizado (prototipo 2) mediante resonadores de línea de transmisión doble (círculo blanco: entrada/salida o fuente/carga; círculo negro: nodo resonante; círculo gris: nodo no resonante; línea continua: acoplamiento fuerte; línea discontinua: acoplamiento débil).

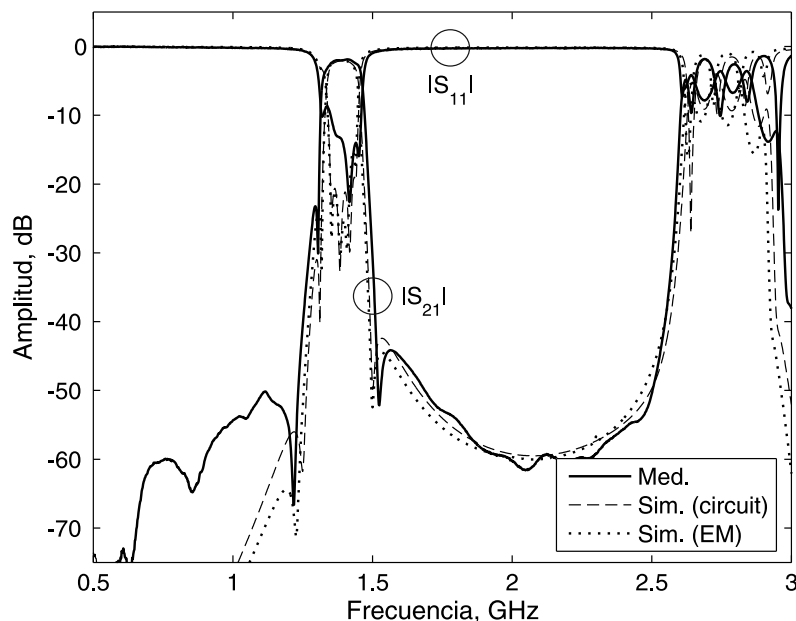


Figura 2.10: Respuestas en transmisión ( $|S_{21}|$ ) y reflexión ( $|S_{11}|$ ) de potencia simuladas —modelo circuital y electromagnético (EM)— y medidas del prototipo de filtro paso-banda construido mediante resonadores de línea de transmisión doble (prototipo 2).

resonantes acopladas entre sí, especialmente para especificaciones de banda estrecha. Para ello, se exponen en primer lugar los fundamentos de la técnica de desacoplamiento ideada particularizada en dos resonadores inter-acoplados tipo *comblin*. Posteriormente, dicho procedimiento es validado mediante resultados de simulación para tales resonadores en tecnologías *microstrip* y *stripline*. También se presenta el diseño, construcción y medida de un filtro de prueba de concepto tipo *comblin* con sintonía electrónica en frecuencia central y paredes de desacoplamiento entre resonadores.

### 2.2.1. Teoría del reductor de acoplamiento

Como se mencionó con anterioridad, para explicar el concepto propuesto de reductor de acoplamiento para tecnologías planas, se considera un filtro *comblin* paso-banda de segundo orden con adaptación de potencia perfecta a entrada y salida. En la Figura 2.11 se detallan los esquemas circuitales de dicha red filtrante en sus versiones tradicional y modificada con la inclusión del reductor de acoplamiento. En tal figura,  $s$  representa la separación entre los resonadores *comblin*,  $l$  la longitud de sus líneas resonantes,  $w$  la anchura del reductor de acoplamiento, y  $d$  la longitud física del filtro total en la dirección de propagación/acoplamiento de señal. Como se aprecia y es bien conocido, el filtro *comblin* de segundo orden clásico consiste en dos resonadores idénticos inter-acoplados con un extremo conectado a masa y el otro a un condensador concentrado. En tal filtro, la energía es transferida entre resonadores a través del inter-acoplamiento tipo paralelo que existe entre sus líneas constitutivas, y que aproximadamente es de carácter inductivo —i.e., magnético—. También debe señalarse que, aunque todos los parámetros del filtro tienen influencia en su comportamiento, la frecuencia central de su banda de paso viene principal-

mente definida por la frecuencia natural de los resonadores que lo forman, mientras que su ancho de banda depende básicamente de la magnitud del acoplamiento entre líneas. En concreto, dicha banda de paso es más estrecha cuanto menor es el valor del coeficiente de acoplamiento entre líneas (i.e., mayor espaciado entre líneas).

La técnica que se sugiere consiste en insertar un tramo de línea de transmisión con extremos cortocircuitados a masa, referido como reductor de acoplamiento o pared de desacoplamiento, entre los resonadores del filtro. Verdaderamente, dicho método puede considerarse la extrapolación a tecnologías planas de los procedimientos de reducción de acoplamiento ideados para filtros de cavidades coaxiales acopladas [65]. De este modo, la pared de desacoplamiento, comportándose como un reductor de acoplamiento magnético, permite disminuir notablemente la magnitud de la interacción magnética entre los resonadores del filtro para una separación fija entre los mismos; en otras palabras, para un valor de acoplamiento dado, se disminuye notablemente el espaciado entre los resonadores. Esto supone una reducción de tamaño apreciable en el filtro en su dimensión asociada a la dirección de propagación de señal.

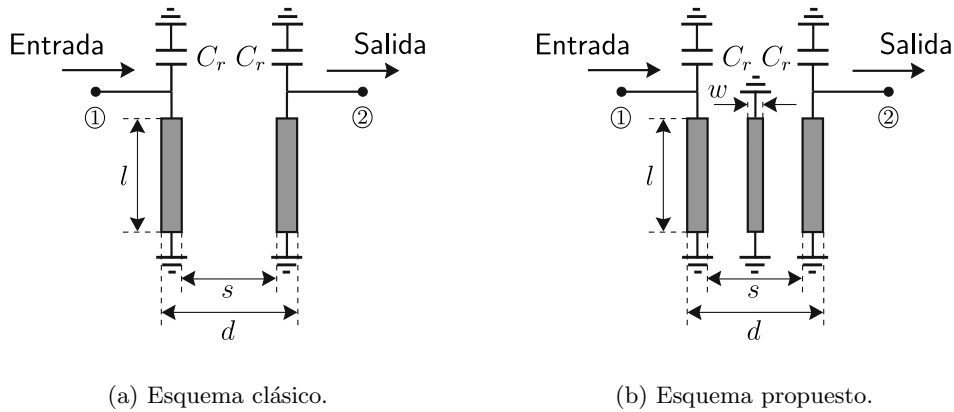


Figura 2.11: Esquemas circuitales del filtro combline de segundo orden en su versión clásica y propuesta incluyendo el reductor de acoplamiento ideado.

Para verificar el correcto funcionamiento del reductor de acoplamiento ideado, se ha estudiado la variación del coeficiente de acoplamiento ( $c$ ) entre los resonadores de un filtro *combline* de segundo orden con reductor de acoplamiento (Figura 2.11(b)) en función de la anchura del reductor ( $w$ ) y la separación física entre resonadores ( $s$ ). Esto se ha llevado a cabo para tecnologías *microstrip* y *stripline*, utilizándose sustratos con las siguientes características:

- Sustrato *microstrip*: constante dieléctrica relativa  $\epsilon_r = 2.2$ , altura de dieléctrico  $h = 0.635$  mm, espesor del conductor  $t = 35$   $\mu\text{m}$  y tangente de pérdidas de dieléctrico  $\tan \delta_D = 0.0009$ .
- Sustrato *stripline*: constante dieléctrica relativa  $\epsilon_r = 1$ , separación entre conductores de masa  $2h = 20$  mm, y espesor del conductor  $t = 50$   $\mu\text{m}$ .

Para ambas tecnologías, se han utilizado resonadores *combline* de 25.5 mm de longitud y 2 mm de anchura, acabados en condensadores de capacidad  $C_r = 5$  pF.

Los resultados obtenidos, calculados a partir del programa de simulación comercial AWR *Microwave Office*<sup>TM</sup>, se muestran en la Figura 2.12. Como se prueba, para un valor fijo de separación entre resonadores, se obtiene un valor de acoplamiento más pequeño a medida que se aumenta la anchura del reductor (el caso  $w = 0$  correspondería a la topología *comblin*e convencional de la Figura 2.11(a)). Más aún, dicho efecto es más acusado a medida que se disminuye el espaciamiento entre resonadores. Lo anterior ratifica la adecuación de la técnica de reducción de acoplamiento propuesta para el desarrollo de filtros *comblin*e paso-banda de banda estrecha, donde la dimensión física del circuito en la dirección de propagación de señal es más crítica. Obsérvese, además, que la acción del reductor de acoplamiento resulta más efectiva en *stripline* que en *microstrip*. Esto es consecuencia directa de la propia naturaleza de cada tecnología, atribuible a una interacción magnética más fuerte entre líneas acopladas en *stripline* —medio de propagación cuasi-cerrado— que en *microstrip* —medio de propagación semi-cerrado— [66].

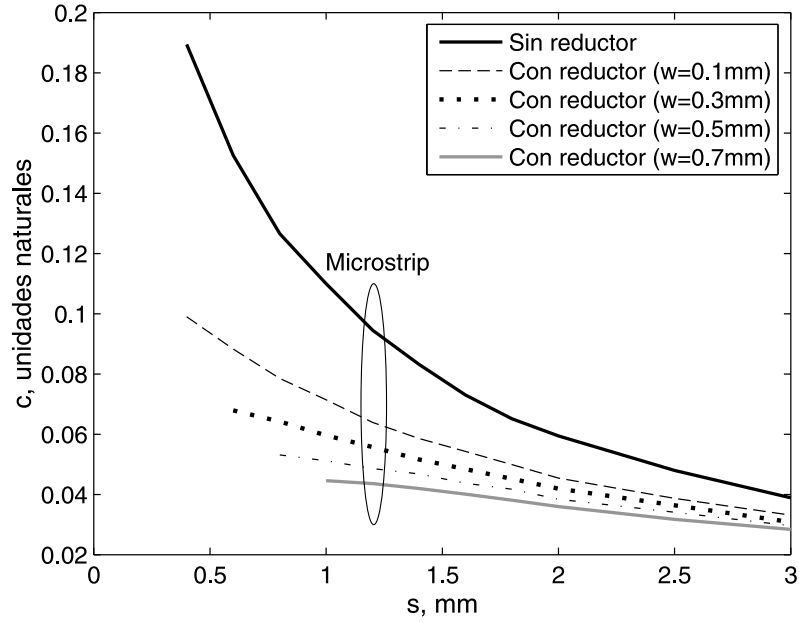
### 2.2.2. Resultados experimentales

En este apartado se presentan resultados de simulación y medida concernientes a varios diseños de filtros paso-banda tipo *comblin*e con reductores de acoplamiento en tecnologías planas. El propósito de ello es confirmar la utilidad práctica de la técnica de reducción de acoplamiento planteada, en términos de disminución de tamaño físico para dichos circuitos respecto a sus realizaciones homólogas tradicionales.

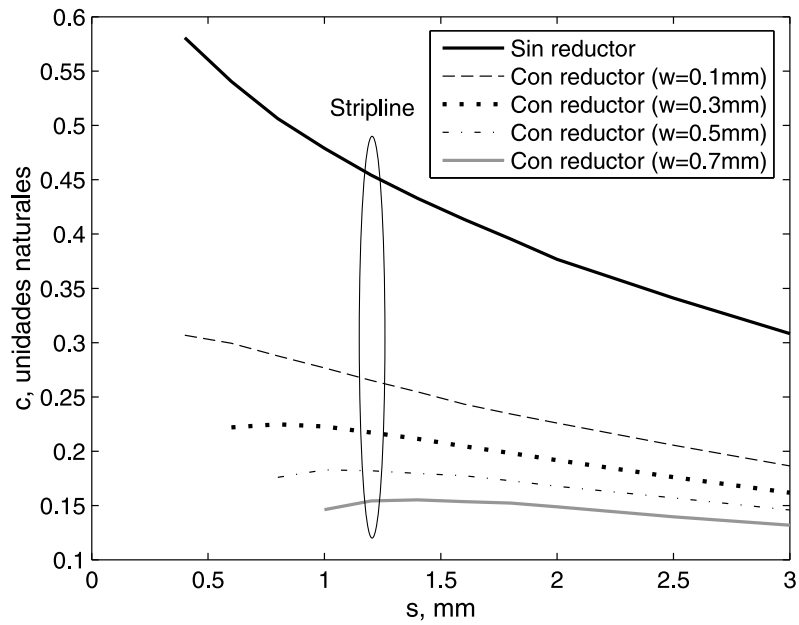
En la Tabla 2.1 se proporcionan los datos de reducción de tamaño obtenidos, haciendo uso del método de reducción de acoplamiento ideado, para diversos diseños de filtros paso-banda tipo *comblin*e de tercer orden en tecnologías *microstrip* y *stripline*, simulados a nivel circuital para una frecuencia central de 960 MHz. Las características de los sustratos empleados son las mismas que se indicaron en el Apartado 2.2.1. En los diseños con reductor de acoplamiento, se ha considerado una separación física entre las paredes de desacoplamiento y los resonadores adyacentes igual a la mínima implementable mediante el proceso de fabricación ( $100\ \mu\text{m}$ ). Esto se ha hecho, en virtud de la información revelada por las curvas representadas en la Figura 2.12, para hacer más apreciable el grado de disminución de tamaño alcanzado en el filtro *comblin*e modificado en relación al diseño clásico asociado sin paredes de desacoplamiento. Como se demuestra en la Tabla 2.1, el factor de reducción obtenido es notable en todos los casos, especialmente en *stripline* para la anchura de banda de paso más estrecha ( $\approx 50\%$  para  $\text{BW}_{3\text{dB}}=20\ \text{MHz}$ ). Esto refrenda la veracidad de los resultados esbozados por las gráficas de la Figura 2.12, así como la consiguiente eficacia del método de desacoplamiento descrito para sustrato planos.

Por completitud, y como prueba experimental de concepto, también se ha construido y medido un prototipo *microstrip* de filtro paso-banda tipo *comblin*e de tercer orden con reductores de acoplamiento y control electrónico en frecuencia central [67]. Dicho circuito filtrante ha sido diseñado para presentar un rango espectral de sintonía que cubra completamente la banda UHF (470–862 MHz), así como fuertes niveles de atenuación de potencia fuera de banda para la banda superior eliminada.

El esquemático y fotografía del prototipo fabricado se muestran en la Figura 2.13. El sustrato *microstrip* empleado, tipo Cu-Clad, presenta las características citadas



(a) Tecnología *microstrip*.



(b) Tecnología *stripline*.

Figura 2.12: Curvas de variación del coeficiente de acoplamiento ( $c$ ) entre los resonadores de un filtro *comblne* de segundo orden con reductor de acoplamiento en función de la anchura del reductor ( $w$ ) y la separación entre resonadores ( $s$ ) para tecnologías *microstrip* y *stripline*.



Tabla 2.1: Disminución de tamaño obtenida mediante el método de reducción de acoplamiento propuesto para varios diseños de filtros paso-banda tipo *comblin*e de tercer orden a 960 MHz en tecnologías *microstrip* y *stripline*.

<b>Tecnología <i>microstrip</i></b>			
Ancho de Banda a 3 dB (BW <sub>3dB</sub> )	$d$ sin reductor ( $d_{(a)}$ )	$d$ con reductor ( $d_{(b)}$ )	Reducción de tamaño ( $[1 - d_{(b)}/d_{(a)}] \times 100$ )
100 MHz	7.9 mm	6.6 mm	16.5 %
50 MHz	9.4 mm	7.1 mm	24.5 %
20 MHz	12.1 mm	8.4 mm	30.6 %
<b>Tecnología <i>stripline</i></b>			
Ancho de Banda a 3 dB (BW <sub>3dB</sub> )	$d$ sin reductor ( $d_{(a)}$ )	$d$ con reductor ( $d_{(b)}$ )	Reducción de tamaño ( $[1 - d_{(b)}/d_{(a)}] \times 100$ )
100 MHz	22.4 mm	13.1 mm	41.5 %
50 MHz	25.8 mm	14.1 mm	45.4 %
20 MHz	30 mm	15.4 mm	48.7 %

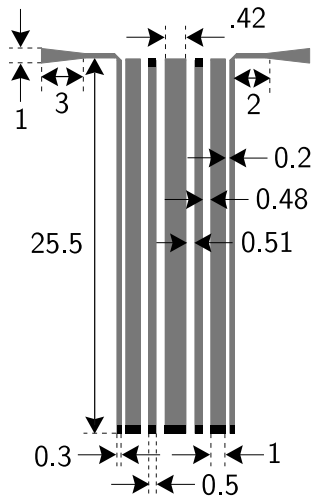
en el Apartado 2.2.1 [44]. Como elementos de reactancia variable para reconfigurar la frecuencia central del filtro, se han incorporado diodos varactores de factor de calidad moderado modelo BB149 de NXP *Semiconductors*<sup>TM</sup> (anteriormente *Philips*<sup>TM</sup>) con sus correspondientes redes de polarización, que presentan un rango de valores de capacidad ajustable de 2–20 pF para un intervalo de tensiones de polarización aplicadas igual a 20–0 V [45].<sup>4</sup> En cuanto al proceso de diseño, como paso previo, se sintetizó inicialmente un filtro sintonizable tipo *comblin*e clásico de tercer orden sin reductores de acoplamiento mediante la técnica descrita en [62], para el rango de sintonía prefijado. Seguidamente, teniendo en cuenta los valores de coeficientes de acoplamiento entre resonadores adyacentes a mantener en el diseño final, se añadieron las paredes de desacoplamiento. La disminución de tamaño obtenida para la dimensión correspondiente a la dirección de propagación de señal al introducir los reductores de acoplamiento es del 20 %.

Las respuestas en transmisión y reflexión de potencia simuladas y medidas para el prototipo construido se detallan en la Figura 2.14. También se adjunta, en la Figura 2.15, las curvas simuladas y medidas referentes al punto de compresión de 1 dB a la salida en función de la frecuencia central sintonizada. Debe señalarse que, como medios logísticos para los procesos de simulación y caracterización del circuito, se han empleado los mismos que para el resto de prototipos del presente capítulo. Como se observa, la concordancia resultante entre resultados teóricos y experimentales es ajustada, alcanzándose un ancho de banda total de sintonía de 540 MHz (i.e., del 85 % en términos relativos)<sup>5</sup> correspondiente al rango espectral 420–960 MHz.

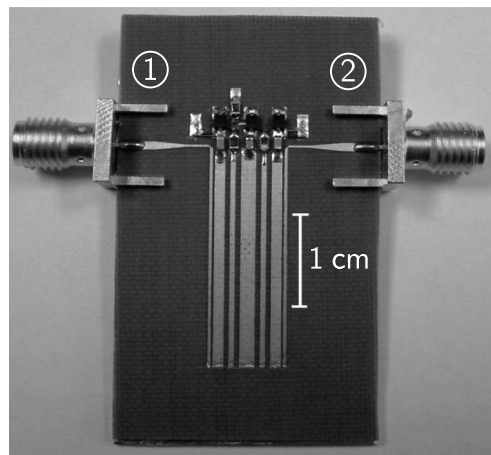
<sup>4</sup>La ley de variación de la capacidad equivalente de un diodo varactor en polarización inversa,  $C_j$ , con la tensión aplicada,  $V_b$ , es del tipo  $C_j(V_b) = C_{j0} \left(1 + \frac{V_b}{V_j}\right)^{-M}$ , donde  $C_{j0}$ ,  $V_j$  y  $M$  son constantes que dependen de las características intrínsecas del diodo [46].

<sup>5</sup>La anchura relativa del rango de sintonía en frecuencia central,  $\Delta_{f_0}$ , se define como

$$\Delta_{f_0} (\%) \triangleq \frac{f_0^{\max} - f_0^{\min}}{\sqrt{f_0^{\min} f_0^{\max}}} \cdot 100, \quad (2.13)$$



(a) Esquemático (dimensiones en mm); las regiones negras representan conexiones a masa; no se incluyen las pistas correspondientes a las redes de polarización.



(b) Fotografía.

Figura 2.13: Esquemático y fotografía del prototipo de filtro paso-banda tipo *combline* con reductores de acoplamiento construido (sustrato Cuclad).

Las prestaciones principales del prototipo medido, referentes a frecuencia central de sintonía mínima ( $f_0^{\min} = 420$  MHz) y máxima ( $f_0^{\max} = 960$  MHz), respectivamente, son las siguientes: anchos de banda absolutos a 3 dB de valor 23.8 y 41.1 MHz (i.e., del 5.7% y 4.3% en términos relativos), pérdidas de inserción de potencia mínimas iguales a 13.7 y 8.5 dB, niveles mínimos de adaptación de potencia en banda de valor 10.1 y 11 dB y punto de compresión de 1 dB a la salida de  $-0.3$  y 7.9 dBm. Debe indicarse, además, que la primera banda espuria aparece, en todos los casos, a un valor espectral superior a tres veces la frecuencia central sintonizada.

## 2.3. Conclusiones

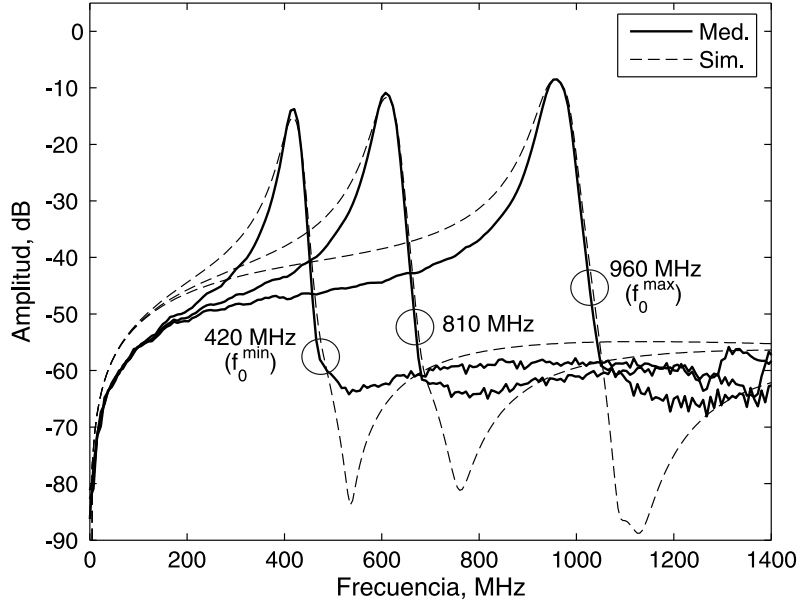
En este capítulo se han descrito dos procedimientos originales y eficaces para la reducción de las dimensiones físicas en configuraciones filtrantes paso-banda de microondas constituidas por resonadores de línea de transmisión acoplados entre sí.

En primer lugar, se ha ideado un nuevo tipo de resonador de línea de transmisión doble, como generalización del resonador convencional de línea resonante simple con extremos en circuito abierto y media longitud de onda. Dicho resonador doble, con una longitud similar a la de su homólogo mono-línea, presenta frecuencias naturales de multiplicidad dos dentro de cada periodo espectral. De este modo, a través de su uso en estructuras de líneas acopladas en paralelo y para un número de polos concreto, se consiguen disminuciones de tamaño del 50% en la dirección de propagación de señal del filtro en comparación con los compuestos por resonadores de línea sencilla. Esto ha quedado experimentalmente demostrado a través de la síntesis, fabricación y caracterización de dos prototipos circuitales en *microstrip* centrados en 1.4 GHz. Como ventaja principal de esta solución en relación a otras técnicas de miniaturización sugeridas en la literatura especializada, ha de destacarse su simplicidad circuital y de diseño mediante simuladores comerciales paramétricos a bajo coste computacional.

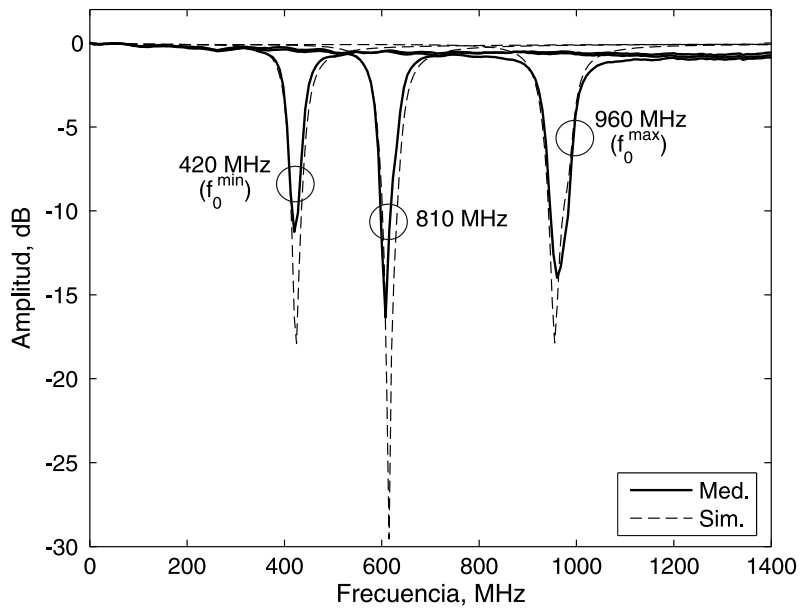
Como segunda contribución, se ha concebido un mecanismo para reducir el acoplamiento electromagnético existente entre dos líneas acopladas en sustratos planos. Su principio operativo se basa en la inserción de una pared reductora de acoplamiento entre las dos líneas resonantes interactuantes, que redundará en una disminución de la separación física resultante entre las mismas para un nivel de acoplamiento dado. Dicho método, validado para tecnologías planas tales como *microstrip* y *stripline*, permite así miniaturizar la longitud del filtro en la dirección de acoplamiento de señal, más notablemente en aplicaciones de filtrado paso-banda de banda estrecha. Esto ha quedado refrendado en la práctica con un prototipo circuital *microstrip* tipo *comblíne* con control electrónico en frecuencia central para la banda 470–862 MHz.

---

siendo  $f_0^{\min}$  y  $f_0^{\max}$  las frecuencias centrales sintonizables mínima y máxima, respectivamente.



(a)  $|S_{21}|$ .



(b)  $|S_{11}|$ .

Figura 2.14: Respuestas en transmisión ( $|S_{21}|$ ) y reflexión ( $|S_{11}|$ ) de potencia simuladas —modelo circuital— y medidas del prototipo de filtro paso-banda tipo *comblines* con reductores de acoplamiento construido.

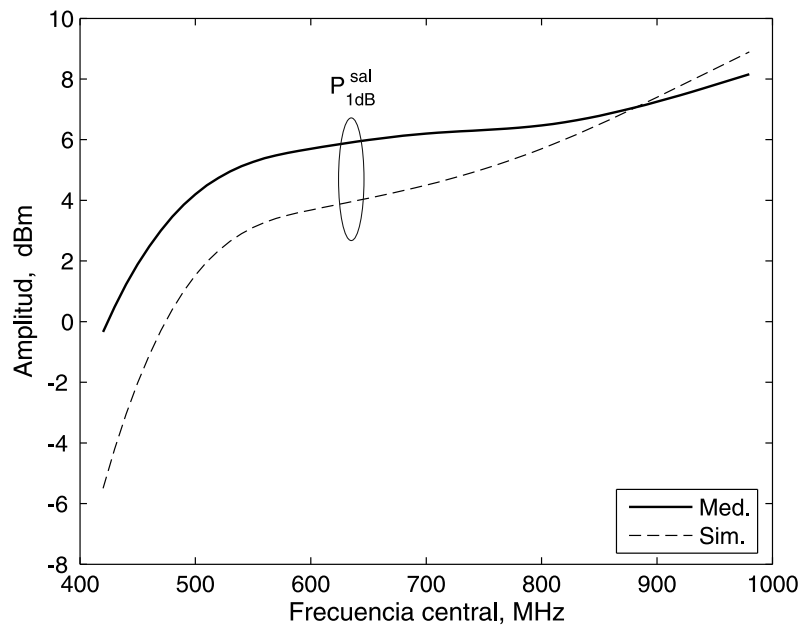


Figura 2.15: Curvas simulada y medida del punto de compresión de 1 dB a la salida ( $P_{1dB}^{sal}$ ) en función de la frecuencia central sintonizada ( $f_0$ ) del prototipo de filtro paso-banda tipo *combine* con reductores de acoplamiento construido.



## Capítulo 3

# Diseño de filtros multi-banda de microondas de resonadores acoplados

Como se comentó en el Capítulo 1, la solución más habitual para el diseño de filtros paso-banda de microondas consiste en el empleo de redes circuitales formadas por resonadores mono-frecuencia acoplados electromagnéticamente entre sí [53],[54]. En tales topologías, la banda de paso principal viene definida por la agrupación de las primeras resonancias de los resonadores que componen el filtro, mientras que el resto de frecuencias naturales que puedan aparecer son consideradas espurias e ignoradas.

Teniendo en cuenta lo mencionado, resulta sencillo deducir que para la generación de múltiples bandas de paso operativas en esta clase de configuraciones filtrantes se requieran, inevitablemente, distintos conjuntos de resonancias para conformarlas. Este principio ha servido de inspiración a diversas soluciones de filtros paso-banda multi-banda de microondas propuestas en los últimos años, más o menos complejas. Una de las técnicas más rudimentarias para la realización de filtros paso-banda de banda múltiple, ejemplificada en respuestas de banda dual con estructuras de líneas resonantes en circuito abierto inter-acopladas en paralelo, explota la adaptación de las bandas espurias del filtro para su uso como bandas de paso adicionales [68]. No obstante, dicho procedimiento es sólo útil para aplicaciones de filtrado multi-banda con bandas de paso muy espaciadas, debido a la rigidez en la ubicación de las diferentes bandas de paso impuesta por la naturaleza espectral del resonador constitutivo. En este sentido, la utilización de elementos resonantes más flexibles, con más grados de libertad en su diseño, ha servido para sortear parcialmente esta limitación [69]. Métodos más sofisticados para la síntesis de la respuesta paso-banda multi-banda se basan en la utilización de resonadores multi-frecuencia o multi-resonantes, tales como los tipo *split-ring* y *dual-behavior* [70],[71]. Dichos resonadores, como se comprobó en el capítulo anterior para el caso *split-ring* de doble anillo, presentan varias frecuencias naturales dentro de cada periodo espectral. Esto les hace adecuados para la obtención de perfiles filtrantes multi-banda con bandas de paso próximas entre sí.

Una forma alternativa para la realización de perfiles filtrantes con varias bandas de paso es la creación de bandas eliminadas dentro de cierta banda de paso principal.

Entre las topologías descritas que emplean dicho concepto, han de señalarse la basada en una línea de transmisión entrada/salida con *stubs* de rechazo y la compuesta por la cascada de un filtro paso-banda y etapas filtrantes de banda eliminada [72],[73]. Desafortunadamente, son soluciones con ciertas carencias, destacando la gran complejidad de diseño en la primera de ellas y el excesivo tamaño físico en la segunda.

En este capítulo, dentro del contexto de las filosofías sugeridas, se presentan varias contribuciones originales para el desarrollo de configuraciones filtrantes paso-banda multi-banda de microondas mediante circuitos de resonadores inter-acoplados. En la primera parte del capítulo, se propone la generalización del resonador tipo *comblíne* clásico al caso multi-banda, como nueva clase de resonador multi-frecuencia. Entre las ventajas del mismo, debe enfatizarse su sencillez circuital, robustez y disponibilidad de un método teórico subyacente para su diseño, como elemento integrante básico de una novedosa familia de filtros paso-banda con múltiples bandas de paso. La segunda parte del capítulo se dedica a la síntesis de filtros paso-banda multi-banda mediante estructuras de acoplamiento avanzadas para resonadores mono-frecuencia. Tales configuraciones filtrantes, a través de fenómenos de acoplamiento cruzado entre sus resonadores, son aptas para conseguir funciones de transferencia multi-banda de alta selectividad con cerros de transmisión de señal entre las bandas de paso.

La organización de este capítulo, dividido en las dos partes referidas, se indica a continuación. En la primera parte se aborda la realización de filtros paso-banda multi-banda de microondas mediante resonadores multi-frecuencia (Apartado 3.1). Para dicha técnica de diseño, particularizada en una estructura filtrante tipo *comblíne*, se presentan los fundamentos teóricos básicos y los resultados experimentales de un prototipo *microstrip* de filtro con doble banda de paso como prueba de concepto. La segunda parte se dedica al desarrollo de filtros de microondas con varias bandas de paso mediante resonadores mono-frecuencia multi-acoplados (Apartado 3.2). Esto incluye la descripción del método de síntesis asociado y su refrenda práctica a través de varios prototipos *microstrip* de filtros de banda de paso dual. Se termina con la exposición de los resultados y conclusiones más relevantes del capítulo (Apartado 3.3).

### **3.1. Filtros paso-banda multi-banda de microondas mediante resonadores *comblíne* multi-banda**

Las configuraciones filtrantes tipo *comblíne* han gozado históricamente de gran popularidad para multitud de aplicaciones de radiofrecuencia, tanto en el ámbito de las telecomunicaciones como de los sistemas radar [74]. Entre sus principales ventajas, cabe destacar su reducido tamaño físico para un grado de selectividad filtrante determinado, así como la amplia anchura espectral de la banda superior atenuada. Esto es consecuencia directa del empleo simultáneo de elementos distribuidos y discretos en sus resonadores, lo que además facilita la incorporación de mecanismos sencillos de sintonía ágil en frecuencia [62],[63]. También debe enfatizarse la amplia variedad de soluciones tecnológicas utilizadas para su desarrollo, desde las más clásicas basadas en sustratos planos y cavidades coaxiales hasta aquellas más recientes como las fundamentadas en procesos LTCC (*Low Temperature Co-fired Ceramic*) y guías de ondas integradas en sustratos planos o SIWs



(*Substrate integrated Waveguides*) [62],[75]–[77].

En la Figura 3.1 se representa el esquema circuital y circuito equivalente de un resonador tipo *comblines* convencional. Como se observa, se halla formado por un tramo de línea de transmisión conectado a un condensador y a masa en sus extremos. La longitud de dicho segmento de línea es sensiblemente inferior a media longitud de onda a la frecuencia de resonancia del resonador, lo que le confiere el beneficio mencionado para la implementación de filtros paso-banda de microondas compactos. Más información sobre las características de resonancia de dicho resonador y los esquemas de acoplo en filtros *comblines* paso-banda se detalla en la bibliografía citada.

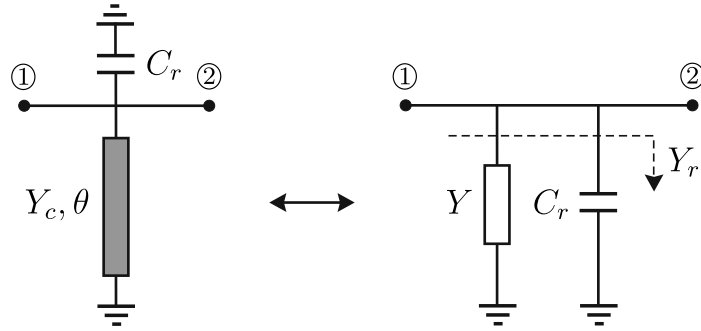


Figura 3.1: Esquema circuital del resonador tipo *comblines* convencional.

El propósito de este apartado es la generalización de la estructura de resonador mono-banda tipo *comblines* mostrada en la Figura 3.1 para el conformado de funciones de transferencia multi-banda con un número arbitrario de bandas de paso. Por sencillez, se aborda en primer lugar el caso de banda de paso doble, exponiéndose la estructura ideada de resonador tipo *comblines* de banda dual y su análisis teórico. Posteriormente, siguiéndose una línea de razonamiento análoga, dicho estudio es extrapolado a la síntesis de respuestas filtrantes multi-banda con cualquier número de bandas de paso. Se concluye con la validación práctica de la teoría expuesta a través del desarrollo y medida de un prototipo *microstrip* de banda dual a 0.9/1.8 GHz.

### 3.1.1. Resonador *comblines* de banda dual

El esquema circuital del resonador tipo *comblines* de banda dual que se propone se muestra en la Figura 3.2. Como se observa, respecto a su versión convencional mono-banda de la Figura 3.1, se ha añadido un tramo de línea de transmisión adicional. Las admitancias características y longitudes eléctricas de las líneas para la primera frecuencia de resonancia del resonador,  $f_{r1} \in \mathbb{R}^+$ , se designan, respectivamente, como  $Y_{c1}, Y_{c2} \in \mathbb{R}^+$  y  $\theta_1, \theta_2 \in \mathbb{R}^+$  ( $\theta_1 < \theta_2$ ). La capacidad del condensador es  $C_r \in \mathbb{R}^+$ .

Seguidamente se describe el análisis teórico del resonador tipo *comblines* de banda dual, orientado a la obtención de ecuaciones y reglas de diseño útiles para su síntesis.

#### ► Frecuencias de resonancia

Sean  $f_{r1}$  y  $f_{r2} = \alpha f_{r1}$  ( $\alpha \in \mathbb{R}^+ | \alpha > 1$ ) la primera y segunda frecuencia de resonancia del resonador tipo *comblines* de banda dual. Debe cumplirse, por tanto,

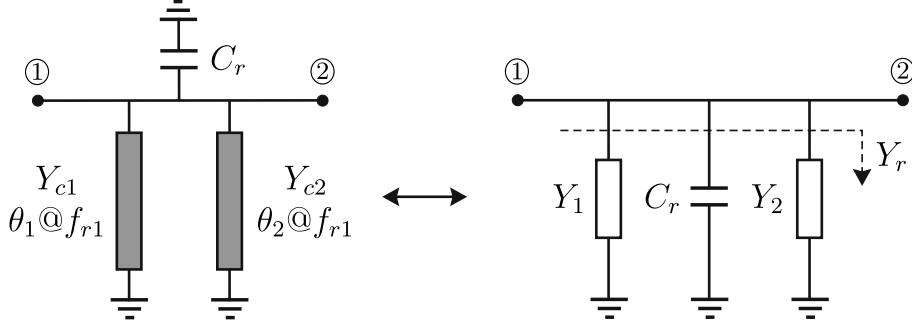


Figura 3.2: Esquema circuitual del resonador tipo *comblin*e de banda dual.

lo siguiente —condición de resonancia aplicada a  $f_{r1}$  y  $f_{r2}$ —:

$$Y_r(f_{r1}), Y_r(f_{r2}) = 0 \quad (3.1)$$

donde  $Y_r$  es la admitancia equivalente de dicho resonador, dada por

$$Y_r(f) = j2\pi f C_r + Y_1(f) + Y_2(f) = j2\pi f C_r + \frac{Y_{c1}}{j \tan\left(\theta_1 \frac{f}{f_{r1}}\right)} + \frac{Y_{c2}}{j \tan\left(\theta_2 \frac{f}{f_{r1}}\right)}, \quad (3.2)$$

siendo  $f \in \mathbb{R}^+$  la variable de frecuencia.

De (3.1) y (3.2), se obtienen las dos ecuaciones independientes que se detallan a continuación:

$$Y_r(f_{r1}) = 0 \Leftrightarrow 2\pi f_{r1} C_r = \frac{Y_{c1}}{\tan \theta_1} + \frac{Y_{c2}}{\tan \theta_2} \quad (3.3)$$

$$Y_r(f_{r2}) = 0 \Leftrightarrow 2\pi f_{r2} C_r = \frac{Y_{c1}}{\tan\left(\frac{f_{r2}}{f_{r1}} \theta_1\right)} + \frac{Y_{c2}}{\tan\left(\frac{f_{r2}}{f_{r1}} \theta_2\right)}. \quad (3.4)$$

Finalmente, dividiendo (3.4) por (3.3) y considerando la definición de  $\alpha$ , se deduce la siguiente expresión implícita para el cálculo de dicho parámetro correspondiente a la separación espectral relativa entre primera y segunda frecuencia de resonancia:

$$\alpha = \frac{f_{r2}}{f_{r1}} = \left( \frac{1}{\tan(\alpha \theta_1)} + \frac{Y_{c2}/Y_{c1}}{\tan(\alpha \theta_2)} \right) \left( \frac{1}{\tan \theta_1} + \frac{Y_{c2}/Y_{c1}}{\tan \theta_2} \right)^{-1}. \quad (3.5)$$

Como se desprende de la ecuación trascendente (3.5), es posible ajustar el espaciamiento relativo entre las frecuencias de resonancia  $f_{r1}$  y  $f_{r2}$  mediante la particularización adecuada de los valores de las variables de diseño  $\theta_1$  y  $\theta_2$  y del cociente  $Y_{c2}/Y_{c1}$ .

En cuanto a la fórmula de la primera frecuencia de resonancia, es

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi C_r} \left( \frac{Y_{c1}}{\tan \theta_1} + \frac{Y_{c2}}{\tan \theta_2} \right) = \frac{Y_{c1}}{2\pi C_r} \left( \frac{1}{\tan \theta_1} + \frac{Y_{c2}/Y_{c1}}{\tan \theta_2} \right). \quad (3.6)$$

Nótese, de (3.5) y (3.6), que ambos segmentos de línea de transmisión influyen en el conformado de cada frecuencia de resonancia del resonador tipo *comblin*e de banda dual. Además, tal y como era de esperar, se aprecia la existencia de dos grados

de libertad para la síntesis de las frecuencias de resonancia  $f_{r1}$  y  $f_{r2}$  del resonador.<sup>1</sup> Como se refrenda posteriormente, tal flexibilidad de diseño puede aprovecharse en otros sentidos tales como el control independiente de los anchos de banda del resonador asociados a dichas frecuencias duales, la ubicación de frecuencias de resonancia superiores e incluso la posición del primer nulo de transmisión de señal del resonador.

### ► Frecuencias de antirresonancia

Para un resonador tipo paralelo como el circuito equivalente proporcionado en la Figura 3.2, las frecuencias de antirresonancia se definen como aquellos valores espectrales para los cuales la admitancia equivalente del resonador se hace infinita [78]. En otras palabras, teniendo en cuenta que el parámetro de transmisión de potencia del resonador aislado,  $S_{21}^r$ , viene dado por

$$S_{21}^r = \frac{2Y_0}{2Y_0 + Y_r} \quad (3.7)$$

donde  $Y_0 \in \mathbb{R}^+$  es la admitancia de referencia, tales frecuencias van a corresponderse con ceros de transmisión de potencia en el resonador.

Aplicando lo anterior sobre el resonador *comblime* de banda dual ideado, resulta la siguiente expresión para su conjunto de frecuencias de antirresonancia,  $\{f_z \in \mathbb{R}^+\}$ :

$$\{f_z\} \equiv \left\{ \frac{m\pi}{\theta_1} f_{r1}, \frac{n\pi}{\theta_2} f_{r1}, m, n \in \mathbb{N} \right\}. \quad (3.8)$$

Como dicha fórmula atestigua, las frecuencias de antirresonancia del resonador tipo *comblime* de banda dual vienen completamente determinadas por los valores de los parámetros de diseño  $\theta_1$  y  $\theta_2$ . Además, teniendo en cuenta la condición  $\theta_1 < \theta_2$  fijada con anterioridad, es posible asegurar que la primera frecuencia de antirresonancia,  $f_{z1}$ , siempre ocurre a

$$f_{z1} = \frac{\pi}{\theta_2} f_{r1}, \quad (3.9)$$

satisfaciéndose que

$$\begin{cases} f_{z1} < f_{r1}, & \theta_2 > \pi \\ f_{r1} < f_{z1} < f_{r2}, & \pi/\alpha < \theta_2 < \pi. \\ f_{z1} > f_{r2}, & \theta_2 < \pi/\alpha \end{cases} \quad (3.10)$$

### ► Curvas de diseño

A partir de los resultados expuestos, es posible representar curvas de síntesis para las frecuencias de resonancia  $f_{r1}$  y  $f_{r2}$  del resonador tipo *comblime* de banda dual; en concreto, gráficas para determinar la separación relativa  $\alpha$  entre tales frecuencias de resonancia en función de los parámetros de diseño  $\theta_1$  y  $\theta_2$  y del cociente  $Y_{c2}/Y_{c1}$ .

<sup>1</sup>Debe indicarse que en dicha afirmación no se asume un tercer grado de libertad, al venir éste fijado por el nivel de impedancia/admitancia requerido para el filtro total.

En la Figura 3.3 se adjuntan, de forma ilustrativa, varias de las curvas de diseño mencionadas para los casos  $\alpha = 2$  y  $\alpha = 3$ . Dichas gráficas han sido obtenidas mediante resolución numérica de (3.5) con las siguientes restricciones de realizabilidad:

$$C_r = \frac{1}{\tan \theta_1} + \frac{Y_{c2}/Y_{c1}}{\tan \theta_2} > 0 \quad (3.11)$$

$$\theta_1, \theta_2 (> \theta_1), Y_{c2}/Y_{c1} > 0. \quad (3.12)$$

Como se infiere de la Figura 3.3, para un valor concreto del parámetro  $\alpha$ , existen infinitas soluciones en las variables  $\theta_1$ ,  $\theta_2$  e  $Y_{c2}/Y_{c1}$  que lo satisfacen. La elección de una solución u otra va a depender, por tanto, de consideraciones adicionales relacionadas con las prestaciones requeridas para la función de transferencia del resonador dual.

Como corroboración, se representan en la Figura 3.4 sendos ejemplos del parámetro de transmisión de potencia del resonador *comblin*e de banda dual sintetizado mediante las curvas de diseño anteriores para  $\alpha = 2$  y  $\alpha = 3$ . Apréciese, para ambas respuestas, la obtención del valor esperado en cuanto a separación relativa entre primera y segunda banda de paso, así como de frecuencias de antirresonancia según (3.10).

### 3.1.2. Resonador *comblin*e multi-banda

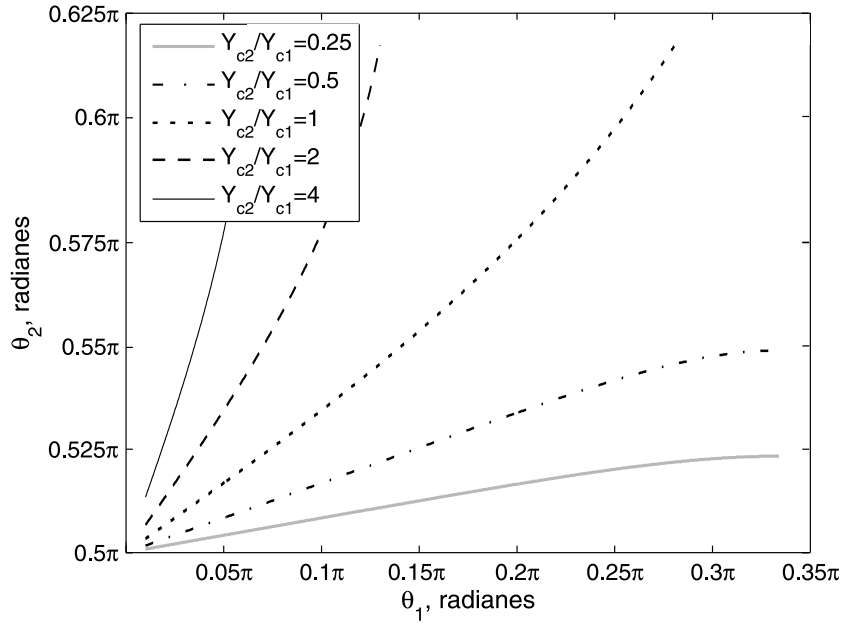
Resulta sencillo generalizar la configuración de resonador tipo *comblin*e de banda dual sugerida en la Figura 3.2 al caso multi-banda, así como su estudio teórico. En la Figura 3.5 se muestra la versión multi-banda de dicho resonador, orientada al diseño de filtros multi-banda de microondas con cualquier número de bandas de paso. Como se observa, en la generalización considerada para  $N$  bandas ( $N \in \mathbb{N}$ ), se han incluido  $N$  segmentos de línea de transmisión en paralelo con la capacidad  $C_r \in \mathbb{R}^+$ . Tal y como ocurría en su predecesora de banda dual, todas estas líneas de transmisión van a influir conjuntamente en el conformado de las distintas frecuencias de resonancia del resonador *comblin*e multi-frecuencia. En dichos tramos de línea, las admitancias características y longitudes eléctricas particularizadas a la primera frecuencia de resonancia del resonador multi-banda,  $f_{r1} \in \mathbb{R}^+$ , se denotan, respectivamente, como  $Y_{c1}, Y_{c2}, \dots, Y_{cN} \in \mathbb{R}^+$  y  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_N \in \mathbb{R}^+$  ( $\theta_1 < \theta_2 < \dots < \theta_N$ ).

En este caso, la impedancia equivalente  $Y_r$  del resonador *comblin*e multi-banda queda expresada como sigue:

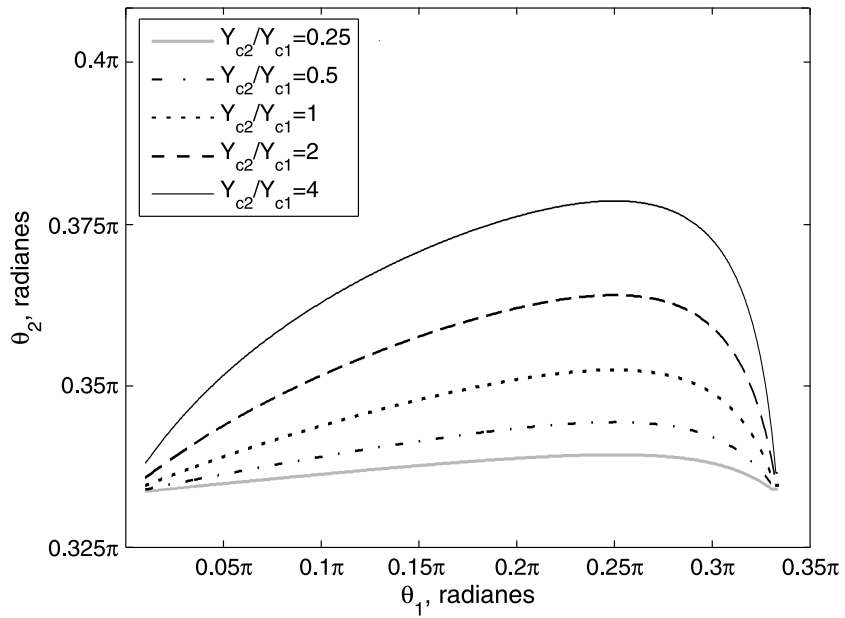
$$Y_r(f) = j2\pi f C_r + \sum_{i=1}^N Y_i(f) = j2\pi f C_r + \sum_{i=1}^N \frac{Y_{ci}}{j \tan\left(\theta_i \frac{f}{f_{ri}}\right)}. \quad (3.13)$$

Siguiendo un razonamiento completamente análogo al realizado para el resonador de banda dual y teniendo en cuenta que  $f_{r1}, f_{r2} = \alpha_1 f_{r1}, \dots, f_{rN} = \alpha_{N-1} f_{r1}$  ( $\alpha_1, \alpha_2 \dots \alpha_N \in \mathbb{R}^+ | 1 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_{N-1}$ ) son las  $N$  primeras frecuencias de resonancia del resonador *comblin*e multi-banda ordenadas de menor a mayor, se deduce la siguiente fórmula para la separación espectral relativa  $\alpha_i$  entre frecuencia de resonancia  $i+1$ -ésima ( $i \in \{1, 2, \dots, N-1\}$ ) y primera frecuencia de resonancia  $f_{r1}$ :

$$\alpha_i = \frac{f_{ri}}{f_{r1}} = \left( \frac{1}{\tan(\alpha_i \theta_1)} + \sum_{j=2}^N \frac{Y_{cj}/Y_{c1}}{\tan(\alpha_i \theta_j)} \right) \left( \frac{1}{\tan \theta_1} + \sum_{j=2}^N \frac{Y_{cj}/Y_{c1}}{\tan \theta_j} \right)^{-1}. \quad (3.14)$$



(a)  $\alpha = 2$ .



(b)  $\alpha = 3$ .

Figura 3.3: Curvas de diseño para el resonador tipo *comblin*e de banda dual: parámetro  $\alpha$  en función de las variables  $\theta_1$  y  $\theta_2$  y del cociente  $Y_{c2}/Y_{c1}$ .

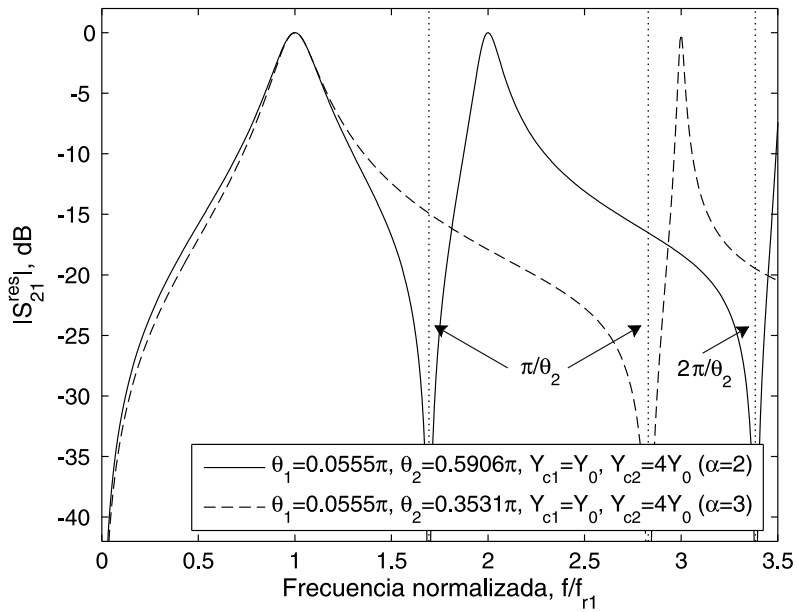


Figura 3.4: Ejemplos de la respuesta en transmisión de potencia,  $|S_{21}^r|$ , del resonador tipo *combline* de banda dual sintetizado para  $\alpha = 2$  y  $\alpha = 3$  mediante las curvas de la Figura 3.3.

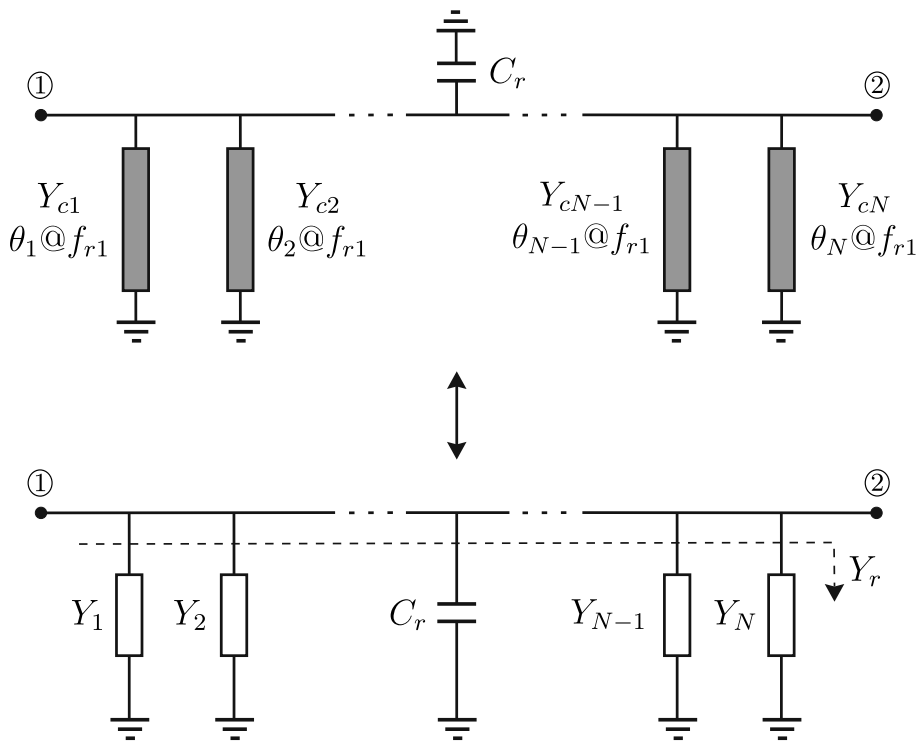


Figura 3.5: Esquema circuital del resonador tipo *combline* multi-banda.

La expresión analítica de  $f_{r1}$  se indica a continuación:

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi C_r} \sum_{i=1}^N \frac{Y_{ci}}{\tan \theta_i} = \frac{Y_{c1}}{2\pi C_r} \left( \frac{1}{\tan \theta_1} + \sum_{i=2}^N \frac{Y_{ci}/Y_{c1}}{\tan \theta_i} \right). \quad (3.15)$$

Como se desprende de (3.14) y (3.15), y sin contabilizar la variable necesaria para fijar el nivel de impedancia/admitancia del resonador, se dispone de  $N$  grados de libertad en la síntesis de las frecuencias de resonancia  $f_{r1}, f_{r2}, \dots, f_{rN}$  del resonador tipo *comblíne* multi-frecuencia a través de sus parámetros de diseño.

En cuanto a las frecuencias de antirresonancia de dicho resonador generalizado,  $\{f_z \in \mathbb{R}^+\}$ , son las siguientes:

$$\{f_z\} \equiv \left\{ \frac{m_1\pi}{\theta_1} f_{r1}, \frac{m_2\pi}{\theta_2} f_{r1}, \dots, \frac{m_N\pi}{\theta_N} f_{r1}, m_1, m_2, \dots, m_N \in \mathbb{N} \right\} \quad (3.16)$$

donde, en virtud de la condición  $\theta_1 < \theta_2 < \dots < \theta_N$  establecida anteriormente, la primera frecuencia de antirresonancia del resonador *comblíne* multi-banda,  $f_{z1}$ , va a ser

$$f_{z1} = \frac{\pi}{\theta_N} f_{r1}, \quad (3.17)$$

cumpléndose además que

$$\begin{cases} f_{z1} < f_{r1}, & \theta_N > \pi \\ f_{r1} < f_{z1} < f_{r2}, & \pi/\alpha_1 < \theta_N < \pi. \\ f_{z1} > f_{r2}, & \theta_N < \pi/\alpha_1 \end{cases} \quad (3.18)$$

En la Figura 3.6 se muestra un ejemplo ilustrativo de la respuesta en transmisión de potencia asociada al resonador *comblíne* multi-banda —caso de banda triple (i.e.,  $N = 3$ )— para  $\alpha_1 = 2$  y  $\alpha_2 = 2.5$ . Dicha curva ha sido sintetizada mediante resolución numérica del sistema de dos ecuaciones derivado de (3.14) para esta situación. Como en el ejemplo de la Figura 3.4 para su homólogo de banda dual, obsérvese la generación de las tres primeras bandas de paso en la función de transferencia del resonador aislado según lo previsto por las fórmulas de diseño obtenidas.

### 3.1.3. Resultados experimentales

Como validación experimental de los resultados teóricos expuestos, se ha diseñado, construido y caracterizado un prototipo *microstrip* de filtro paso-banda de banda doble a 0.9/1.8 GHz mediante resonadores tipo *comblíne* de banda dual [79]. Los valores fijados para las anchuras espectrales absolutas a 3 dB correspondientes a sus bandas de paso inferior y superior son, respectivamente, 75 y 185 MHz (i.e., del 8.3% y 10.3% en términos relativos), presentando un nivel de adaptación de potencia mínimo igual a 20 dB. La impedancia de referencia del filtro es  $Z_0 = 50 \Omega$ .

El esquemático y la fotografía del prototipo desarrollado de filtro *comblíne* con doble banda de paso se proporcionan en la Figura 3.7. Para su implementación circuital, se ha empleado un sustrato *microstrip* tipo FR-4 con las siguientes características: constante dieléctrica relativa  $\epsilon_r = 4.5 (\pm 0.1)$ , altura de dieléctrico  $h = 1.6$  mm,

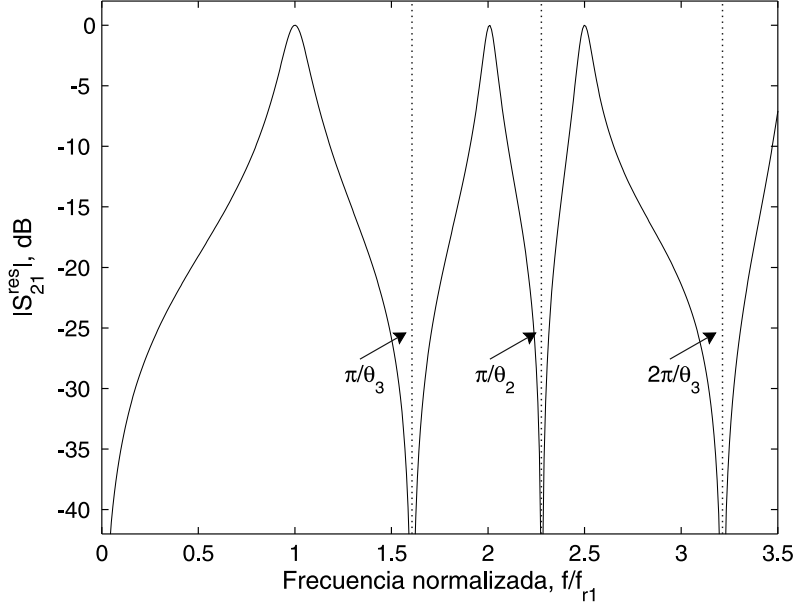
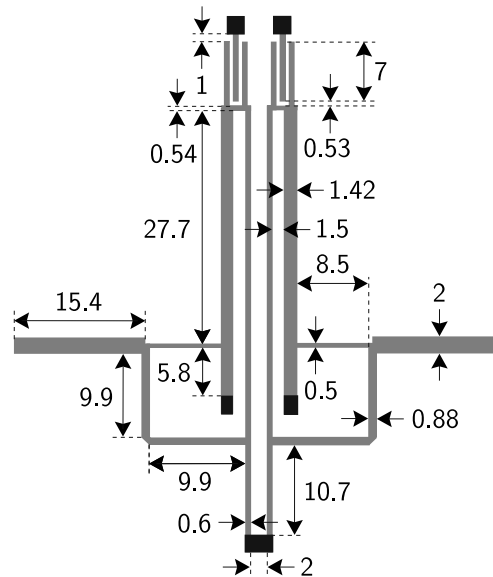


Figura 3.6: Ejemplo de la respuesta en transmisión de potencia,  $|S_{21}^{res}|$ , del resonador tipo *comblíne* multi-banda sintetizado mediante (3.14) —caso de banda triple (i.e.,  $N = 3$ )— para  $\alpha_1 = 2$  y  $\alpha_2 = 2.5$  ( $\theta_1 = 0.0556\pi$ ,  $\theta_2 = 0.4389\pi$ ,  $\theta_3 = 0.6222\pi$ ,  $Y_{c1} = Y_0$ ,  $Y_{c2} = 2Y_0$  e  $Y_{c3} = 8Y_0$ ).

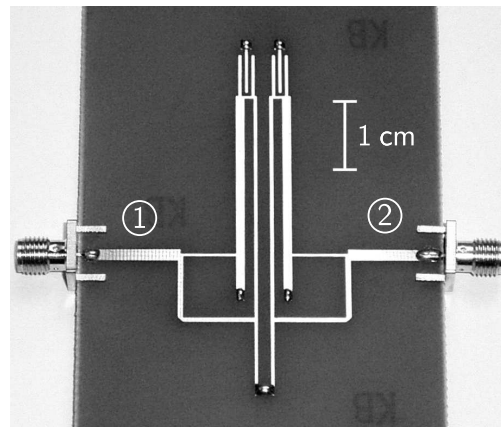
espesor del conductor  $t = 35 \mu\text{m}$  y tangente de pérdidas de dieléctrico  $\tan \delta_D = 0.015$ . Como se aprecia en tal figura, se trata de una topología de segundo orden formada por dos resonadores idénticos tipo *comblíne* de banda dual acoplados longitudinalmente entre sí. En la realización de los condensadores, de valor  $\approx 1.3 \text{ pF}$ , se ha optado por un esquema interdigital para obtener una estructura final totalmente plana [80]. Señálese, además, la utilización de etapas de alimentación entrada/salida dobles tipo *taper*, con dos tramos de línea de transmisión físicamente conectados a las líneas constitutivas del primer/último resonador. Entre las ventajas de dicha solución, deben destacarse las que seguidamente se indican: 1) simplificación del proceso de adaptación de doble banda al incluirse más grados de libertad, 2) reducción de las pérdidas de inserción de potencia al evitar acoplamientos entrada/salida y 3) flexibilidad de diseño para el ajuste independiente de las anchuras de las bandas de paso.

Las respuestas en transmisión y reflexión de potencia del prototipo ideal sintetizado de filtro tipo *comblíne* con banda de paso doble se representan en la Figura 3.8. Las curvas en transmisión y reflexión de potencia simuladas —modelo circuital y electromagnético— y medidas asociadas a tal circuito se detallan en la Figura 3.9. Los resultados de la simulación circuital y electromagnética se obtuvieron mediante los programas comerciales AWR *Microwave Office*<sup>TM</sup> y *Sonnet*<sup>TM</sup> [52],[56]. Las medidas se efectuaron con un analizador vectorial de redes modelo 8713B de *Agilent*<sup>TM</sup>. Como se demuestra en la Figura 3.9, y salvo un aumento de las pérdidas de inserción debido a fenómenos indeseados de radiación, la concordancia obtenida entre respuestas teóricas y experimental es muy ajustada hasta la segunda banda de paso. Para la banda atenuada superior, existen ciertas diferencias entre los resultados medidos y simulados a partir del modelo circuital. Tales discrepancias consisten en la aparición





(a) Esquemático (dimensiones en mm); las regiones negras representan conexiones a masa.



(b) Fotografía.

Figura 3.7: Esquemático y fotografía del prototipo de filtro paso-banda de banda dual tipo *comblíne* construido (sustrato FR-4).

de dos ceros de transmisión de potencia medidos a las frecuencias 2.15 y 2.23 GHz, no contemplados por el simulador circuital aunque refrendados por el simulador electromagnético. Estos nulos de transmisión provienen de la generación de acoplamientos cruzados espurios entre las líneas no adyacentes de los resonadores duales. Las prestaciones principales del prototipo medido, referentes a sus bandas de paso inferior y superior, respectivamente, son las siguientes: frecuencias centrales iguales a 0.87 y 1.82 GHz, anchos de banda absolutos a 3 dB de valor 76 y 192 MHz (i.e., del 8.7% y 10.6% en términos relativos), pérdidas de inserción de potencia mínimas iguales a 3.9 y 2.6 dB, niveles mínimos de adaptación de potencia en banda de valor 10.2 y 15.8 dB y variación máxima de retardos de grupo en banda de 3 y 1.5 nsg.

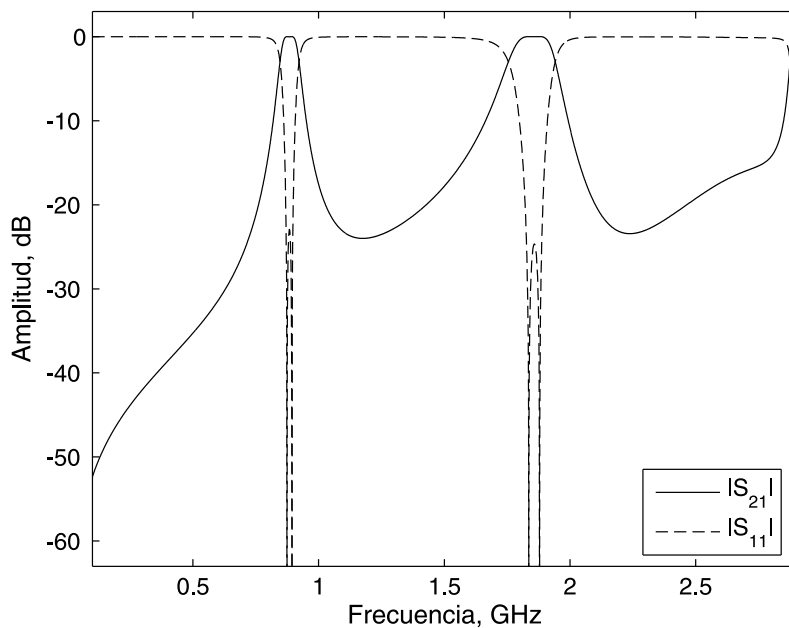


Figura 3.8: Respuestas en transmisión ( $|S_{21}|$ ) y reflexión ( $|S_{11}|$ ) de potencia ideales del filtro paso-banda de banda dual tipo *combine* sintetizado.

### 3.2. Filtros paso-banda multi-banda de microondas mediante resonadores mono-banda multi-acoplados

Como se mencionó en el Capítulo 2, la configuración más comúnmente utilizada para el desarrollo de filtros paso-banda de microondas en tecnologías planas es la basada en resonadores mono-banda acoplados inductivamente entre sí, formados por tramos de línea de transmisión de media longitud de onda con sus extremos en circuito abierto [28]. Razones para ello son su sencillez circuital y la disponibilidad de un procedimiento asociado de síntesis teórica para su diseño sistemático. Además, aunque en su versión inicial fue ideado para el conformado de respuestas filtrantes paso-banda sin ceros de transmisión de potencia, modificaciones adecuadas de la misma han extendido su aplicabilidad a funciones de filtrado altamente selectivas [53],[81]. Esto se consigue mediante la implementación de esquemas de acoplamientos cruzados en el filtro para la generación de nulos de transmisión fuera de banda.

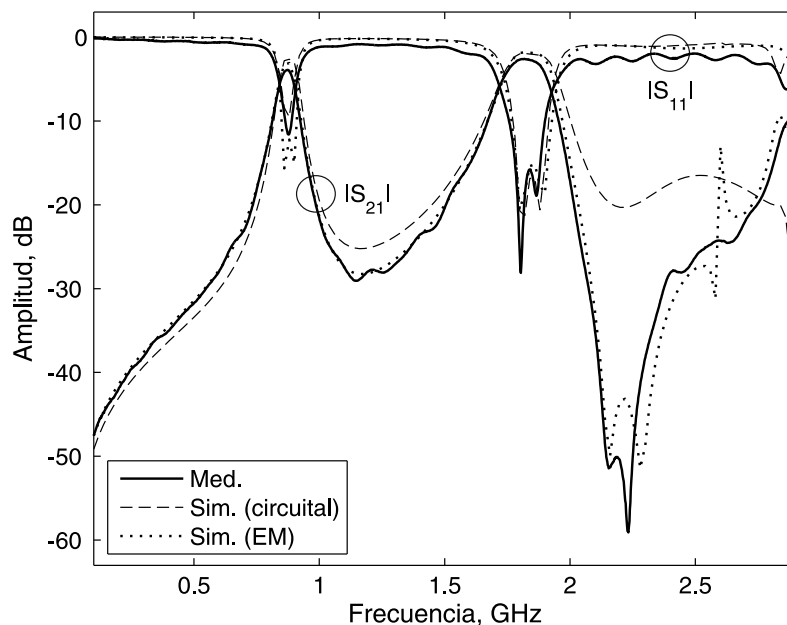


Figura 3.9: Respuestas en transmisión ( $|S_{21}|$ ) y reflexión ( $|S_{11}|$ ) de potencia simuladas —modelo circuital y electromagnético (EM)— y medidas del prototipo de filtro paso-banda de banda dual tipo *combline* construido.

En vistas de lo anterior, cabe pensar que nada impediría la generalización de tales topologías para la síntesis de acciones de filtrado con múltiples bandas de paso. Efectivamente, dada una banda de paso principal definida por los resonadores del filtro en una estructura de acoplamientos directos o tipo *in-line*, parece posible su división en múltiples sub-bandas a través de la incorporación de interacciones electromagnéticas no nulas entre resonadores no adyacentes para crear ceros de transmisión. De este modo, mediante redes de resonadores multi-acoplados, sería factible la obtención de funciones filtrantes multi-banda con fuertes niveles de rechazo entre bandas de paso.

Esta parte del capítulo aborda la filosofía referida para el diseño de filtros paso-banda multi-banda de microondas con resonadores mono-banda multi-acoplados, consistentes en líneas de transmisión resonantes inter-acopladas longitudinalmente. En primer lugar, se detallan los principios teóricos para su diseño. Seguidamente, como corroboración práctica de la teoría, se muestra la caracterización y medida de varios prototipos *microstrip* de filtro de banda de paso dual para el rango 1–1.5 GHz.

### 3.2.1. Síntesis multi-banda mediante la matriz de acoplamientos

En este apartado se exponen los principios teóricos de la metodología sugerida para el diseño de filtros paso-banda multi-banda de microondas mediante estructuras de resonadores multi-acoplados. Dicha técnica de síntesis se basa en la optimización de la matriz de acoplamientos del filtro multi-banda a obtener. También se considera el empleo de nodos no resonantes en el filtro para el conformado de respuestas filtrantes multi-banda altamente selectivas con múltiples ceros de transmisión fuera de banda.

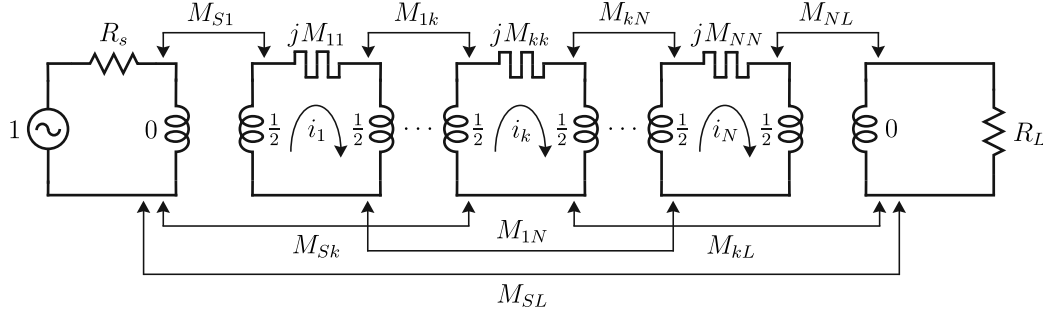


Figura 3.10: Prototipo paso-bajo equivalente con inductancias de resonador normalizadas correspondiente a un filtro paso-banda ideal de  $N$  resonadores acoplados.

### ► Formalismo de la matriz de acoplamientos

La matriz de acoplamientos es una herramienta básica para la síntesis de respuestas filtrantes paso-banda mediante redes circuitales de resonadores acoplados [54]. Su formalismo teórico se fundamenta en la representación de cualquier topología de filtro paso-banda ideal (i.e., sin pérdidas) constituida por  $N$  resonadores acoplados ( $N \in \mathbb{N}$ ) a través del prototipo circuitual paso-bajo equivalente de la Figura 3.10. Como se aprecia, dicho prototipo consiste en  $N$  resonadores ideales tipo serie acoplados inductivamente entre sí. En concreto, en tal figura,  $M_{ij} \in \mathbb{R}$  se corresponde con el coeficiente de acoplamiento existente entre los resonadores  $i$ -ésimo y  $j$ -ésimo ( $i, j \in \{1, 2, \dots, N\}$ ), mientras que  $M_{Si} \in \mathbb{R}$  y  $M_{iL} \in \mathbb{R}$  son los acoplamientos generados entre el resonador  $i$ -ésimo y la fuente y la carga, respectivamente. Todos los coeficientes de acoplamiento se han asumido invariantes con la frecuencia. A su vez, el resonador  $i$ -ésimo está formado por la conexión en serie de una inductancia y una admitancia invariante con la frecuencia de valor  $jM_{ii}$  ( $M_{ii} \in \mathbb{R}^+$ ), que modela la desviación espectral existente entre su frecuencia de resonancia,  $f_i \in \mathbb{R}^+$ , y la frecuencia central del filtro,  $f_0 \in \mathbb{R}^+$ . Nótese, además, que en virtud de la propiedad de escalado de impedancia de los acoplamientos, las inductancias de los resonadores se han normalizado a la unidad sin pérdida de generalidad. De igual forma, las resistencias de generador y carga también pueden asumirse unitarias (i.e.,  $R_S = R_L = 1$ ) [82].

Para la red circuitual bajo análisis de la Figura 3.10, la matriz de acoplamientos  $\mathbf{M} \in \mathbb{R}^{(N+2) \times (N+2)}$  queda expresada como sigue [53]:

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} 0 & M_{S1} & M_{S2} & \dots & M_{SN} & M_{SL} \\ M_{S1} & M_{11} & M_{12} & \dots & M_{1N} & M_{1L} \\ M_{S2} & M_{12} & M_{22} & \dots & M_{2N} & M_{2L} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ M_{Sk} & M_{1k} & M_{2k} & \dots & M_{kN} & M_{kL} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ M_{SN} & M_{1N} & M_{2N} & \dots & M_{NN} & M_{NL} \\ M_{SL} & M_{1L} & M_{2L} & \dots & M_{NL} & 0 \end{pmatrix}. \quad (3.19)$$

Haciendo uso de la definición anterior, resulta trivial ver que las  $N + 2$  ecuaciones

correspondientes a las corrientes de lazo del prototipo paso-bajo equivalente de la Figura 3.10 admiten la siguiente representación matricial:

$$\mathbf{A}\mathbf{I} = -j\mathbf{E} \quad (3.20)$$

donde  $\mathbf{A} = (-j\mathbf{R} + \Omega\mathbf{U}_0 + \mathbf{M})$ ,  $\mathbf{E} = (1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0 \ \dots \ 0 \ 0)^T \in \mathbb{R}^{N+2}$  es el vector de excitaciones unitario e  $\mathbf{I} \in \mathbb{R}^{N+2}$  el vector de corrientes de lazo a determinar. Además, en (3.21),  $\mathbf{U}_0 \in \mathbb{R}^{(N+2) \times (N+2)}$  es la matriz identidad salvo por sus elementos  $[\mathbf{U}_0]_{1,1} = [\mathbf{U}_0]_{(N+2),(N+2)} = 0$ ,  $\mathbf{R} \in \mathbb{R}^{(N+2) \times (N+2)}$  es la matriz nula excepto que  $[\mathbf{R}]_{1,1} = R_S = 1$  y  $[\mathbf{R}]_{(N+2),(N+2)} = R_L = 1$ , mientras que  $\Omega \in \mathbb{R}^+$  es la variable de frecuencia normalizada.<sup>2,3</sup>

Resolviendo (3.20), se obtiene la expresión directa del vector de corrientes de lazo del circuito, como sigue:

$$\mathbf{I} = -j\mathbf{A}^{-1}\mathbf{E}, \quad (3.21)$$

lo cual ratifica la total caracterización del prototipo de filtro paso-bajo normalizado equivalente de la Figura 3.10 mediante su matriz de coeficientes de acoplamiento. En particular, es posible demostrar que los parámetros de transmisión y reflexión de potencia del circuito mencionado,  $S_{21}$  y  $S_{11}$ , respectivamente, vienen dados por las siguientes expresiones:

$$S_{21} = 2i_N \sqrt{R_S R_L} = -j [\mathbf{A}^{-1}]_{(N+2),1} \quad (3.22)$$

$$S_{11} = 1 - 2i_1 R_S = 1 + 2j [\mathbf{A}^{-1}]_{1,1} \quad (3.23)$$

siendo  $i_1$  e  $i_N$  las corrientes de las mallas cerradas resonantes primera y última, respectivamente (ver la Figura 3.10).

### ► Síntesis por optimización

La síntesis de filtros de resonadores acoplados por optimización requiere un conocimiento previo de la estructura física del circuito asociado. De este modo, fijada la estructura de acoplamientos del filtro a diseñar, es posible forzar la convergencia de sus parámetros de transmisión y reflexión de potencia —obtenidos a partir de su matriz de acoplamientos a través de (3.22) y (3.23)— a aquellos de la respuesta filtrante objetivo. Lo anterior puede llevarse a cabo mediante el empleo de técnicas clásicas de optimización iterativa como la basada en el método del gradiente, haciendo uso de la siguiente función de coste a minimizar:

$$K = \sum_{i=1}^P W_{Pi} \left| S_{11}(f_{Pi}) - S_{11}^{\text{obj}}(f_{Pi}) \right|^2 + \sum_{j=1}^Q W_{Qj} \left| S_{21}(f_{Qj}) - S_{21}^{\text{obj}}(f_{Qj}) \right|^2 \quad (3.24)$$

donde:

<sup>2</sup> $[\mathbf{B}]_{i,j}$  es el elemento de la fila  $i$ -ésima y la columna  $j$ -ésima de la matriz  $\mathbf{B}$ .

<sup>3</sup>La relación entre la frecuencia normalizada  $\Omega$  y la frecuencia paso-banda  $f$  viene dada por la transformación de frecuencias  $\Omega = \frac{1}{\Delta} \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)$ , siendo  $\Delta \in \mathbb{R}^+$  el ancho de banda normalizado respecto a la frecuencia central  $f_0$  de su banda de paso.

- $S_{21}^{\text{obj}}$  y  $S_{11}^{\text{obj}}$  son los parámetros de transmisión y reflexión de potencia de la respuesta filtrante objetivo.
- $\{f_{P_i} \in \mathbb{R}^+\}$  ( $i \in \{1, 2, \dots, P\}$ ) y  $\{f_{Q_j} \in \mathbb{R}^+\}$  ( $j \in \{1, 2, \dots, Q\}$ ) son los conjuntos de puntos frecuenciales en los que se evalúan los parámetros de transmisión y reflexión de potencia, respectivamente.<sup>4</sup>
- $\{W_{P_i} \in (0, 1]\}$  ( $i \in \{1, 2, \dots, P\}$ ) y  $\{W_{Q_j} \in (0, 1]\}$  ( $j \in \{1, 2, \dots, Q\}$ ) son los conjuntos de pesos asociados a los parámetros de transmisión y reflexión de potencia, respectivamente, para los distintos puntos frecuenciales.

A partir de aquí, el proceso de optimización puede resumirse en dos pasos:

- Como punto de partida, siguiendo el procedimiento expuesto en [83], se asume una respuesta filtrante de similares características en banda a la objetivo pero sin ceros de transmisión de potencia. Esto supone una matriz inicial de acoplamientos con todos sus elementos nulos salvo aquellos de su diagonal principal. Para el caso que ocupa de funciones de transferencia paso-banda multi-banda, algunos métodos eficientes basados en transformaciones mono/multi-frecuencia para la obtención de las respuestas filtrantes de inicio —i.e., sin ceros de transmisión— y objetivo —i.e., con ceros de transmisión— se describen en [84]–[86].
- Posteriormente, permitiendo la variación no nula de los elementos de la diagonal principal y aquellos útiles para la generación de los ceros de transmisión en la matriz de acoplamientos a obtener, se procede al proceso iterativo de minimización de la función de coste planteada. De este modo, es posible ajustar los valores de las admitancias invariantes asociadas a los resonadores y los acoplamientos directos del prediseño, además de las interacciones cruzadas no nulas de la estructura de acoplamientos considerada para el filtro final a sintetizar.

### ► Nodos no resonantes

El conformado de funciones de filtrado paso-banda multi-banda altamente selectivas requiere de la creación del múltiples ceros de transmisión fuera de banda. Desde un punto de vista teórico, esto se consigue mediante el aumento del número de caminos de acoplamiento electromagnético no nulo entre los resonadores del filtro. No obstante, en la práctica, lo anterior puede ser complicado de llevar a cabo a consecuencia de limitaciones geométricas básicas, sobre todo en tecnologías planas. Nótese que, en tal caso, puede ser difícil ubicar de manera adecuada los distintos resonadores del filtro para generar una cierta estructura de acoplamientos, debido a restricciones físicas intrínsecas a una implementación circuital bidimensional o 2D.

En dicho propósito, la utilización de nodos no resonantes en el filtro paso-banda multi-banda es ventajosa. Efectivamente, tal y como quedó esbozado en el Capítulo 2 para el prototipo desarrollado de filtro paso-banda con acoplamientos transversales, estos elementos van a consistir en tramos de línea de transmisión desintonizados

<sup>4</sup>Es conveniente que dichos conjuntos de puntos espectrales contengan las frecuencias asociadas a los ceros de reflexión y transmisión de potencia finitos de la respuesta filtrante objetivo.

—i.e., con resonancias fuera de banda—. Su función va a ser, pues, la de generar interacciones electromagnéticas adicionales entre nodos resonantes no contiguos del filtro para facilitar la realización de estructuras de acoplamientos complejas [59]–[61]. Debe señalarse, asimismo, que su modelado en el prototipo paso-bajo normalizado de la Figura 3.10 y en la matriz de acoplamientos resulta similar al de un nodo resonante, aunque eliminando la dependencia con la frecuencia.

### 3.2.2. Resultados experimentales

En este apartado, como refrenda experimental de la teoría descrita sobre la síntesis de filtros multi-banda de microondas mediante el formalismo de la matriz de acoplamientos, se presentan varios ejemplos de prototipos filtrantes paso-banda de banda dual con resonadores multi-acoplados en tecnología *microstrip* referidos a  $50 \Omega$ . En concreto, dichos circuitos corresponden a un filtro paso-banda de banda de paso doble con ceros de transmisión de señal entre bandas y otro del mismo índole aunque exhibiendo múltiples nulos de transmisión a ambos lados de cada banda de paso.

#### ► Ejemplo 1

Como primer ejemplo de diseño de filtro paso-banda multi-banda de microondas mediante esquemas de resonadores multi-acoplados, se ha sintetizado, construido y medido un filtro de banda de paso doble con ceros de transmisión entre bandas [87]. Para sus bandas de paso inferior y superior, se han elegido como frecuencias centrales los valores espectrales 1.15 y 1.4 GHz, respectivamente, y unos anchos de banda absolutos a 3 dB iguales a 90 y 70 MHz (i.e., del 7.8% y 5% en términos relativos). El nivel mínimo de adaptación de potencia fijado para tales bandas duales es 20 dB.

La estructura de acoplamientos sugerida para la síntesis de la respuesta filtrante mencionada se muestra en la Figura 3.11. Como se aprecia, está formada por seis nodos resonantes con interacción múltiple mediante acoplamientos directos y cruzados. Más concretamente, se observan los siguientes elementos en dicha configuración:

- Dos tripletes con acoplamientos directos (nodos 1–2–3 y 4–5–6).
- Un cuádruplete con acoplamientos directos y cruzados (nodos 2–3–4–5).

Nótese que tal estructura de nodos acoplados responde a la siguiente matriz de acoplamientos,  $\mathbf{M}$ :

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} 0 & M_{S1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ M_{S1} & M_{11} & M_{12} & M_{13} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M_{12} & M_{22} & M_{23} & M_{24} & M_{25} & 0 & 0 \\ 0 & M_{13} & M_{23} & M_{33} & M_{34} & M_{24} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & M_{24} & M_{34} & M_{33} & M_{23} & M_{13} & 0 \\ 0 & 0 & M_{25} & M_{24} & M_{23} & M_{22} & M_{12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & M_{13} & M_{12} & M_{11} & M_{S1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & M_{S1} & 0 \end{pmatrix} \quad (3.25)$$

donde  $M_{24}$  y  $M_{25}$  son acoplamientos débiles del filtro. Además, se ha forzado la condición  $\mathbf{M} = \mathbf{M}^T$  con el fin de salvaguardar la simetría física del circuito asociado.

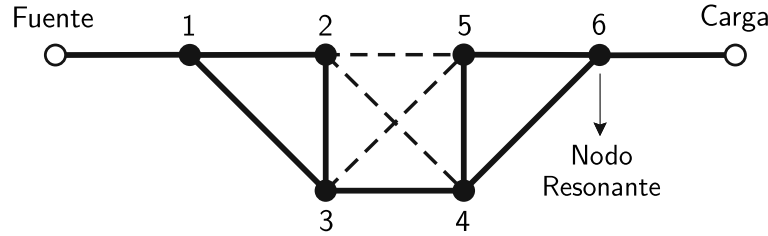


Figura 3.11: Estructura propuesta de nodos acoplados para la síntesis de la respuesta filtrante objetivo de banda de paso dual con ceros de transmisión entre bandas (círculo blanco: entrada/salida o fuente/carga; círculo negro: nodo resonante; línea continua: acoplamiento fuerte; línea discontinua: acoplamiento débil).

Las respuestas en transmisión y reflexión de potencia normalizadas ideales correspondientes a este primer ejemplo de filtro paso-banda de banda dual con resonadores multi-acoplados se representan en la Figura 3.12. Los valores de los coeficientes de acoplamiento para dicho ejemplo, según la matriz (5.1), se detallan en la Tabla 5.1. Como se demuestra, resulta una respuesta filtrante de banda doble con bandas de paso equirrizadas de tercer orden y adaptación de potencia mínima según lo prefijado. Señálese, además, la aparición de dos ceros de transmisión entre bandas a las frecuencias normalizadas de valor 0.155 y 0.707; es posible comprobar que uno de estos nullos de transmisión es causado por los tripletes, mientras que el otro proviene del cuadruplete creado mediante el acoplamiento débil entre los nodos 2 y 5 ( $M_{25} = 0.027$ ).

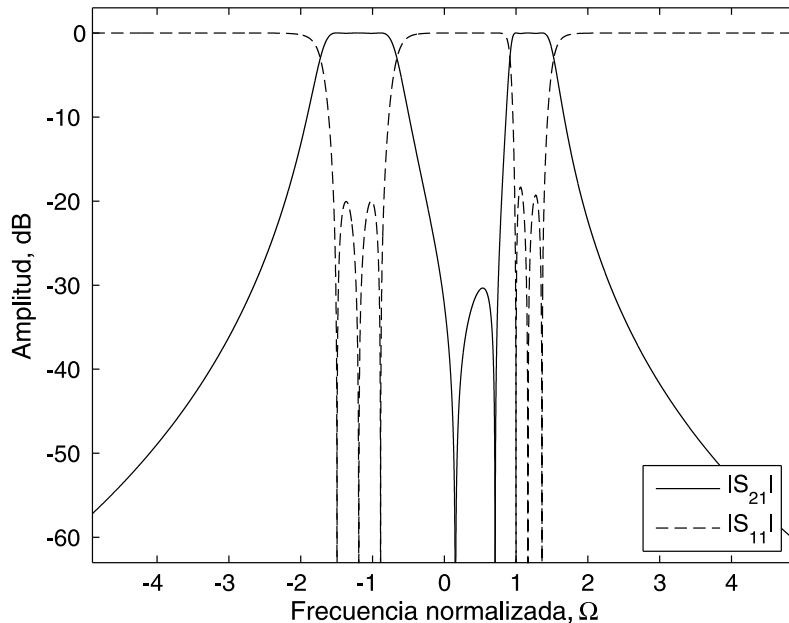


Figura 3.12: Respuesta en transmisión ( $|S_{21}|$ ) y reflexión ( $|S_{11}|$ ) de potencia normalizadas del filtro paso-banda de banda dual ideal sintetizado mediante resonadores multi-acoplados (ejemplo 1).



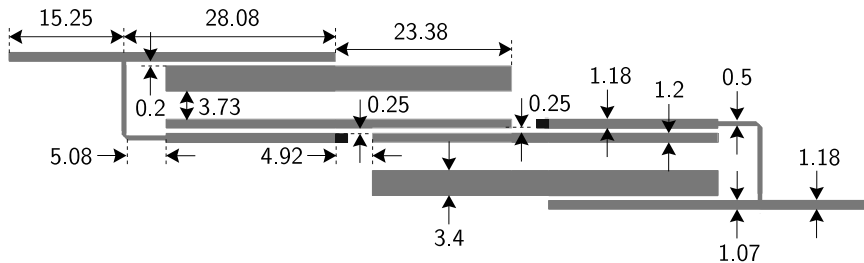
Tabla 3.1: Valores de los coeficientes de acoplamiento del prototipo de filtro paso-banda de banda dual sintetizado mediante resonadores multi-acoplados (ejemplo 1).

Valores de los coeficientes de acoplamiento (ejemplo 1)								
	Fuente	Nodo 1	Nodo 2	Nodo 3	Nodo 4	Nodo 5	Nodo 6	Carga
Fuente	0	0.7974	0	0	0	0	0	0
Nodo 1	0.7974	0.332	1.1179	0.5141	0	0	0	0
Nodo 2	0	1.1179	-0.3377	0.0839	0.0727	0.027	0	0
Nodo 3	0	0.5141	0.0839	0.032	1.2015	0.0727	0	0
Nodo 4	0	0	0.0727	1.2015	0.032	0.0839	0.5141	0
Nodo 5	0	0	0.027	0.0727	0.0839	-0.3377	1.1179	0
Nodo 6	0	0	0	0	0.5141	1.1179	0.332	0.7974
Carga	0	0	0	0	0	0	0.7974	0

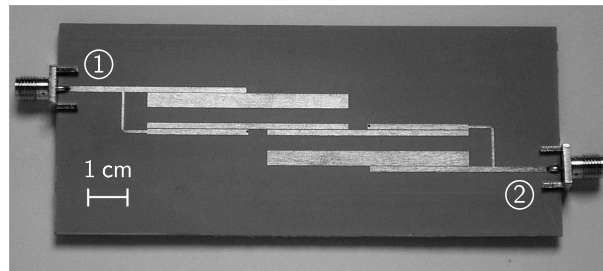
Para la implementación física de la topología de nodos acoplados de la Figura 3.11, se ha ideado el circuito *microstrip* cuyo esquemático y fotografía se adjuntan en la Figura 3.13. En tal desarrollo, se ha utilizado un sustrato de cerámica orgánica tipo CER-10 de *Taconic*<sup>TM</sup>, cuyas principales características son las que indican: constante dieléctrica relativa  $\epsilon_r = 10 (\pm 0.05)$ , altura de dieléctrico  $h = 1.19$  mm, espesor del conductor  $t = 35 \mu\text{m}$  y tangente de pérdidas de dieléctrico  $\tan \delta_D = 0.0035$  [55]. En relación a dicho prototipo, cabe destacar lo siguiente:

- Cuatro de los seis nodos resonantes (nodos 2–3–4–5) se han realizado mediante resonadores de línea de transmisión con ambos extremos en circuito abierto. Nótese, además, que dichos nodos se han agrupado de dos en dos (nodos 2–3 y 4–5) e inter-acoplado en paralelo a lo largo de toda su longitud, según lo visto en el Capítulo 2. Esto se ha hecho por razones de compacidad física y para facilitar la creación de todos los acoplamientos mostrados en la Figura 3.11; en especial, el cuadruplete con acoplamientos directos y cruzados (nodos 2–3–4–5).
- Para los nodos resonantes 1 y 6, se ha usado un concepto original de etapa alimentadora entrada/salida resonante doblemente acoplada. Dicho elemento consiste en dos líneas de transmisión de longitud comparable, conectadas entre sí en un extremo y acabadas en circuito abierto y cortocircuito en el extremo opuesto, respectivamente. Su principio de funcionamiento es el que sigue:
  - Para una frecuencia fija, tales segmentos de línea presentan a su entrada una impedancia equivalente tipo capacitivo e inductivo, respectivamente. Por tanto, es sentido estricto, dicha entrada/salida doblemente acoplada no es más que un resonador con alimentación vía *taper* en el nodo de unión entre líneas, a consecuencia del efecto conjunto inductivo-capacitivo de sus líneas constitutivas (Figura 3.14). Esto permite, mediante su diseño adecuado, utilizar estas etapas alimentadoras como nodos resonantes.
  - Los tramos de línea que forman las etapas alimentadoras entrada/salida, cada uno de ellos acoplado a un nodo resonante diferente de los restantes,

facilitan la implementación 2D de los tripletes considerados en el esquema de acoplamientos de la Figura 3.11 (nodos 1–2–3 y 4–5–6).



(a) Esquemático (dimensiones en mm); las regiones negras representan conexiones a masa.



(b) Fotografía.

Figura 3.13: Esquemático y fotografía del prototipo de filtro paso-banda de banda dual construido (sustrato CER-10) mediante resonadores multi-acoplados (ejemplo 1).

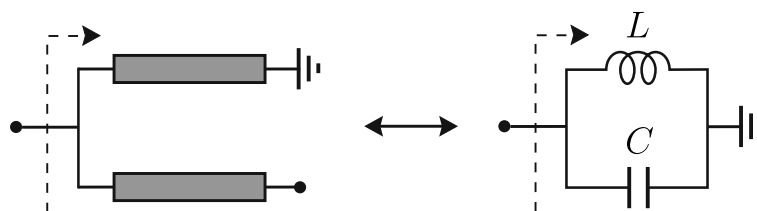


Figura 3.14: Esquema circuital de la etapa alimentadora entrada/salida resonante doblemente acoplada.

Las respuestas en transmisión y reflexión de potencia simuladas —modelo circuital y electromagnético— y medidas del prototipo de filtro paso-banda de banda dual construido mediante resonadores multi-acoplados (ejemplo 1) se muestran en la Figura 3.15. Los medios logísticos empleados en los procesos de simulación y caracterización del circuito son los que ya se indicaron en el Apartado 3.1.3. Obsérvese que, salvo un ligero desplazamiento espectral hacia abajo de la banda de paso inferior, la concordancia obtenida entre resultados medidos y simulados es muy ajustada. Las prestaciones principales del prototipo medido, asociadas a sus bandas de paso inferior y superior, respectivamente, son las que siguen: frecuencias centrales de valor

1.12 y 1.42 GHz, anchos de banda absolutos a 3 dB iguales a 80.4 y 70.1 MHz (i.e., del 7.2 % y 4.9 % en términos relativos), pérdidas de inserción de potencia mínimas de 1.5 y 2.5 dB, niveles mínimos de adaptación de potencia en banda de valor 14.1 y 9.7 dB y variación máxima de retardos de grupo en banda iguales a 1.7 y 4.9 nsg. Las posiciones medidas para los ceros de transmisión entre bandas son 1.29 y 1.36 GHz.

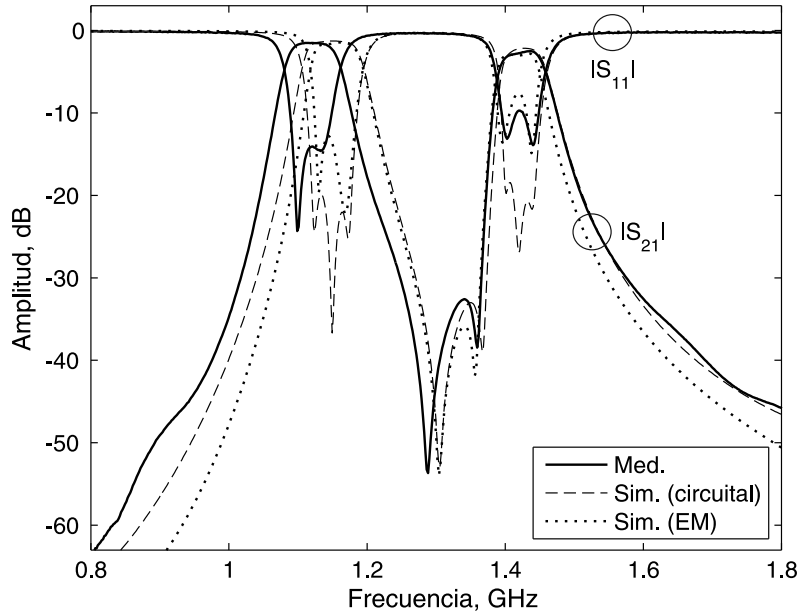
### ► Ejemplo 2

El segundo ejemplo de diseño de filtro paso-banda multi-banda de microondas basado en configuraciones de resonadores multi-acoplados consiste en un filtro de banda de paso dual con nulos de transmisión a ambos lados de cada banda de paso [88]. Para sus bandas de paso inferior y superior, respectivamente, se han seleccionado frecuencias centrales iguales a 1.12 y 1.4 GHz y anchuras espectrales absolutas a 3 dB de valor 120 y 70 MHz (es decir, del 10.7 % y 5 % en términos porcentuales). Además, de manera similar al ejemplo anterior, se ha impuesto un nivel mínimo de adaptación de potencia para tales bandas de paso igual a 20 dB.

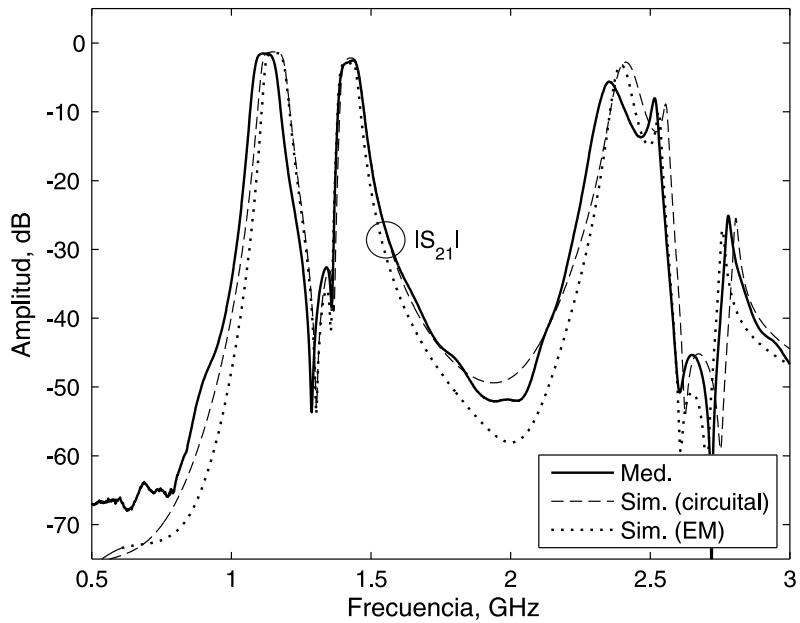
Para el conformado del perfil filtrante de doble banda descrito, se ha ideado el esquema de acoplamientos detallado en la Figura 3.16. Como se observa, está constituido por ocho nodos resonantes multi-acoplados entre sí y un nodo no resonante. Como se mencionó con anterioridad, la función del nodo no resonante es aumentar la cantidad de interacciones electromagnéticas no nulas producidas entre nodos resonantes para incrementar el número de ceros de transmisión de potencia generados. De este modo, se consigue una topología de acoplamientos altamente sofisticada, con múltiples elementos en su estructura; por ejemplo, entre otros, tripletes con acoplamientos directos (nodos 1–2–3 y 7–8–9), cuádrupletes con acoplamientos directos y cruzados (nodos 3–4–6–7) e incluso tripletes y cuádrupletes mediante la acción intermedia del nodo no resonante (e.g., nodos 1–3–9 y 1–3–7–9, respectivamente).

La matriz de acoplamientos  $\mathbf{M}$  que modela la estructura de nodos mostrada en la Figura 3.16 viene dada por (3.26) donde, en este caso,  $M_{17}$ ,  $M_{18}$ ,  $M_{19}$ ,  $M_{27}$ ,  $M_{28}$  y  $M_{37}$  son acoplamientos débiles del filtro. Nótese que, de cara a asegurar la simetría física del circuito correspondiente, también se ha asumido la condición  $\mathbf{M} = \mathbf{M}^T$ .

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} 0 & M_{S1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ M_{S1} & M_{11} & M_{12} & M_{13} & 0 & M_{15} & 0 & M_{17} & M_{18} & M_{19} & 0 \\ 0 & M_{12} & M_{22} & M_{23} & M_{24} & M_{25} & M_{26} & M_{27} & M_{28} & M_{18} & 0 \\ 0 & M_{13} & M_{23} & M_{33} & M_{34} & M_{35} & M_{36} & M_{37} & M_{27} & M_{17} & 0 \\ 0 & 0 & M_{24} & M_{34} & M_{44} & 0 & M_{46} & M_{36} & M_{26} & 0 & 0 \\ 0 & M_{15} & M_{25} & M_{35} & 0 & M_{55} & 0 & M_{35} & M_{25} & M_{15} & 0 \\ 0 & 0 & M_{26} & M_{36} & M_{46} & 0 & M_{44} & M_{34} & M_{24} & 0 & 0 \\ 0 & M_{17} & M_{27} & M_{37} & M_{36} & M_{35} & M_{34} & M_{33} & M_{23} & M_{13} & 0 \\ 0 & M_{18} & M_{28} & M_{27} & M_{26} & M_{25} & M_{24} & M_{23} & M_{22} & M_{12} & 0 \\ 0 & M_{19} & M_{18} & M_{17} & 0 & M_{15} & 0 & M_{13} & M_{12} & M_{11} & M_{S1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & M_{S1} & 0 \end{pmatrix} \quad (3.26)$$



(a) Respuesta en banda.



(b) Respuesta en un rango amplio de frecuencias.

Figura 3.15: Respuestas en transmisión ( $|S_{21}|$ ) y reflexión ( $|S_{11}|$ ) de potencia simuladas —modelo circuital y electromagnético (EM)— y medidas del prototipo de filtro paso-banda de banda dual construido mediante resonadores multi-acoplados (ejemplo 1).

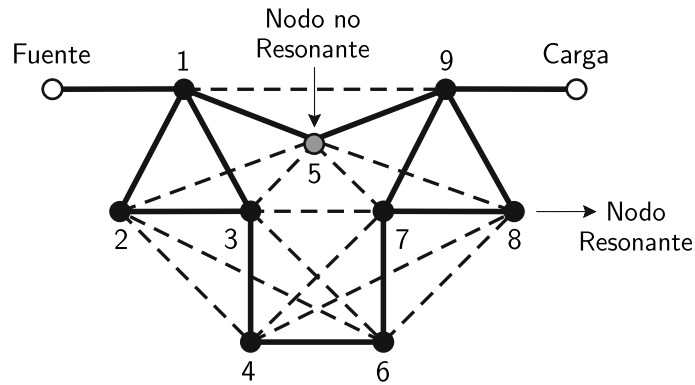


Figura 3.16: Estructura propuesta de nodos acoplados para la síntesis de la respuesta filtrante objetivo de banda de paso doble con múltiples ceros de transmisión (círculo blanco: entrada/salida o fuente/carga; círculo negro: nodo resonante; círculo gris: nodo no resonante; línea continua: acoplamiento fuerte; línea discontinua: acoplamiento débil).

Las respuestas en transmisión y reflexión de potencia normalizadas ideales para este segundo ejemplo de filtro de banda de paso doble mediante resonadores multi-acoplados se muestran en la Figura 3.17. Los valores de los coeficientes de acoplamiento para tal ejemplo, en virtud de la matriz (3.26), se resumen en la Tabla 3.2. Queda refrendada en tal figura la obtención de una respuesta filtrante paso-banda de banda dual con bandas de paso equirizadas de cuarto orden y adaptación mínima de potencia según lo prescrito. Debe destacarse, adicionalmente, la aparición de seis ceros de transmisión de señal fuera de banda a las frecuencias normalizadas de valor  $-9.64$ ,  $-4.66$ ,  $-0.08$ ,  $0.49$ ,  $1.2$  y  $2.27$  debidos a los múltiples acoplamientos del filtro.

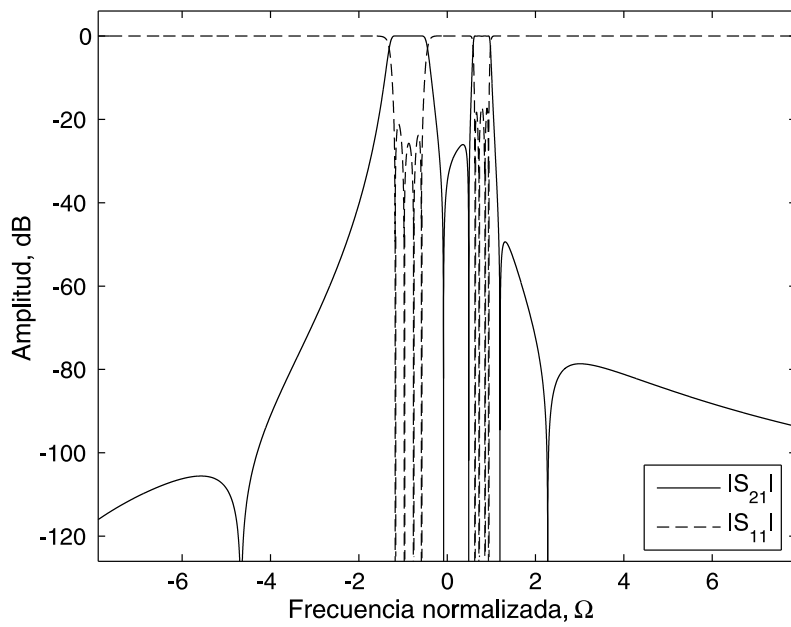


Figura 3.17: Respuesta en transmisión ( $|S_{21}|$ ) y reflexión ( $|S_{11}|$ ) de potencia normalizadas del prototipo de filtro paso-banda de banda dual ideal sintetizado mediante resonadores multi-acoplados (ejemplo 2).

Tabla 3.2: Valores de los coeficientes de acoplamiento del prototipo de filtro paso-banda de banda dual sintetizado mediante resonadores multi-acoplados (ejemplo 2).

Valores de los coeficientes de acoplamiento (ejemplo 2)											
	Fuente	Nodo 1	Nodo 2	Nodo 3	Nodo 4	Nodo 5	Nodo 6	Nodo 7	Nodo 8	Nodo 9	Carga
Fuente	0	0.7432	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Nodo 1	0.7432	0.4104	0.7169	0.42	0	-0.0171	0	-0.0017	-0.0028	0.0012	0
Nodo 2	0	0.7169	-0.2893	0.1364	0.0965	-0.0306	0.0756	0.0041	-0.0042	-0.0028	0
Nodo 3	0	0.42	0.1364	-0.0893	0.8175	0.0238	0.0395	0.0029	0.0041	-0.0017	0
Nodo 4	0	0	0.0965	0.8175	0.1542	0	0.3335	0.0395	0.0756	0	0
Nodo 5	0	-0.0171	-0.0306	0.0238	0	0.4709	0	0.0238	-0.0306	-0.0171	0
Nodo 6	0	0	0.0756	0.0395	0.3335	0	0.1542	0.8175	0.0965	0	0
Nodo 7	0	-0.0017	0.0041	0.0029	0.0395	0.0238	0.8175	-0.0893	0.1364	0.42	0
Nodo 8	0	-0.0028	-0.0042	0.0041	0.0756	-0.0306	0.0965	0.1364	-0.2893	0.7169	0
Nodo 9	0	0.0012	-0.0028	-0.0017	0	-0.0171	0	0.42	0.7169	0.4104	0.7432
Carga	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.7432	0

Para la realización física de este segundo ejemplo de diseño, se han desarrollado dos configuraciones distintas atendiendo al modo de implementación escogido para el nodo no resonante. Los esquemáticos y fotografías de ambos prototipos, referidos como ejemplos 2-A y 2-B de aquí en adelante, se incluyen en las Figuras 3.18 y 3.19. En su fabricación, al igual que para el primer ejemplo, se ha usado un sustrato CER-10. En relación a ambos circuitos, debe mencionarse lo siguiente:

- Seis de los ocho nodos resonantes consisten en líneas de transmisión acabadas en circuito abierto en ambos extremos, agrupadas en parejas inter-acopladas paralelamente a lo largo de toda su longitud (nodos 2–3, 4–6 y 7–8)
- Los dos nodos resonantes restantes (nodos 1–9) se han diseñado mediante el concepto original de etapa de alimentación entrada/salida resonante doblemente acoplada explicado en el apartado anterior.
- El nodo no resonante (nodo 5) se ha sintetizado, respectivamente, como un tramo de línea de transmisión desintonizado con extremos terminados en circuito abierto e interacción tipo inductiva para el ejemplo 2-A y como un *gap* tipo capacitivo para el ejemplo 2-B (véase la Figura 3.20).

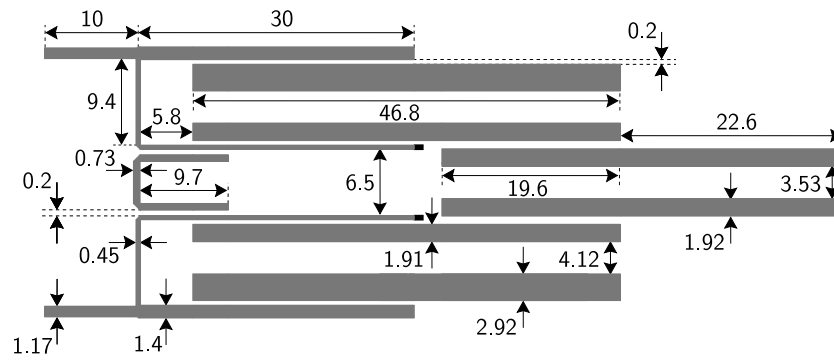
Las respuestas en transmisión y reflexión de potencia simuladas —modelo circuital y electromagnético— y medidas de los prototipos de filtro de banda de paso doble implementados mediante resonadores multi-acoplados (ejemplos 2-A y 2-B) se representan en las Figuras 3.21 y 3.22. Los medios logísticos utilizados en la simulación y caracterización de dichos circuitos son los que se señalaron en el Apartado 3.1.3. Para ambos prototipos, excepto pequeñas diferencias imputables a las tolerancias de fabricación, se obtiene un gran parecido entre resultados teóricos y experimentales. Las características principales de los circuitos medidos, referentes a sus bandas de paso inferior y superior, respectivamente, se resumen a continuación:

- Frecuencias centrales de 1.1 y 1.38 GHz, anchuras espectrales absolutas a 3 dB de valor 75.9 y 59.3 MHz (i.e., del 6.9% y 4.3% en términos relativos), pérdidas de inserción de potencia mínimas de 1.9 y 2.9 dB, niveles mínimos de adaptación de potencia en banda iguales a 12.6 y 8.2 dB y variación máxima de retardos de grupo en banda de 6.1 y 12.3 nsg. Las posiciones medidas para los ceros de transmisión son 0.46, 0.72, 1.28, 1.33, 1.42, 1.74 y 2.14 GHz (ejemplo 2-A).<sup>5</sup>
- Frecuencias centrales de 1.12 y 1.35 GHz, anchos de banda absolutos a 3 dB iguales a 77.3 y 44.6 MHz (i.e., del 6.4% y 3.3% en términos porcentuales), pérdidas de inserción de potencia mínimas de 2.1 y 3 dB, niveles de adaptación de potencia en banda superiores a 11.2 y 11.5 dB y variación máxima de retardos de grupo en banda de 5.1 y 12.9 nsg. Las posiciones medidas para los nulos de transmisión son 0.44, 0.72, 1.28, 1.31, 1.38 y 1.74 GHz (ejemplo 2-B).

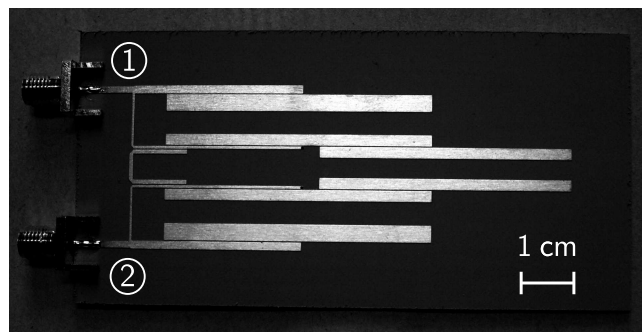
---

<sup>5</sup>Nótese que, en este caso, resulta un cero de transmisión más de los obtenidos en la función de transferencia ideal de la Figura 3.17. Esto es consecuencia de la presencia de interacciones electromagnéticas espurias entre los resonadores del filtro, no contempladas en su matriz de acoplamientos.



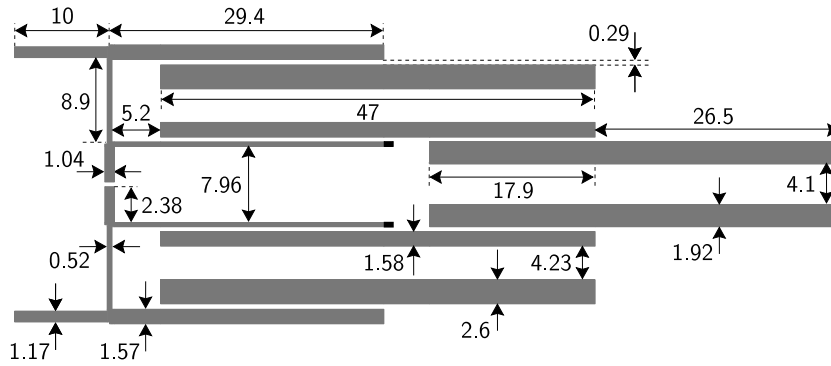


(a) Esquemático (dimensiones en mm); las regiones negras representan conexiones a masa.

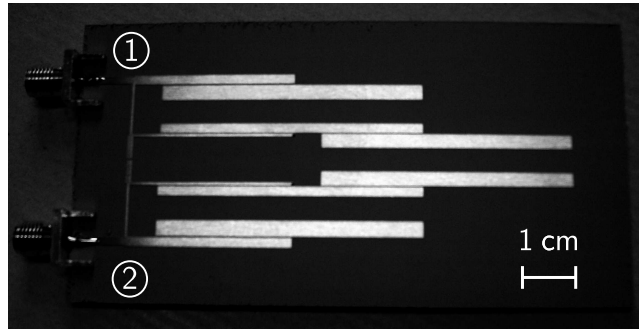


(b) Fotografía.

Figura 3.18: Esquemático y fotografía del prototipo de filtro paso-banda de banda dual construido (sustrato CER-10) mediante resonadores multi-acoplados (ejemplo 2-A).

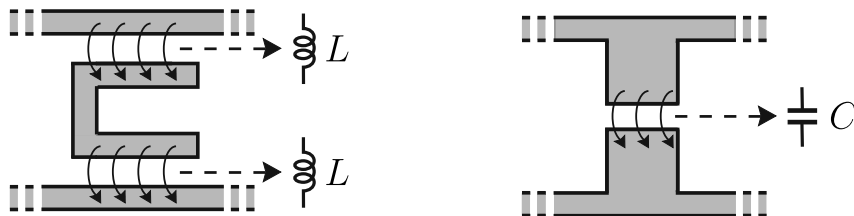


(a) Esquemático (dimensiones en mm); las regiones negras representan conexiones a masa.



(b) Fotografía.

Figura 3.19: Esquemático y fotografía del prototipo de filtro paso-banda de banda dual construido (sustrato CER-10) mediante resonadores multi-acoplados (ejemplo 2-B).



(a) Nodo no resonante mediante línea desintonizada con acoplamiento tipo inductivo (ejemplo 2-A).

(b) Nodo no resonante mediante *gap* tipo capacitivo (ejemplo 2-B).

Figura 3.20: Implementaciones propuestas para el nodo no resonante.

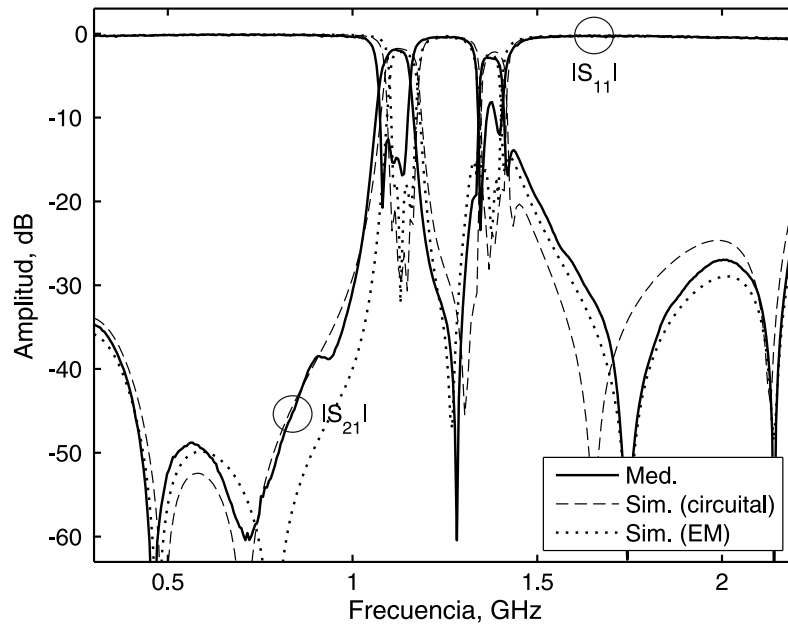


Figura 3.21: Respuestas en transmisión ( $|S_{21}|$ ) y reflexión ( $|S_{11}|$ ) de potencia simuladas —modelo circuital y electromagnético (EM)— y medidas del prototipo de filtro paso-banda de banda dual construido mediante resonadores multi-acoplados (ejemplo 2-A).

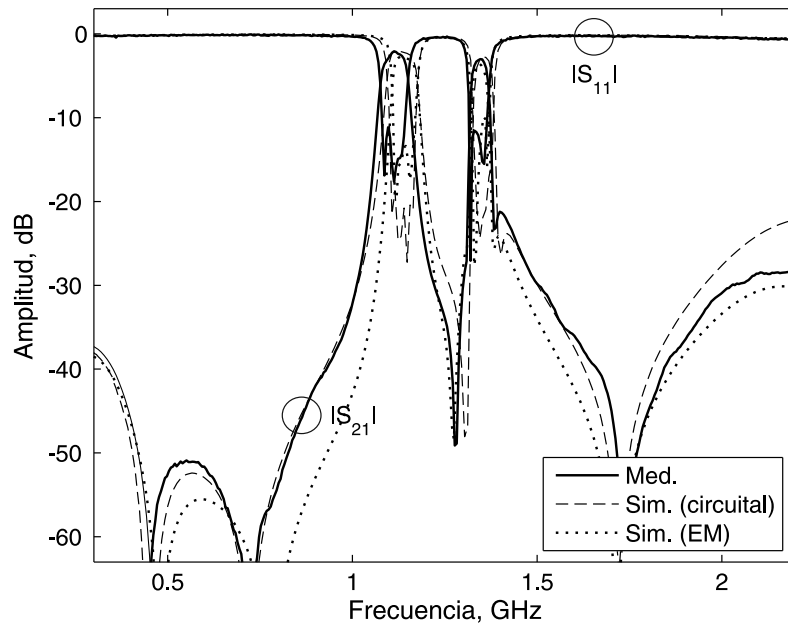


Figura 3.22: Respuestas en transmisión ( $|S_{21}|$ ) y reflexión ( $|S_{11}|$ ) de potencia simuladas —modelo circuital y electromagnético (EM)— y medidas del prototipo de filtro paso-banda de banda dual construido mediante resonadores multi-acoplados (ejemplo 2-B).

### 3.3. Conclusiones

Este capítulo se ha dedicado al desarrollo de filtros paso-banda multi-banda de microondas en sustratos planos mediante redes circuitales de resonadores acoplados. Dentro de este marco, se han utilizado dos filosofías bien diferenciadas aunque complementarias: 1) el empleo de generalizaciones multi-banda o multi-frecuencia de resonadores mono-banda convencionales agrupados en configuraciones de acoplamientos simples y 2) el uso de esquemas de acoplamientos sofisticados entre resonadores mono-banda tradicionales para la obtención de funciones de filtrado multi-banda.

La primera de las metodologías mencionadas ha quedado ejemplificada a través de un resonador tipo *comblin*e. Para dicho resonador, se ha propuesto una versión multi-frecuencia útil para el diseño de filtros paso-banda multi-banda de microondas. Asimismo, se han expuesto ecuaciones y reglas apropiadas para su síntesis teórica. Como validación experimental, se ha presentado un prototipo en tecnología *microstrip* de filtro paso-banda de banda dual. Se trata de una estructura sencilla formada por dos resonadores dobles inter-acoplados y sin ceros de transmisión en su respuesta, fácilmente extrapolable para el conformado de un mayor número de bandas de paso. Nótese, no obstante, que la generación de nulos de transmisión en su función filtrante es una tarea difícil de acometer, al requerirse modificaciones complejas de la topología *comblin*e *in-line* básica para introducir acoplamientos cruzados en la misma.

La segunda de las técnicas abordadas ha sido aplicada a resonadores mono-banda formados por líneas de transmisión con extremos en circuito abierto y dispuestos mediante esquemas de acoplamientos avanzados. Como herramienta analítica de diseño, se ha descrito el formalismo de la matriz de acoplamientos para la obtención de acciones de filtrado multi-banda arbitrarias. A modo de verificación práctica, se han mostrado dos prototipos *microstrip* de filtro paso-banda de banda doble con ceros de transmisión fuera de banda; el segundo de ellos incluso incorporando un nodo no resonante en su estructura para aumentar la cantidad de nulos de transmisión creados. De esta forma, se vence sobradamente el inconveniente señalado para la topología ideada de filtro *comblin*e paso-banda multi-banda con resonadores multi-frecuencia. Por contra, tienen como desventaja el notable incremento de complejidad circuital que conlleva su generalización para especificaciones de más de dos bandas de paso.

Finalmente, debe remarcarse la restricción de todas estas soluciones circuitales de filtro paso-banda multi-banda de microondas a anchuras espectrales para sus bandas de paso de carácter estrecho/moderado. Esto es resultado de limitaciones tecnológicas provenientes de la mínima separación física realizable entre dos líneas acopladas.

## Capítulo 4

# Diseño de filtros multi-banda de microondas interferenciales

En el capítulo anterior se han presentado diversas configuraciones de filtros paso-banda multi-banda de microondas con resonadores acoplados para sustratos planos. Dichas soluciones, en la generación de la acción de filtrado multi-banda, se han basado en dos metodologías distintas: el uso de resonadores de características multi-frecuencia y la utilización de circuitos con acoplamiento múltiple entre resonadores. Ambas técnicas han probado su eficacia teórico-práctica en tal propósito, con especial atención a funciones de transferencia paso-banda de banda de paso dual [79]–[88].

A pesar de ello, no pueden obviarse ciertas carencias de las soluciones citadas de filtros multi-banda en el conformado de perfiles filtrantes con prestaciones generales. Por ejemplo, en la topología sugerida de filtro paso-banda de banda doble mediante resonadores tipo *comblin*e de resonancia dual, la creación de nulos de transmisión de señal fuera de banda es complicada. Esto se debe, salvo fenómenos de interacciones electromagnéticas parásitas, a la ausencia de acoplamientos cruzados en la misma entre sus resonadores duales. Además, limitaciones geométricas propias de su estructura 2D dificultan la obtención de acoplamientos multi-banda arbitrarios entre resonadores y, por tanto, de anchuras espectrales independientes para sus bandas de paso. Por otro lado, en redes multi-acopladas formadas por resonadores mono-frecuencia, ha de evaluarse el aumento de complejidad circuital que conlleva la síntesis de respuestas filtrantes con más de dos bandas de paso y ceros de transmisión entre ellas. De igual forma, ha de señalarse la restricción de todas estas estructuras a aplicaciones de filtrado multi-canal para señales de interés de ancho de banda estrecho/moderado. Esto es resultado de consideraciones tecnológicas relacionadas con las tolerancias del proceso de fabricación, y que imponen una separación física mínima factible —i.e., máximo acoplo y anchura de banda operativa— entre resonadores adyacentes [53].

Una filosofía alternativa para el filtrado en alta frecuencia consiste en el uso de principios de interferencia de señales. Dichas técnicas, fundamentadas en la extrapolación directa de los procedimientos tradicionales de filtrado transversal y recursivo en el dominio digital a rangos de microondas, emplean topologías circuitales con varios caminos de propagación entrada-salida [89]. De esta forma, la función de filtrado total se deriva de la interacción controlada de las distintas componentes en que se di-

vide la señal de entrada, una vez han sido procesadas en las diversas vías del filtro. Aunque dichos conceptos fueron inicialmente propuestos para el diseño de filtros activos paso-banda de radiofrecuencia, su aplicabilidad a día de hoy es extensa [90]–[93]. A modo ilustrativo, destáquense, por su indudable relevancia, dispositivos avanzados de filtrado interferencial con sintonía ágil en frecuencia para tecnologías híbridas e integradas y orientadas a especificaciones paso-banda y de banda eliminada [94]–[97]. También ha quedado patente su potencial para la realización de filtros pasivos paso-banda de microondas, mediante el empleo de secciones de filtrado transversal no convencionales [11]. En concreto, circuitos interferenciales basados en dos tramos de línea de transmisión en paralelo y acopladores direccionales de potencia a reflexión.

En este capítulo se afronta la generalización de las secciones de filtrado transversal ideadas en [11] al caso multi-banda, para la síntesis de funciones de transferencia con número arbitrario de bandas de paso. En tal cometido, se proponen fórmulas analíticas y guías para su diseño teórico. Adicionalmente, como validación práctica, se presentan varios prototipos en sustratos planos para distintos rangos de frecuencia.

Entre los beneficios ofrecidos por dichas estructuras circuitales, debe enfatizarse su capacidad para la implementación de acciones filtrantes sofisticadas con múltiples nulos de transmisión fuera de banda. Además, en contrapartida a sus homólogas de resonadores acoplados, son especialmente útiles para conformar cualquier número de bandas de paso de anchura espectral ultra-ancha en su función de filtrado. Modificaciones simples de las topologías básicas que se estudian permiten, de igual forma, obtener perfiles filtrantes multi-banda con fuerte asimetría en frecuencia entre bandas.

La organización del presente capítulo es la siguiente. En primer lugar, se exponen los principios teóricos de las secciones interferenciales analizadas en su extrapolación multi-banda. Aquí, se distinguen tres clases de secciones: la basada en dos líneas de transmisión en paralelo (Apartado 4.1), y las formadas por acopladores direccionales —tipo *branch-line*— (Apartado 4.2) y divisores de potencia —tipo polígono de Bagley de cuatro puertos— (Apartado 4.3). Posteriormente, como refrenda experimental de la teoría, se describe el diseño, fabricación y medida de varios prototipos de filtros paso-banda multi-banda de microondas en *microstrip* realizados mediante las secciones interferenciales anteriores (Apartado 4.4). Se finaliza con un resumen de los resultados obtenidos y las conclusiones principales del capítulo (Apartado 4.5).

#### 4.1. Sección filtrante transversal multi-banda basada en dos líneas de transmisión conectadas en paralelo

El esquema circuital del primer tipo de sección filtrante transversal multi-banda propuesto se muestra en la Figura 4.1. Dicha estructura está formada por la conexión en paralelo de dos tramos de línea de transmisión de distinta longitud. Las variables de impedancia característica y longitud eléctrica de ambas líneas se denotan, respectivamente, como  $Z_1, Z_2 \in \mathbb{R}^+$  y  $\theta_1, \theta_2 \in \mathbb{R}^+$  ( $\theta_1 \neq \theta_2$ , con  $\theta \equiv \theta(f) = (2\pi l/c_{\text{eff}}) f$ ,  $l$  la longitud física de la línea y  $c_{\text{eff}}$  la velocidad efectiva de la luz en su dieléctrico).

Debe señalarse que esta sección transversal se aplicó con anterioridad al diseño de topologías filtrantes de banda única, de carácter paso-banda, paso-bajo y de banda

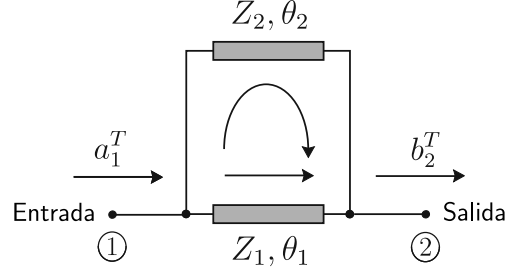


Figura 4.1: Esquema circuital de la sección filtrante transversal multi-banda basada en dos líneas de transmisión conectadas en paralelo.

eliminada [98]–[100]. En este apartado, se pretende su generalización para la síntesis de funciones de transferencia multi-banda con cualquier número de bandas de paso.

El principio de funcionamiento de esta estructura, fundamentado en técnicas de interferencia de señales, resulta análogo al de su predecesora mono-banda: la señal de entrada a filtrar se divide en dos componentes en el nodo de entrada de la sección transversal, a propagarse por los distintos caminos —segmentos de línea de transmisión— que la componen. De este modo, la acción de filtrado total se deriva de la interacción controlada de tales componentes de señal en el terminal de salida de la sección, una vez procesadas por dichos tramos de línea. En particular, para la obtención de respuestas filtrantes paso-banda multi-banda de alta selectividad, han de producirse combinaciones de señal constructivas para las bandas de paso y cancelaciones de energía para la generación de ceros de transmisión entre bandas.

Seguidamente se presenta el análisis teórico detallado de la sección filtrante transversal descrita. El objetivo es deducir ecuaciones analíticas para el diseño adecuado de sus segmentos de línea de transmisión, orientado a la síntesis de funciones filtrantes paso-banda multi-banda. También se pretende la obtención de reglas útiles para el ajuste de las características espectrales del perfil filtrante sintetizado.

#### 4.1.1. Ecuaciones de diseño

A partir de teoría básica de circuitos de microondas, es sencillo calcular los parámetros de reflexión y transmisión de potencia referidos a la impedancia  $Z_0 \in \mathbb{R}^+$ ,  $S_{11}^T$  y  $S_{21}^T$ , de la sección filtrante transversal que se representa en la Figura 4.1 [101]. Sus expresiones teóricas son las siguientes [11]:

$$S_{11}^T \triangleq \left. \frac{b_1^T}{a_1^T} \right|_{a_2^T=0} = \frac{Y_0^2 - (Y_{11}^T)^2 + (Y_{21}^T)^2}{(Y_{11}^T + Y_0)^2 - (Y_{21}^T)^2} \quad S_{21}^T \triangleq \left. \frac{b_2^T}{a_1^T} \right|_{a_2^T=0} = \frac{-2Y_{21}^T Y_0}{(Y_{11}^T + Y_0)^2 - (Y_{21}^T)^2} \quad (4.1)$$

donde

$$Y_{11}^T = \frac{1}{jZ_1 \tan \theta_1} + \frac{1}{jZ_2 \tan \theta_2} \quad Y_{21}^T = \frac{j}{Z_1 \sin \theta_1} + \frac{j}{Z_2 \sin \theta_2}. \quad (4.2)$$

En las fórmulas anteriores,  $Y_0 = 1/Z_0$ . Además, a consecuencia del plano de simetría físico existente en esta sección transversal, se satisface que  $S_{11}^T = S_{22}^T$  y  $S_{21}^T = S_{12}^T$ .

A continuación, por sencillez conceptual, se aborda en primer lugar la síntesis de respuestas filtrantes paso-banda con banda doble o de banda dual. Posteriormente,

partiendo de las ecuaciones de diseño obtenidas, se acometerá el conformado de funciones de transferencia multi-banda con un número genérico de bandas de paso.

### ► Respuestas paso-banda de banda dual

Mediante la selección adecuada de los parámetros de diseño de la sección transversal, es posible conseguir acciones de filtrado paso-banda con doble banda de paso. Para ello, deben imponerse requisitos espectrales adecuados sobre la función de transferencia a sintetizar. Concretamente, los siguientes (Figura 4.2):

- 1) Transmisión de potencia máxima a las frecuencias  $f_1, f_2 \in \mathbb{R}^+$  ( $f_1 < f_2$ ) para el conformado de las bandas de paso. En términos matemáticos, asumiendo las propiedades de pasividad y no pérdidas satisfechas por la sección filtrante transversal (i.e.,  $|S_{11}^T|^2 + |S_{21}^T|^2 = 1, \forall f \in \mathbb{R}^+$ ), esto supone el cumplimiento de lo siguiente —reflexión de potencia nula a la entrada—:

$$S_{11}^T(f_1), S_{11}^T(f_2) = 0. \quad (4.3)$$

Nótese que, en consecuencia, dichos valores espectrales se corresponderán de forma directa con las frecuencias centrales de las bandas de paso inferior y superior, respectivamente, de la respuesta de doble banda sintetizada.

- 2) Creación de un cero de transmisión de potencia (i.e., reflexión total de señal a la entrada) a la frecuencia  $f_z \in \mathbb{R}^+$  ( $f_1 < f_z < f_2$ ) entre las bandas de paso duales. Esto equivale, analíticamente, a que

$$S_{21}^T(f_z) = 0. \quad (4.4)$$

- 3) Simetría espectral respecto a  $f_z$ , lo que se consigue si

$$\theta_1(f_z) = \frac{k\pi}{2} \quad \theta_2(f_z) = \frac{(k+2l)\pi}{2} \quad k, l \in \mathbb{N} \quad (4.5)$$

donde se ha asumido que  $\theta_2 > \theta_1$  sin pérdida de generalidad.

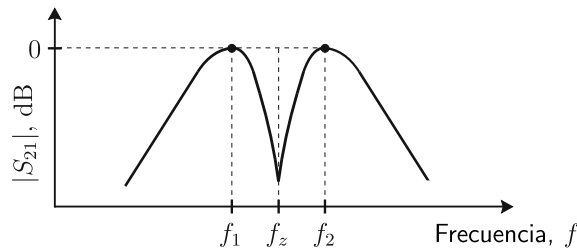


Figura 4.2: Respuesta paso-banda de banda dual con simetría espectral.

A partir de las condiciones anteriores (1–3), se obtienen dos familias de soluciones para los parámetros de diseño  $Z_1, Z_2$  y  $\theta_1, \theta_2$  de la sección filtrante transversal. Estos conjuntos de soluciones, denominados “Tipo 1” y “Tipo 2”, permiten la síntesis



de funciones de transferencia filtrantes paso-banda con doble banda de paso, exhibiendo un cero de transmisión entre bandas y simetría espectral respecto al mismo. Tales soluciones, junto con las expresiones de las frecuencias paso-banda duales producidas, se detallan a continuación ( $f_d \equiv f_z$  es la frecuencia de diseño) [102]:

- Soluciones Tipo 1:

$$\frac{1}{Z_1} - \frac{1}{Z_2} = \pm \frac{1}{Z_0} \quad (4.6)$$

$$\theta_1(f_d) = m\pi \quad \theta_2(f_d) = (m + 2n - 1)\pi \quad (4.7)$$

$$f_1 = \left( \frac{2m + 2n - 2}{2m + 2n - 1} \right) f_d \quad f_2 = \left( \frac{2m + 2n}{2m + 2n - 1} \right) f_d \quad m, n \in \mathbb{N}. \quad (4.8)$$

- Soluciones Tipo 2:

$$Z_1 = Z_2 = 2Z_0 \quad (4.9)$$

$$\theta_1(f_d) = \frac{(2m - 1)\pi}{2} \quad \theta_2(f_d) = \frac{(2m - 4n - 3)\pi}{2} \quad (4.10)$$

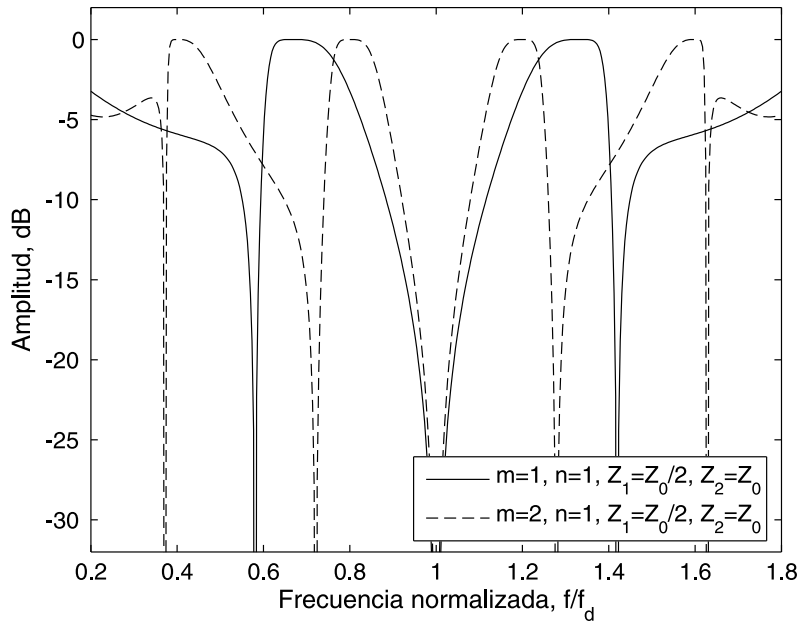
$$f_1 = \left( \frac{2n - 2}{2n - 1} \right) f_d \quad f_2 = \left( \frac{2n}{2n - 1} \right) f_d \quad m, n \in \mathbb{N}. \quad (4.11)$$

Algunos ejemplos ilustrativos de la respuesta en transmisión de potencia sintetizada de la sección filtrante transversal bajo estudio, haciendo uso de las ecuaciones de diseño anteriores, se muestran en la Figura 4.3 [103]. Obsérvese que en todos los casos resultan funciones de filtrado de banda dual con pendientes de caída abruptas, gracias a la generación de ceros de transmisión a cada lado de las bandas de paso. Debe destacarse, además, la obtención de acciones filtrantes difíciles de conseguir mediante otro tipo de estructuras, tales como las basadas en resonadores acoplados. Entre ellas, respuestas filtrantes con bandas de paso ultra-anchas (Figura 4.3(b)) e incluso perfiles selectivos en frecuencia con banda de paso cuádruple dentro de cada periodo espectral  $[2(k - 1)f_d, 2kf_d]$ ,  $k \in \mathbb{N}$  (Figura 4.3(a)).

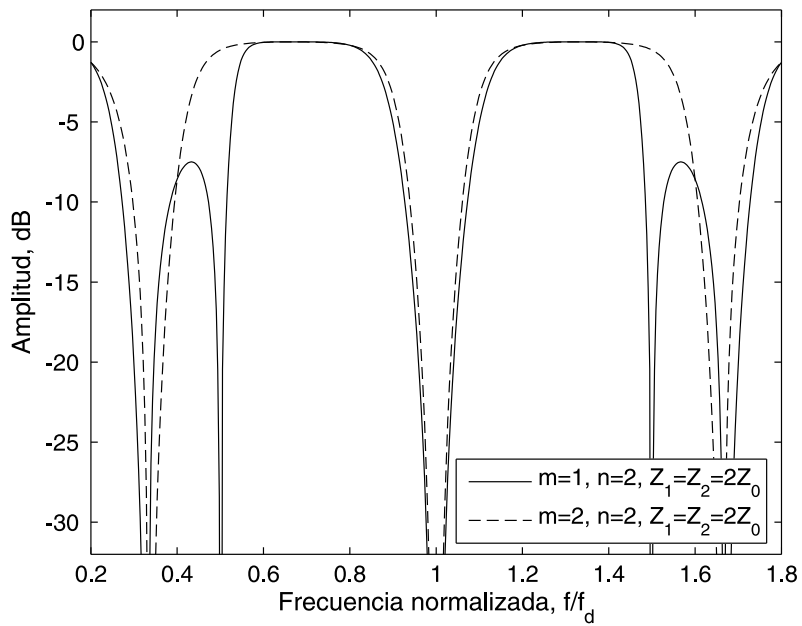
### ► Respuestas con un número arbitrario de bandas de paso

A través del análisis anterior, se han deducido ecuaciones útiles para la síntesis de respuestas filtrantes paso-banda con dos bandas de paso. Tales bandas se ubican simétricamente respecto a cierta frecuencia de diseño con transmisión de señal nula. Asimismo, se ha demostrado cómo algunas particularizaciones de dichas ecuaciones de diseño conducen a funciones de transferencia multi-banda con más de dos bandas. Esto ocurre, por ejemplo, para las soluciones Tipo 1 con  $m = 2$ ,  $n = 2$  y  $Z_2 > Z_1$ , donde resulta una respuesta multi-banda con cuatro bandas de paso (Figura 4.3(a)).

De hecho, al igual que para el caso de banda de paso doble, es posible obtener fórmulas de diseño para el conformado teórico de perfiles filtrantes multi-banda con cualquier número de bandas de paso mediante esta clase de sección transversal.



(a) Soluciones Tipo 1.



(b) Soluciones Tipo 2.

Figura 4.3: Ejemplos de la respuesta en transmisión de potencia ( $|S_{21}^T|$ ) sintetizada mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en dos líneas de transmisión conectadas en paralelo. (a) Soluciones Tipo 1 ((4.6)–(4.8)) (b) Soluciones Tipo 2 ((4.9)–(4.11)).

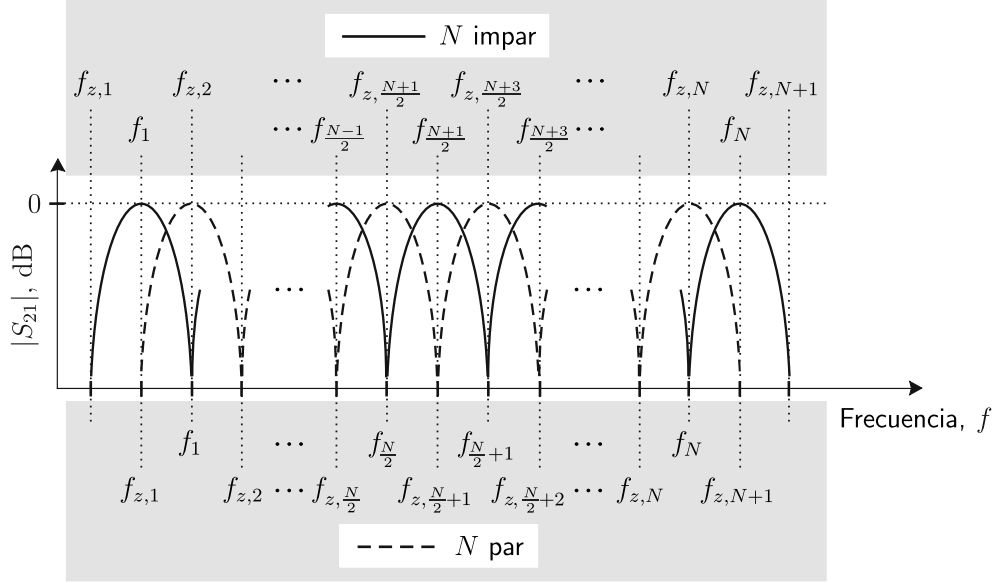


Figura 4.4: Respuesta paso-banda multi-banda con un número arbitrario de bandas de paso ( $N \in \mathbb{N}$ ) y simetría espectral.

De forma similar, dichas respuestas poseerán simetría espectral respecto a la frecuencia de diseño y ceros de transmisión de potencia entre bandas adyacentes (Figura 4.4). Concretamente, las ecuaciones de diseño para la síntesis de respuestas multi-banda con  $N$  bandas de paso ( $N \in \mathbb{N}$ ) dentro del periodo espectral  $[2(k-1)f_d, 2kf_d)$ ,  $k \in \mathbb{N}$  son las siguientes [125]:

$$\frac{1}{Z_1} - \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0} \quad (4.12)$$

$$\theta_1(f_d) = \frac{N\pi}{2} \quad \theta_2(f_d) = \frac{(N+2)\pi}{2} \quad (4.13)$$

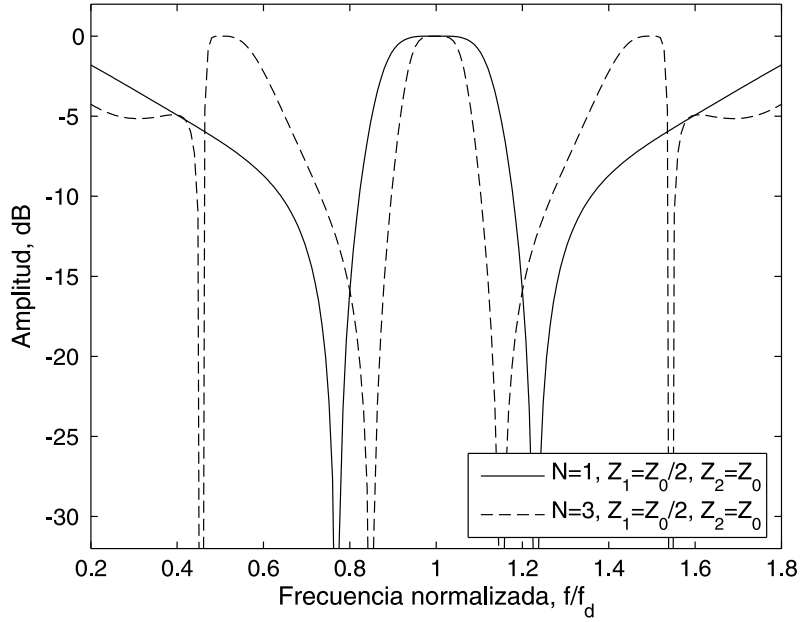
$$\{f_1, f_2, \dots, f_N\} \equiv \left\{ \frac{2kf_d}{N+1}, k = 1, 2, \dots, N \right\} \quad (4.14)$$

donde  $f_1, f_2, \dots, f_N \in \mathbb{R}^+$  ( $f_1 < f_2 < \dots < f_N$ ) se corresponden con las frecuencias centrales (es decir, ceros de reflexión de potencia) de las  $N$  bandas de paso generadas.

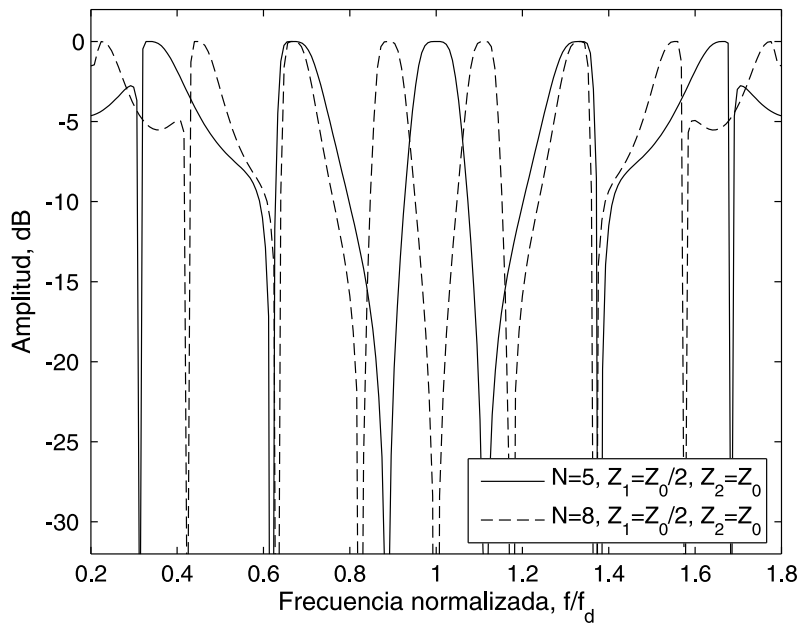
En la Figura 4.4 se muestran varios ejemplos de la función de transferencia asociada a la sección filtrante transversal basada en dos líneas en paralelo, satisfaciéndose las fórmulas de diseño (4.12)–(4.14). Como se aprecia, las curvas de transmisión de potencia representadas ratifican plenamente la utilidad de las ecuaciones obtenidas.

#### 4.1.2. Control de las características espectrales de la función de transferencia multi-banda

Las variables tipo impedancia característica de la sección filtrante transversal permiten ajustar las propiedades espectrales de la respuesta multi-banda sintetizada.



(a)  $N = 1, 3$ .



(b)  $N = 5, 8$ .

Figura 4.5: Ejemplos de la respuesta en transmisión de potencia ( $|S_{21}^T|$ ) sintetizada mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en dos líneas de transmisión conectadas en paralelo ((4.12)–(4.14)).

Entre ellas, anchuras de las bandas de paso y niveles de atenuación fuera de banda. Más información al respecto se proporciona a continuación:

- Bajo las condiciones de diseño (4.6)–(4.8) (soluciones Tipo 1 para respuestas de banda dual) y (4.12)–(4.14) (soluciones para funciones de transferencia multi-banda) existe un grado de libertad en la selección de los valores de  $Z_1$  y  $Z_2$ . Tal y como se prueba en la Figura 4.6 para un perfil filtrante con triple banda de paso ( $N = 3$  en (4.13) y (4.14)), esto puede aprovecharse para controlar la anchura espectral de las bandas de paso. En concreto, a medida que se incrementan los valores de los parámetros  $Z_1$  y  $Z_2$  bajo el cumplimiento de (4.12) se obtienen anchuras espectrales mayores para dichas bandas de paso.
- Para las fórmulas de síntesis (4.9)–(4.11) (soluciones Tipo 2 para funciones de filtrado con banda de paso doble), esto último no puede aplicarse debido a la falta de grado de libertad alguno en este caso. No obstante, es posible conformar otros tipo de perfiles filtrantes eligiendo adecuadamente los valores de las variables  $Z_1$  y  $Z_2$ , de forma distinta a como queda expresado en (4.9). Este razonamiento también es extrapolable a los otros conjuntos de soluciones. A modo de ejemplo, lo anterior se valida en la Figura 4.7 para la solución Tipo 2 resultante para  $m = 2$  y  $n = 2$  (vista en la Figura 4.3(b) para  $Z_1 = Z_2 = 2Z_0$ ). Como se aprecia, particularizando para  $Z_1 = 13Z_0/5$  y  $Z_2 = 3Z_0$  se consigue un perfil filtrante de banda dual con bandas de paso equirrizadas de tercer orden. Obsérvese, adicionalmente, la generación de dos ceros de transmisión entre bandas, aunque a frecuencias distintas de  $f_d$  al dejar de satisfacerse (4.9).

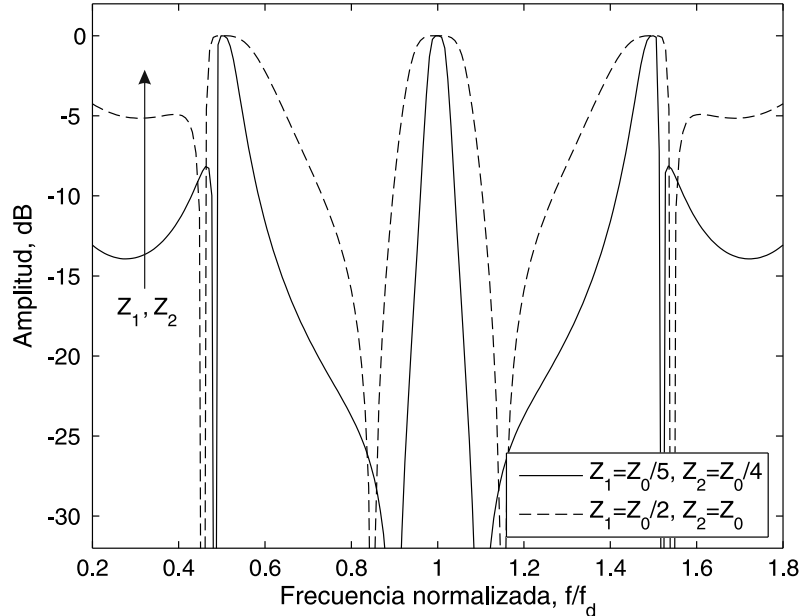


Figura 4.6: Ejemplo del control de las anchuras espectrales de las bandas de paso de la respuesta en transmisión de potencia sintetizada ( $|S_{21}^T|$ ) mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en dos líneas de transmisión conectadas en paralelo ( $N = 3$  en (4.13) y (4.14)).

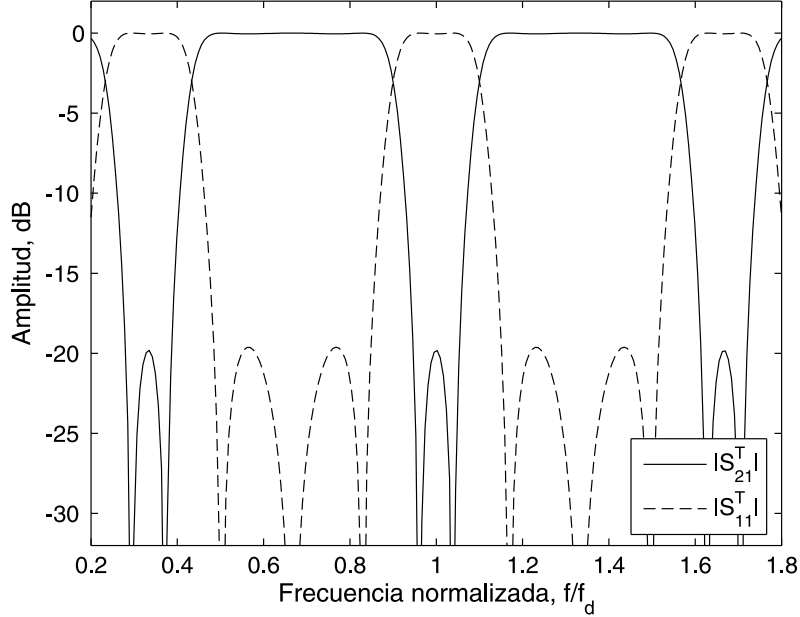


Figura 4.7: Ejemplo de respuestas en transmisión ( $|S_{21}^T|$ ) y reflexión ( $|S_{11}^T|$ ) de potencia sintetizadas de banda dual con bandas de paso equirrizadas mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en dos líneas de transmisión conectadas en paralelo (Solución Tipo 2:  $m = 2$  y  $n = 2$  en (4.10),  $Z_1 = 13Z_0/5$  y  $Z_2 = 3Z_0$ ).

También debe destacarse, a pesar de no ser contemplado en el estudio anterior, el potencial de esta sección transversal para la síntesis de acciones de filtrado multi-banda con asimetría espectral moderada.<sup>1</sup> Esto se confirma en la Figura 4.8, para la respuesta de banda de paso dual representada en la Figura 4.3(a) para  $m = 1$ ,  $n = 1$ ,  $Z_1 = Z_0/2$  y  $Z_2 = Z_0$  según (4.6)–(4.8) (es decir,  $\theta_1(f_d) = \pi$  y  $\theta_2(f_d) = 2\pi$ ). Efectivamente, modificando únicamente las longitudes eléctricas de los segmentos de línea de la sección transversal —variación de  $\pm 0.1\pi$ —, dicha respuesta se transforma en una función de transferencia de doble banda con bandas de paso asimétricas.<sup>2</sup> Nótese, además, que lo anterior se consigue sin alterar la generación de ceros de transmisión de potencia a ambos lados de las bandas de paso, como requisito indispensable para la consecución de perfiles filtrantes multi-banda de alta selectividad.

<sup>1</sup>Respuestas filtrantes multi-banda con bandas de paso fuertemente asimétricas, no sólo en términos de ancho de banda sino incluso en tipo de perfil filtrante —equirrizado o maximalmente plano—, son factibles con el uso de líneas de transmisión de salto de impedancia en la sección transversal [105]. Esto será demostrado en la parte experimental del presente capítulo, mediante la construcción y medida de un prototipo de filtro de doble banda de paso con gran asimetría espectral entre bandas.

<sup>2</sup>En este caso, no es posible asegurar la creación de un cero de transmisión de señal a la frecuencia de diseño  $f_d$  (i.e.,  $f_z \neq f_d$ ), al no satisfacerse la condición (4.10). Por el mismo motivo, las expresiones dadas en (4.11) dejan de ser válidas para el cálculo de las frecuencias centrales duales  $f_1$  y  $f_2$ .

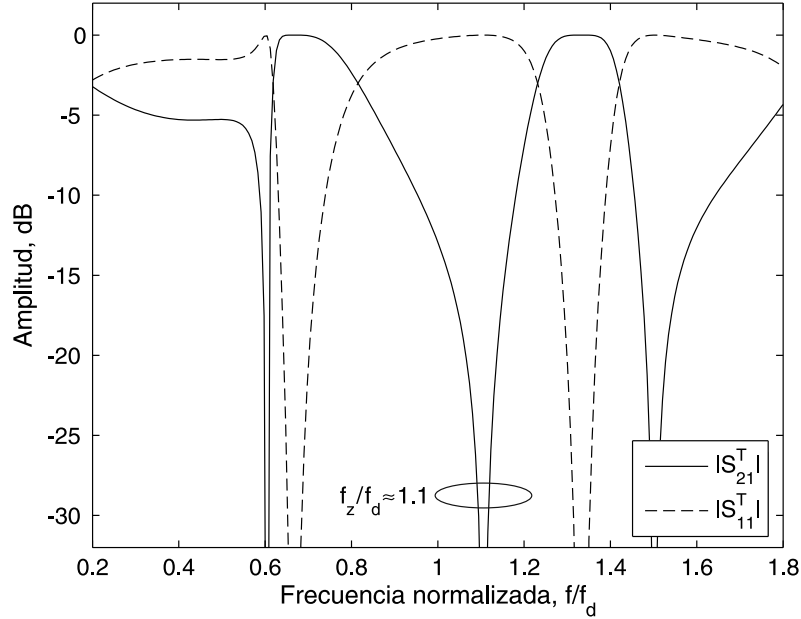


Figura 4.8: Ejemplo de respuestas en transmisión ( $|S_{21}^T|$ ) y reflexión ( $|S_{11}^T|$ ) de potencia sintetizadas de banda dual con bandas de paso moderadamente asimétricas mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en dos líneas de transmisión conectadas en paralelo ( $\theta_1(f_d) = 1.1\pi$ ,  $\theta_2(f_d) = 1.9\pi$ ,  $Z_1 = Z_0/2$  y  $Z_2 = Z_0$ ).

## 4.2. Sección filtrante transversal multi-banda basada en acopladores direccionales de potencia

Como segunda clase de sección filtrante transversal multi-banda, se considera en este apartado el empleo de acopladores direccionales de potencia en modo reflexión. Más concretamente, en este estudio, se hará uso de un acoplador de potencia *branch-line*, también conocido como híbrido en cuadratura al generar un desfase de  $90^\circ$  entre puertos directo y acoplado. No obstante, otros circuitos acopladores, tales como el acoplador *rat-race* o híbrido de  $180^\circ$ , son también adecuados para este fin.

En la figura 4.9 se detalla el esquema circuital de este tipo de sección filtrante transversal multi-banda. Está constituida por un acoplador *branch-line* generalizado en configuración transversal, donde sus puertos directo (#2) y acoplado (#3) se encuentran cargados con tramos de línea de transmisión acabados en circuito abierto. De este modo, tomando como terminales de entrada y salida de la sección transversal los nodos de entrada (#1) y aislado (#4) del híbrido generalizado, respectivamente, se producen en la misma dos caminos de propagación de señal a interferir. Las impedancias características de las líneas de carga se denotan como  $Z_1, Z_2 \in \mathbb{R}^+$ , mientras que sus variables de longitud eléctrica se representan mediante  $\theta_1, \theta_2 \in \mathbb{R}^+$ . Las impedancias de línea del acoplador *branch-line* se designan como  $Z_{c1}, Z_{c2} \in \mathbb{R}^+$ . En cuanto a los parámetros de longitud eléctrica del híbrido en su versión generalizada ideada para la presente aplicación,  $\theta_{c1}, \theta_{c2} \in \mathbb{R}^+$ , deben elegirse a la frecuencia

de diseño  $f_d \in \mathbb{R}^+$  como sigue:

$$\theta_{c1}(f_d) = \frac{(2m-1)\pi}{2} \quad \theta_{c2}(f_d) = \frac{(2n-1)\pi}{2} \quad m, n \in \mathbb{N}. \quad (4.15)$$

Al igual que para la sección transversal formada por dos líneas de transmisión conectadas en paralelo, ha de mencionarse que esta sección filtrante particularizada para la configuración convencional del acoplador *branch-line* (i.e.,  $m = 1$  y  $n = 1$  en (4.15)) fue usada previamente en circuitos pasivos y activos de filtrado paso-banda mono-banda fijos y reconfigurables en rangos de microondas y milimétricas [106]–[108]. En este propósito, mediante principios análogos de interferencia de señales, los acopladores *rat-race* y de líneas acopladas también demostraron su utilidad [109]–[112].

Siguiendo un esquema de exposición similar al del apartado anterior, el objetivo pretendido es extrapolar la aplicabilidad de la sección filtrante transversal basada en el acoplador *branch-line* a especificaciones de filtrado de índole multi-banda. Esto se conseguirá a partir de la interacción adecuada de las dos componentes en que se divide la señal de entrada para el conformado de la función de transferencia multi-banda, tras propagarse por las dos vías de señal existentes en la sección transversal.

Antes de proceder con el estudio teórico, conviene aclarar la conveniencia de usar una topología generalizada del acoplador direccional *branch-line* en la sección transversal multi-banda. Efectivamente, como es sabido, la estructura clásica de este híbrido se obtiene de su versión generalizada fijando  $m = 1$  y  $n = 1$  en la Figura 4.9. En particular, para  $Z_{c1} = Z_0\sqrt{2}$  y  $Z_{c2} = Z_0$  resulta un acoplador de 3 dB con división de potencia simétrica entre sus puertos directo (#2) y acoplado (#3), reflexión de potencia nula en su nodo de entrada (#1) y aislamiento total en su nodo aislado (#4) a  $f_d$  (i.e.,  $|S_{21}| = |S_{31}| = 1/\sqrt{2}$  [ $\equiv -3$  dB] y  $|S_{11}| = |S_{41}| = 0$  a  $f_d$ ). Esto se confirma en la Figura 4.10, viéndose como este comportamiento se mantiene en el híbrido generalizado independientemente de los índices  $m$  y  $n$ . No obstante, lo anterior no es cierto para frecuencias distintas a  $f_d$ , obteniéndose así distintas prestaciones espectrales en el híbrido en función de los valores de  $m$  y  $n$ . Esto justifica el empleo de la versión generalizada sugerida para el acoplador *branch-line* como sección transversal, para la síntesis de una mayor variedad de funciones de filtrado multi-banda.

#### 4.2.1. Ecuaciones de diseño

Bajo las condiciones de carga sobre los puertos directo (#2) y acoplado (#3) del acoplador *branch-line* generalizado impuestas en la Figura 4.9, el sistema matricial de ecuaciones que relaciona las ondas de potencia incidentes y reflejadas referidas a la impedancia  $Z_0$  en los distintos nodos del acoplador,  $\{a_i\}$  y  $\{b_k\}$  ( $i, k \in \{1, 2, 3, 4\}$ ), respectivamente, es el siguiente:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ \mathcal{F}(Z_1, \theta_1) a_2 \\ \mathcal{F}(Z_2, \theta_2) a_3 \\ b_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{11} & S_{14} & S_{13} \\ S_{13} & S_{14} & S_{11} & S_{12} \\ S_{14} & S_{13} & S_{12} & S_{11} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{pmatrix}$$

$$\mathcal{F}(Z, \theta) = \frac{(Z - Z_0) + (Z + Z_0) e^{j2\theta}}{(Z + Z_0) + (Z - Z_0) e^{j2\theta}} \quad (4.16)$$



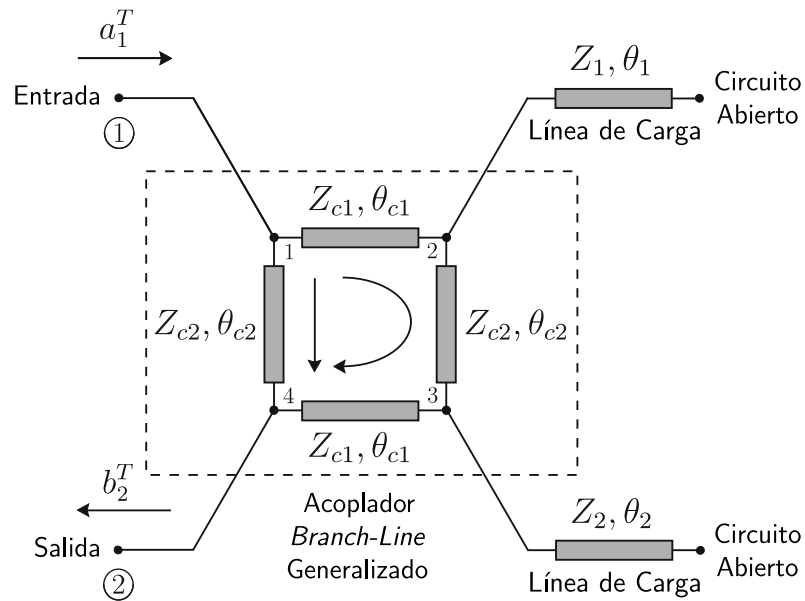


Figura 4.9: Esquema circuital de la sección filtrante transversal multi-banda basada en el acoplador direccional de potencia tipo *branch-line* generalizado.

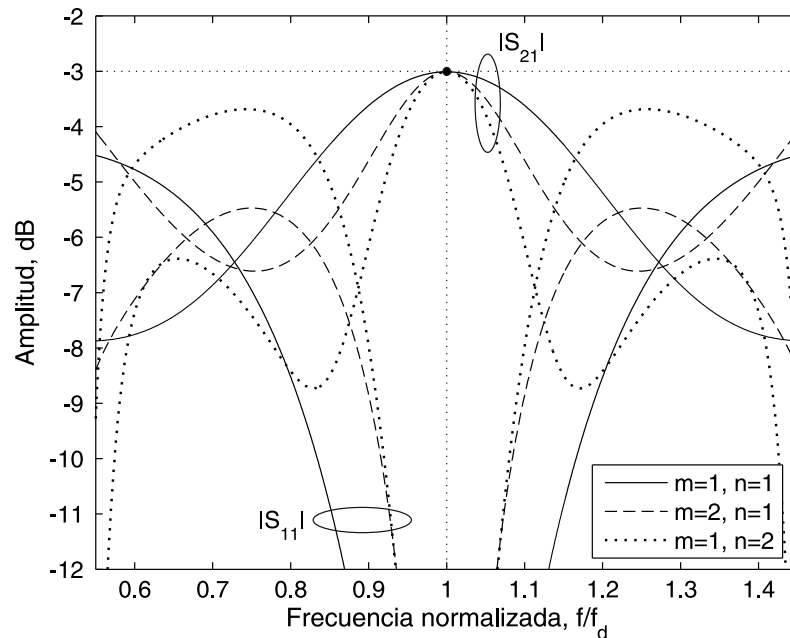


Figura 4.10: Respuesta en transmisión de potencia del puerto #1 al puerto #2 ( $|S_{21}|$ ) y en reflexión de potencia en el puerto #1 ( $|S_{11}|$ ) del acoplador direccional de potencia tipo *branch-line* generalizado para diferentes valores de los índices  $m$  y  $n$  ( $Z_{c1} = Z_0\sqrt{2}$  y  $Z_{c2} = Z_0$ ).

donde  $\{S_{ik}\}$  ( $i, k \in \{1, 2, 3, 4\}$ ) son los parámetros de dispersión del acoplador *branch-line* generalizado.<sup>3</sup> Nótese que, en total, son tan sólo necesarios cuatro parámetros de dispersión diferentes para caracterizar por completo el comportamiento del acoplador, al tratarse de un cuadripolo recíproco con dos planos de simetría física.

Resolviendo el sistema de ecuaciones anterior con impedancias de generador y carga de valor  $Z_0$  en los puertos de entrada (#1) y aislado (#4) del acoplador (i.e.,  $a_4 = 0$ ), resultan las expresiones teóricas de los parámetros de dispersión de la sección filtrante transversal. Dichos parámetros, designados como  $\{S_{ik}^T\}$  ( $i, k \in \{1, 2\}$ ), son

$$S_{11}^T \triangleq \left. \frac{b_1^T}{a_1^T} \right|_{a_2^T=0} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_4=0} = S_{11} + \frac{2S_{12}S_{13}S_{14} - S_{12}^2(S_{11} - \mathcal{F}(Z_1, \theta_1)) - S_{13}^2(S_{11} - \mathcal{F}(Z_2, \theta_2))}{(S_{11} - \mathcal{F}(Z_1, \theta_1))(S_{11} - \mathcal{F}(Z_2, \theta_2)) - S_{14}^2} \quad (4.17)$$

$$S_{12}^T \triangleq \left. \frac{b_1^T}{a_2^T} \right|_{a_1^T=0} = \left. \frac{b_1}{a_4} \right|_{a_1=0} = S_{12} + \frac{S_{14}(S_{12}^2 + S_{13}^2) - S_{12}S_{13}(S_{11} - \mathcal{F}(Z_1, \theta_1) - \mathcal{F}(Z_2, \theta_2))}{(S_{11} - \mathcal{F}(Z_1, \theta_1))(S_{11} - \mathcal{F}(Z_2, \theta_2)) - S_{14}^2} \quad (4.18)$$

$$S_{21}^T \triangleq \left. \frac{b_2^T}{a_1^T} \right|_{a_2^T=0} = \left. \frac{b_4}{a_1} \right|_{a_4=0} = S_{12} + \frac{S_{14}(S_{12}^2 + S_{13}^2) - S_{12}S_{13}(S_{11} - \mathcal{F}(Z_1, \theta_1) - \mathcal{F}(Z_2, \theta_2))}{(S_{11} - \mathcal{F}(Z_1, \theta_1))(S_{11} - \mathcal{F}(Z_2, \theta_2)) - S_{14}^2} \quad (4.19)$$

$$S_{22}^T \triangleq \left. \frac{b_2^T}{a_2^T} \right|_{a_1^T=0} = \left. \frac{b_4}{a_4} \right|_{a_1=0} = S_{11} + \frac{2S_{12}S_{13}S_{14} - S_{12}^2(S_{11} - \mathcal{F}(Z_2, \theta_2)) - S_{13}^2(S_{11} - \mathcal{F}(Z_1, \theta_1))}{(S_{11} - \mathcal{F}(Z_1, \theta_1))(S_{11} - \mathcal{F}(Z_2, \theta_2)) - S_{14}^2}. \quad (4.20)$$

En las fórmulas anteriores,  $\{a_i^T\}$  y  $\{b_k^T\}$  ( $i, k \in \{1, 2\}$ ) son, respectivamente, las ondas de potencia incidentes y reflejadas respecto a  $Z_0$  de la sección filtrante transversal. Obsérvese, además, que de tales ecuaciones se infiere el carácter de reciprocidad (i.e.,  $S_{12}^T = S_{21}^T$ ) y no simetría (i.e.,  $S_{11}^T \neq S_{22}^T$ ) de este tipo de sección transversal.

Tal y como se hizo en el Apartado 4.1.1, por simplicidad en la exposición, se distinguen a continuación los casos de banda de paso dual y múltiples bandas de paso.

<sup>3</sup>Sus expresiones analíticas se corresponden con aquellas proporcionadas en [113], Capítulo 6, pp. 432–433, ecuaciones (6.54a)–(6.54d) y (6.55a)–(6.55d), particularizadas con las fórmulas dadas en (4.15) para  $\theta_{c1}$  y  $\theta_{c2}$  como se muestra en la Figura 4.9.

► **Respuestas paso-banda de banda dual**

El objetivo del presente estudio es deducir fórmulas de diseño para la síntesis de la sección transversal de la Figura 4.9 como red filtrante paso-banda de banda doble. Para ello, se forzarán condiciones similares a las impuestas en el Apartado 4.1.1 sobre la respuesta a conformar, referentes a la creación de un nulo de transmisión —a  $f_z$ — entre bandas duales —centradas en  $f_1$  y  $f_2$ — y simetría espectral respecto al mismo.

Con el fin de simplificar el desarrollo teórico, se considerará a partir de aquí un acoplador convencional *branch-line* de 3 dB con líneas de carga de impedancia característica  $Z_0$  (es decir,  $m = 1$ ,  $n = 1$ ,  $Z_{c1} = Z_0\sqrt{2}$  y  $Z_{c2} = Z_0$  en la Figura 4.9). Esto equivale, matemáticamente, a que

$$[\mathbf{S}]_{3\text{dB}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & -j & -1 & 0 \\ -j & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & -j \\ 0 & -1 & -j & 0 \end{pmatrix} \quad \mathcal{F}(Z_0, \theta) = e^{j2\theta}. \quad (4.21)$$

De este modo, eligiendo  $f_d \equiv f_z$  como frecuencia de diseño del híbrido *branch-line* de 3 dB de la sección filtrante transversal, se obtienen los siguientes resultados:

- La generación de un cero de transmisión de señal a  $f_z$  se produce si

$$S_{21}^T(f_z)|_{3\text{dB}}^{Z_1=Z_2=Z_0} = \frac{-j}{\sqrt{2}} + \frac{e^{j2(\theta_2(f_z)-\theta_1(f_z))} - 1}{2e^{j2\theta_1(f_z)}} = 0. \quad (4.22)$$

Esto implica el cumplimiento de la siguiente relación:

$$\theta_2(f_z) - \theta_1(f_z) = \frac{(2q-1)\pi}{2} \quad q \in \mathbb{N} \quad (4.23)$$

donde se ha asumido, sin pérdida alguna de generalidad, que  $\theta_2 > \theta_1$ . Al igual que para la primera clase de sección filtrante transversal descrita, esto es posible al obtenerse expresiones idénticas en (4.17)–(4.20) si se intercambian  $\theta_1$  y  $\theta_2$ .

- Son bien conocidas las propiedades en módulo ( $|\cdot|$ ) y fase ( $\angle$ ) que seguidamente se indican, satisfechas por los parámetros de dispersión del acoplador *branch-line* de 3 dB diseñado a  $f_z$ :

$$\underline{\text{Módulo:}} \quad |S_{ki}(f_z + \Delta f)|_{3\text{dB}} = |S_{ki}(f_z - \Delta f)|_{3\text{dB}} \quad (4.24)$$

$$\underline{\text{Fase:}} \quad \angle S_{ki}(f_z + \Delta f)|_{3\text{dB}} + \angle S_{ki}(f_z - \Delta f)|_{3\text{dB}} = -|i-k|\pi \quad (4.25)$$

$$\forall \Delta f \in \mathbb{R}^+ \mid \Delta f < f_z \quad \forall i, k \in \{1, 2, 3, 4\}.$$

Mediante inspección de (4.17)–(4.20), es fácil comprobar que dichas propiedades son transferidas a la sección filtrante transversal si se fuerza que

$$\theta_2(f_z + \Delta f) + \theta_2(f_z - \Delta f) = l\pi \quad l \in \mathbb{N} \quad (4.26)$$

o, teniendo en cuenta que  $\theta(f) = (f/f_z)\theta(f_z)$ , si

$$\theta_1(f_z) = \frac{k\pi}{2} \quad \theta_2(f_z) = \frac{l\pi}{2} \quad k, l \in \mathbb{N}. \quad (4.27)$$

Finalmente, a partir de (4.23) y (4.27), se obtienen las ecuaciones de diseño buscadas a la frecuencia  $f_d$  para las variables  $\theta_1$  y  $\theta_2$ , como sigue [114]:

$$\theta_1(f_d) = \frac{(p-1)\pi}{2} \quad \theta_2(f_d) = \frac{(p+2q-2)\pi}{2} \quad p, q \in \mathbb{N}. \quad (4.28)$$

En relación a estas fórmulas, es importante enfatizar su generalidad. Efectivamente, aunque se ha asumido una situación particular para su deducción, dichas expresiones son válidas independientemente de los valores del resto de parámetros de diseño. De esta forma, mediante su empleo para la síntesis de las líneas de carga en la sección filtrante transversal, queda asegurada la consecución de funciones de transferencia con simetría espectral respecto a la frecuencia de transmisión de potencia nula a  $f_z$ . No obstante, a diferencia de lo visto para la sección transversal basada en dos líneas conectadas en paralelo, no se puede obtener, en este caso, fórmula analítica alguna que garantice transmisión de potencia total a las frecuencias paso-banda  $f_1$  y  $f_2$ . Esto es consecuencia del gran número de variables tipo impedancia característica involucradas en el diseño de esta sección transversal, como se infiere de (4.17)–(4.20). El cumplimiento de este requisito (condición 1) en el Apartado 4.1.1 exigirá, pues, un ajuste adecuado de tales parámetros para valores fijos de los índices  $m$ ,  $n$ ,  $p$  y  $q$ .

En la Figura 4.11 se proporcionan varios ejemplos de la respuesta en transmisión de potencia sintetizada a partir de la sección filtrante transversal basada en el acoplador direccional de potencia tipo *branch-line* generalizado, satisfaciendo todos los requisitos de diseño establecidos. Como se aprecia, todas ellas corresponden a funciones de transferencia de banda de paso dual altamente selectivas mediante la creación de múltiples ceros de transmisión a ambos lados de cada banda de paso.

#### ► Respuestas con un número arbitrario de bandas de paso

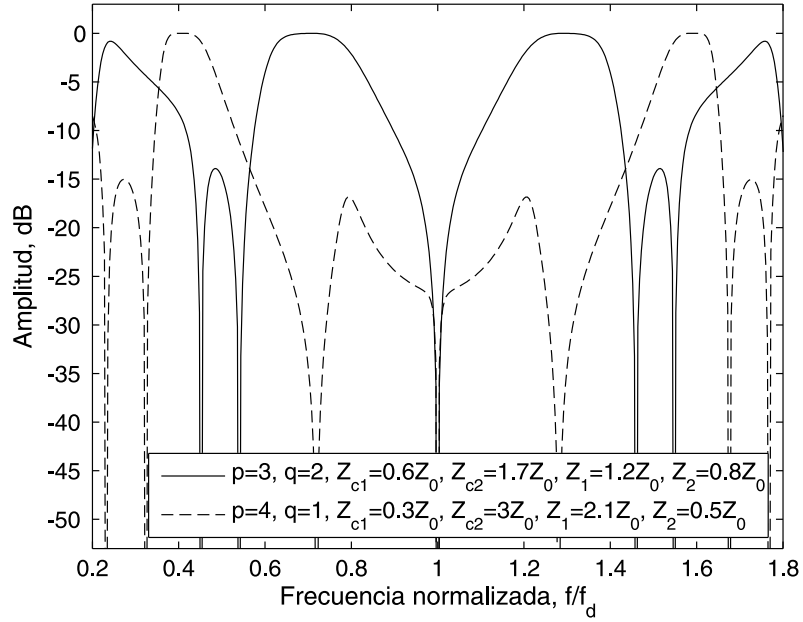
Mediante el uso de esta clase de sección transversal, también es factible el conformado de acciones de filtrado multi-banda con cualquier número de bandas de paso. Todo ello manteniéndose la creación de ceros de transmisión entre bandas de paso, como condición clave en la obtención de pendientes de rechazo abruptas en las mismas.

Asimismo, tal y como se hizo en el Apartado 4.1.1 para la sección transversal basada en dos líneas de transmisión en paralelo, es posible en este caso deducir familias de soluciones para los parámetros  $\theta_{c1}$ ,  $\theta_{c2}$ ,  $\theta_1$  y  $\theta_2$  que garanticen la generación de  $N$  bandas de paso ( $N \in \mathbb{N}$ ) en cada intervalo espectral  $[2(k-1)f_d, 2kf_d)$ ,  $k \in \mathbb{N}$ . Por ejemplo, mediante el siguiente conjunto de ecuaciones:

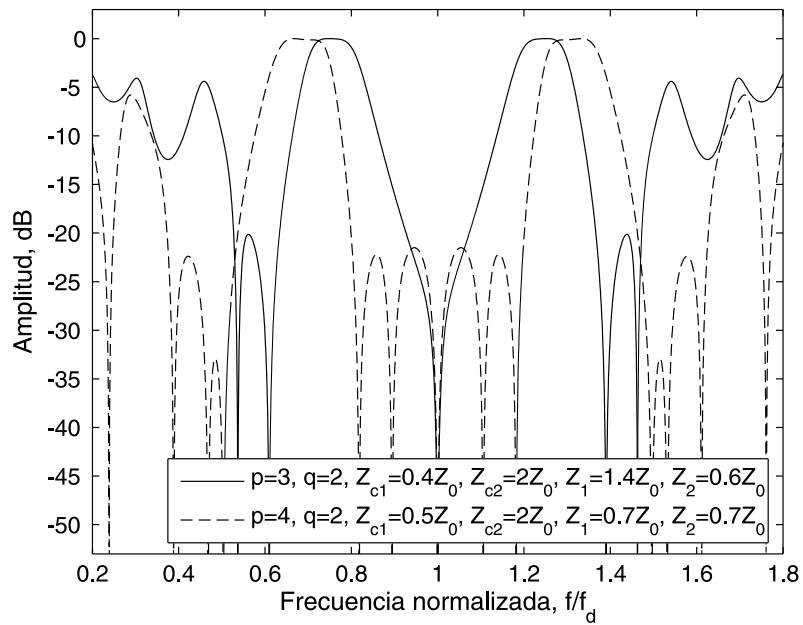
$$\theta_{c1}(f_d) = \theta_{c2}(f_d) = \frac{\pi}{2} \quad \theta_1(f_d) = 0 \quad \theta_2(f_d) = \frac{(N-1)\pi}{2} \quad (4.29)$$

donde los parámetros de diseño de impedancia de línea permanecen como variables útiles para ajustar las características espectrales de las distintas bandas de paso.

A modo ilustrativo, se muestran en la Figura 4.12 dos ejemplos de las respuestas en transmisión y reflexión de potencia sintetizadas mediante (4.29) asociadas a la sección transversal basada en el acoplador de potencia tipo *branch-line* generalizado. En concreto, dichas curvas se corresponden con funciones de filtrado multi-banda con tres y seis bandas de paso (i.e., de banda de paso triple y séxtuple, respectivamente).



(a)  $m = 1, n = 1$ .



(b)  $m = 2, n = 1$ .

Figura 4.11: Ejemplos de la respuesta en transmisión de potencia ( $|S_{21}^T|$ ) sintetizada mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en el acoplador direccional de potencia tipo *branch-line* generalizado ((4.15) y (4.28)).

Nótese que, a diferencia de lo visto para la sección transversal anterior, no es posible asegurar para este tipo de red filtrante la obtención de ceros de reflexión de potencia perfectos como frecuencias centrales de las bandas de paso generadas para  $N > 2$ . De igual forma, la formulación de expresiones analíticas para dichas frecuencias es inviable, debido al elevado número de variables de diseño de esta sección transversal.

#### 4.2.2. Control de las características espectrales de la función de transferencia multi-banda

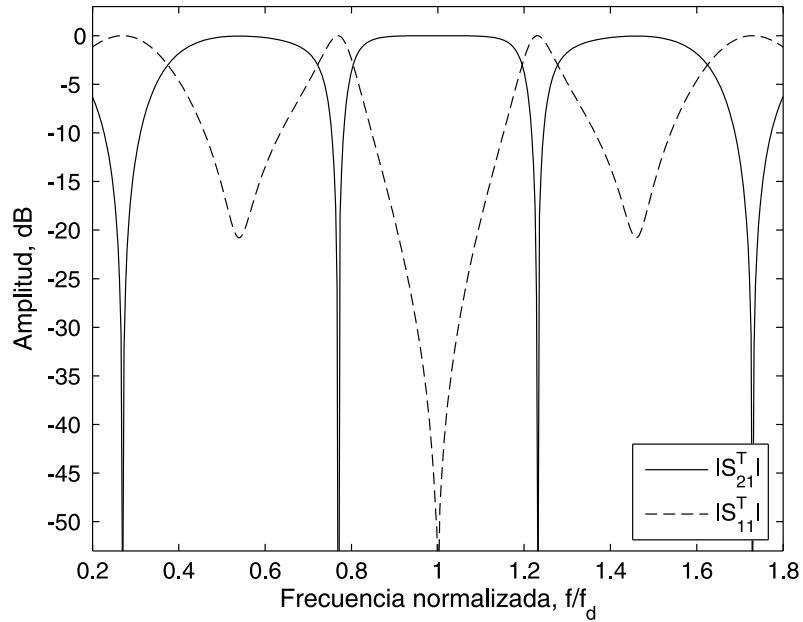
Bajo las condiciones de diseño expuestas en (4.15) y (4.28), es posible controlar las distintas prestaciones de la acción filtrante multi-banda generada mediante este tipo de sección transversal a través de sus parámetros de impedancia de línea. En relación a dicha flexibilidad de diseño, algunos ejemplos son los siguientes:

- Actuando únicamente sobre las variables  $Z_{c1}$ ,  $Z_{c2}$  y  $Z_2$  pueden ajustarse tanto las frecuencias centrales como las anchuras espectrales de las bandas de paso de la función de transferencia multi-banda sintetizada. Esto se demuestra en la Figura 4.13 para el caso  $m = 1$ ,  $n = 1$ ,  $p = 3$  y  $q = 2$ , donde se observa como dicho control es factible sin modificación significativa de tanto niveles de rechazo como posiciones de ceros de transmisión de potencia fuera de banda.
- Mediante la sección transversal bajo estudio, también es posible la obtención de perfiles filtrantes multi-banda con bandas de paso equirrizadas y múltiples ceros de transmisión entre las mismas. Esto queda validado en la Figura 4.14 para el caso  $m = 2$ ,  $n = 1$ ,  $p = 4$  y  $q = 2$ , con el conformado de una respuesta filtrante con dos bandas de paso equirrizadas formadas por dos polos simples.

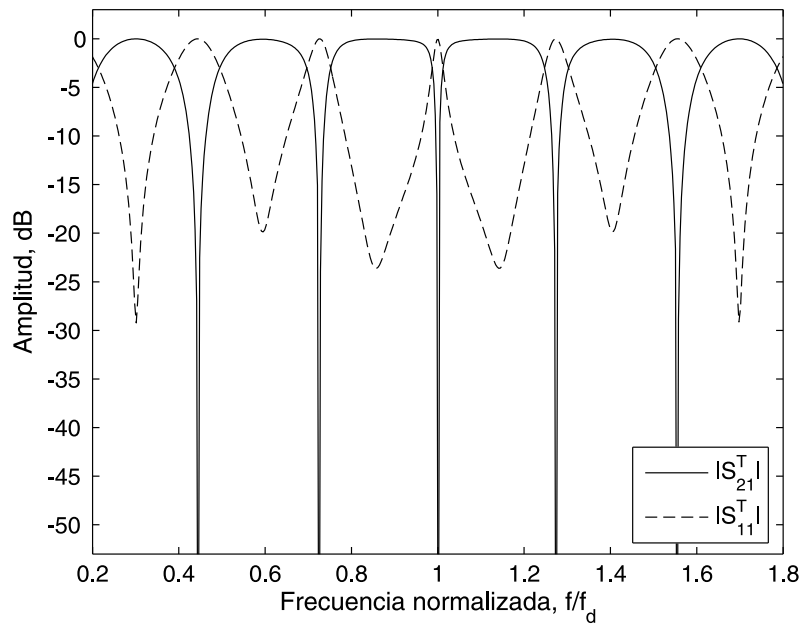
Finalmente, de forma análoga a la sección transversal vista en el Apartado 4.1.1, debe remarcar la adecuación de la sección filtrante basada en el acoplador *branch-line* generalizado para la consecución de funciones de transferencia multi-banda de asimetría espectral moderada. Esto queda refrendado en la Figura 4.15, donde se muestra cómo la respuesta de doble banda representada en la Figura 4.11(a) para  $m = 1$ ,  $n = 1$ ,  $p = 3$  y  $q = 2$  en (4.15) y (4.28) (i.e.,  $\theta_{c1}(f_d) = 0.5\pi$ ,  $\theta_{c2}(f_d) = 0.5\pi$ ,  $\theta_1(f_d) = \pi$  y  $\theta_2(f_d) = 2.5\pi$ ) se convierte en un perfil filtrante asimétrico tras variar ligeramente los valores de las longitudes eléctricas de dichos segmentos de línea —modificación de  $\pm 0.03\pi$ — y las variables tipo impedancia característica.<sup>4</sup> En particular, para dicha función de transferencia, resultan bandas de paso inferior y superior de segundo orden tipo maximalmente plano y equirrizado, respectivamente, con distinta anchura espectral y niveles de rechazo de potencia próximos a banda.

---

<sup>4</sup>De igual manera que para la sección transversal del Apartado 4.1.1, no es posible asegurar en tal caso la generación de un cero de transmisión de señal a la frecuencia de diseño  $f_d$  (i.e.,  $f_z \neq f_d$ ) así como de frecuencias en banda con reflexión total de potencia a la entrada, al dejar de cumplirse los requisitos impuestos en (4.15) y (4.28).



(a)  $N = 3$ .



(b)  $N = 6$ .

Figura 4.12: Ejemplos de la respuesta en transmisión ( $|S_{21}^T|$ ) y reflexión ( $|S_{11}^T|$ ) de potencia sintetizada mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en el acoplador direccional de potencia tipo *branch-line* generalizado ( $Z_{c1} = 2Z_0$ ,  $Z_{c2} = 0.415Z_0$ ,  $Z_2 = 0.3Z_0$  y longitudes eléctricas según (4.29)).

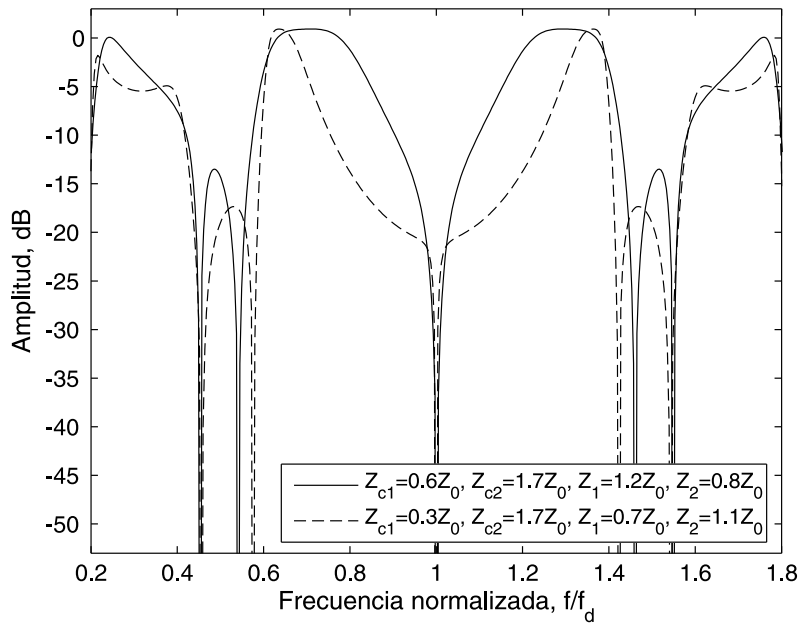


Figura 4.13: Ejemplo de control de frecuencias centrales y anchuras espectrales de la respuesta en transmisión de potencia ( $|S_{21}^T|$ ) sintetizada mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en el acoplador direccional de potencia tipo *branch-line* generalizado ( $m = 1$ ,  $n = 1$ ,  $p = 3$  y  $q = 2$  en (4.15) y (4.28)).

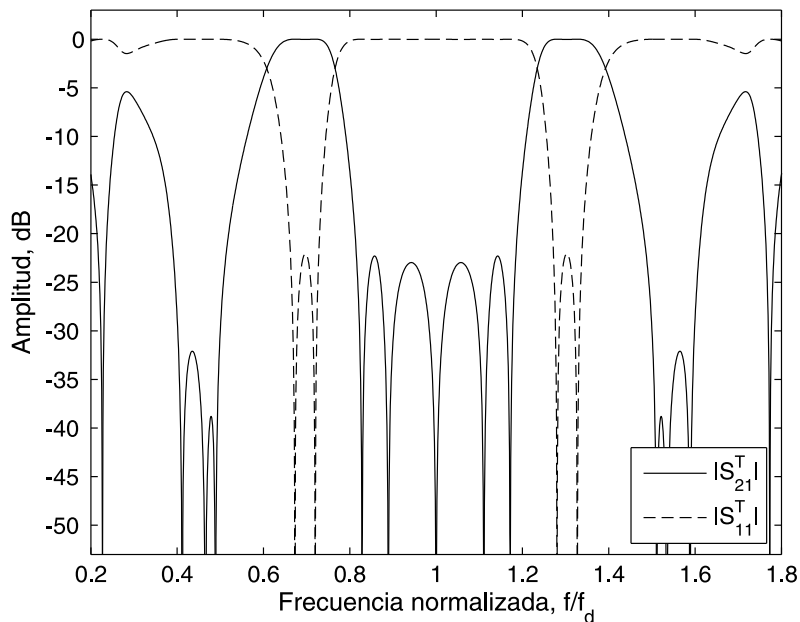


Figura 4.14: Ejemplo de respuestas en transmisión ( $|S_{21}^T|$ ) y reflexión ( $|S_{11}^T|$ ) de potencia sintetizadas de banda dual con bandas de paso equirrizadas mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en el acoplador direccional de potencia tipo *branch-line* generalizado ( $m = 2$ ,  $n = 1$ ,  $p = 4$  y  $q = 2$  en (4.15) y (4.28),  $Z_{c1} = 0.54Z_0$ ,  $Z_{c2} = 2.1Z_0$ ,  $Z_1 = 0.6Z_0$  y  $Z_2 = 1.15Z_0$ ).



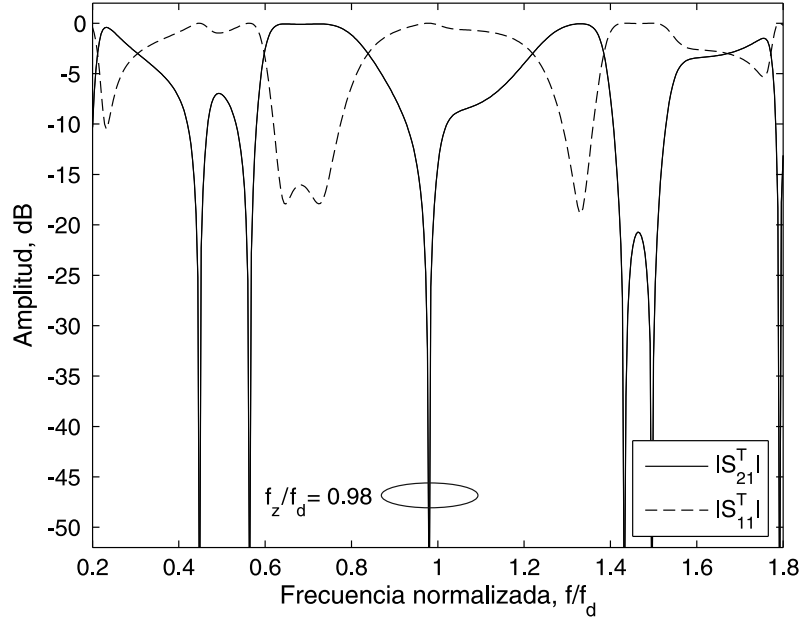


Figura 4.15: Ejemplo de respuestas en transmisión ( $|S_{21}^T|$ ) y reflexión ( $|S_{11}^T|$ ) de potencia sintetizadas de banda dual con bandas de paso moderadamente asimétricas mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en el acoplador direccional de potencia tipo *branch-line* generalizado ( $\theta_{c1}(f_d) = 0.47\pi$ ,  $\theta_{c2}(f_d) = 0.47\pi$ ,  $\theta_1(f_d) = 1.03\pi$ ,  $\theta_2(f_d) = 2.53\pi$ ,  $Z_{c1} = 0.6Z_0$ ,  $Z_{c2} = 1.6Z_0$ ,  $Z_1 = 1.4Z_0$  y  $Z_2 = 1.2Z_0$ ).

### 4.3. Sección filtrante transversal multi-banda basada en divisores de potencia

Como último tipo de sección filtrante transversal multi-banda, se propone a continuación el empleo de divisores de potencia con múltiples salidas. En particular, por sus prestaciones de funcionamiento como red filtrante transversal multi-banda, se hará uso de un divisor de potencia de cuatro puertos tipo polígono de Bagley [115].

El esquema circuital de la sección filtrante transversal multi-banda basada en el divisor de potencia de cuatro puertos mencionado se muestra en la Figura 4.16. Nótese que, en dicha configuración circuital, los terminales de salida simétricos del divisor (#2 y #4) están cargados con tramos de línea de transmisión acabados en circuito abierto, mientras que el nodo de salida restante (#3) se ha tomado como puerto de salida de la misma. De este modo, se obtiene una sección transversal análoga a la ideada en el Apartado 4.2 mediante el acoplador direccional tipo *branch-line* en modo reflexión, con dos caminos de propagación de señal independientes a interferir. Las impedancias características de las líneas de transmisión de carga se representan mediante  $Z_1, Z_2 \in \mathbb{R}^+$ , mientras que sus parámetros de longitud eléctrica se denotan como  $\theta_1, \theta_2 \in \mathbb{R}^+$ . Las impedancias características de las líneas constitutivas del divisor de potencia se designan como  $Z_{d1}, Z_{d2} \in \mathbb{R}^+$ . Por otro lado, en la versión generalizada del divisor de potencia tipo polígono de Bagley que se propone para la presente aplicación de filtrado, las longitudes eléctricas  $\theta_{d1}, \theta_{d2} \in \mathbb{R}^+$  de dichas

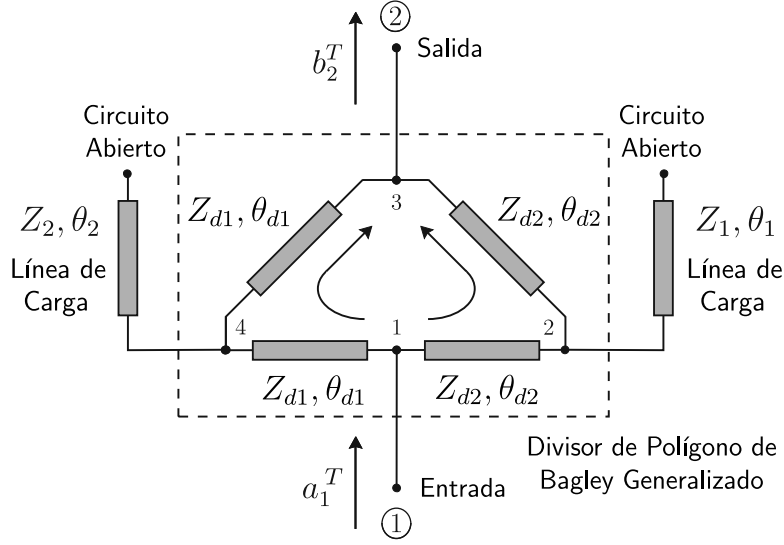


Figura 4.16: Esquema circuital de la sección filtrante transversal multi-banda basada en el divisor de potencia de cuatro puertos tipo polígono de Bagley generalizado.

líneas han de seleccionarse a la frecuencia de diseño  $f_d \in \mathbb{R}^+$  como se indica:

$$\theta_{d1}(f_d) = \frac{(2m-1)\pi}{2} \quad \theta_{d2}(f_d) = n\pi \quad m, n \in \mathbb{N}. \quad (4.30)$$

De forma similar a la sección transversal basada en el acoplador *branch-line*, la razón de usar un esquema generalizado para el divisor de potencia tipo polígono de Bagley reside en su potencial para sintetizar un mayor número de acciones filtrantes. En efecto, la topología tradicional de dicho divisor resulta eligiendo  $m = 1$  y  $n = 1$  en la versión generalizada de la Figura 4.16. Concretamente, para  $Z_{d1} = Z_{d2} = 2Z_0/\sqrt{3}$  se obtiene una división de potencia simétrica entre sus tres puertos de salida (#2, #3 y #4) y reflexión de señal nula en su terminal de entrada (#1) a  $f_d$  (i.e.,  $|S_{21}| = |S_{31}| = |S_{41}| = 1/\sqrt{3} [\equiv -4.77 \text{ dB}]$  y  $|S_{11}| = 0$  a  $f_d$ ). Esto queda demostrado en la Figura 4.17, donde también se observa el cumplimiento de dicho funcionamiento independientemente de los índices  $m$  y  $n$ . Por contra, esto no se satisface para valores espectrales distintos de  $f_d$ , derivándose un comportamiento eléctrico diferente en el divisor generalizado tipo polígono de Bagley en función de los valores de  $m$  y  $n$ . Dicha cualidad es altamente deseable en su utilización como circuito filtrante multi-banda para el conformado de funciones de transferencia de diversas características.

A continuación se detallan las fórmulas de diseño correspondientes para la síntesis de perfiles filtrantes paso-banda multi-banda mediante esta clase de red transversal. Su obtención requiere de un estudio teórico similar al realizado en el Apartado 4.2.1 para la sección filtrante anterior, y que en este caso se omite por simplicidad.

#### 4.3.1. Ecuaciones de diseño

Tal y como se esbozó en la Figura 4.4, el conformado de acciones filtrantes multi-banda con un número  $N$  par o impar de bandas de paso ( $N \in \mathbb{N}$ ) para cada periodo

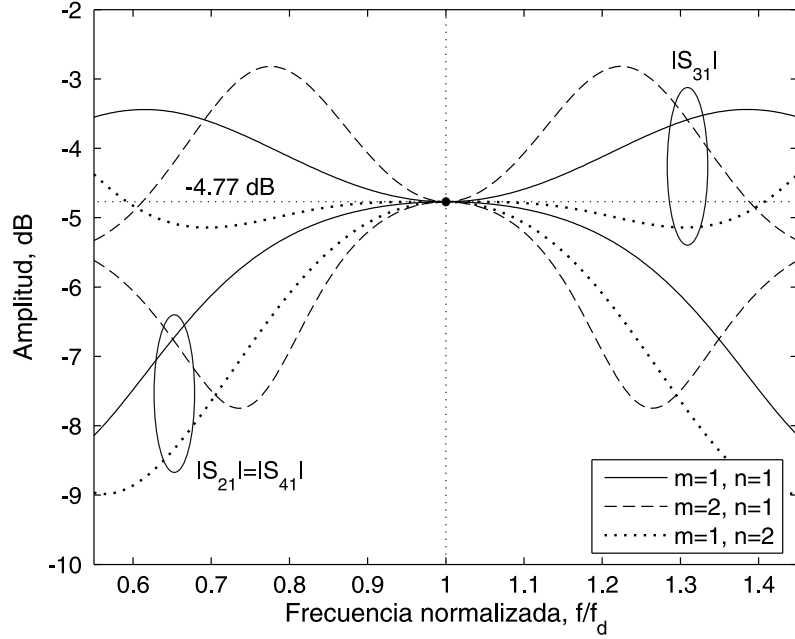


Figura 4.17: Respuestas en transmisión de potencia del puerto #1 a los puertos #2 ( $|S_{21}| = |S_{41}|$ ) y #3 ( $|S_{31}|$ ) del divisor de potencia de cuatro puertos tipo polígono de Bagley generalizado para diferentes valores de los índices  $m$  y  $n$  ( $Z_{d1} = Z_{d2} = 2Z_0/\sqrt{3}$ ).

espectral  $[2(k-1)f_d, 2kf_d]$ ,  $k \in \mathbb{N}$  ( $f_d \in \mathbb{R}^+$  es la frecuencia de diseño) requiere la generación de un cero de transmisión o reflexión de potencia, respectivamente, a  $f_d$ . Para ello, debe hacerse uso de las siguientes ecuaciones de diseño para las variables  $Z_{d1}$ ,  $Z_{d2}$ ,  $\theta_{d1}$  y  $\theta_{d2}$  [116]:

$$\frac{1}{Z_{d1}} + \frac{1}{Z_{d2}} = \frac{1}{Z_0} \quad (4.31)$$

- Cero de transmisión a  $f_d$  ( $N$  par):

$$\theta_1(f_d) = \frac{(2p-1)\pi}{2} \quad \theta_2(f_d) = \frac{(q-1)\pi}{2} \quad p, q \in \mathbb{N} \quad (4.32)$$

- Cero de reflexión a  $f_d$  ( $N$  impar):

$$\theta_1(f_d) = p\pi \quad \theta_2(f_d) = q\pi \quad p, q \in \mathbb{N} \cup \{0\}. \quad (4.33)$$

Debe indicarse, de igual forma que para la sección filtrante transversal basada en el acoplador direccional tipo *branch-line*, que las fórmulas anteriores no aseguran la obtención de frecuencias en banda asociadas a ceros de reflexión perfectos para todas las bandas de paso producidas. Dicha condición se satisfará, en menor o mayor medida, tras el correcto ajuste de los valores de los parámetros de diseño  $Z_1$  y  $Z_2$ .

En las Figuras 4.18 y 4.19 se proporcionan, respectivamente, ejemplos de respuestas en transmisión de potencia asociadas a la sección filtrante transversal multi-banda basada en el divisor de potencia de cuatro puertos tipo polígono de Bagley generalizado para  $N$  par ((4.30)–(4.32)) e impar ((4.30), (4.31) y (4.33)). Como se

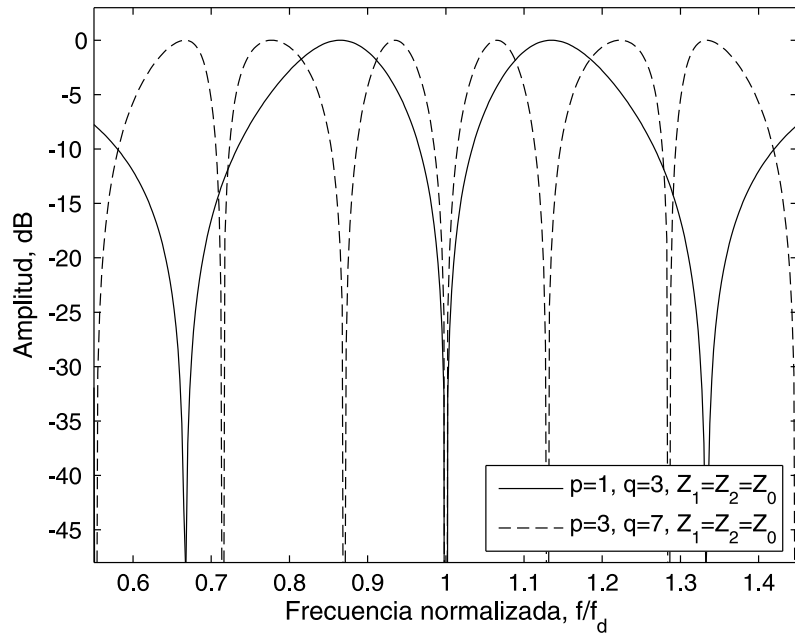
observa, las funciones de transferencia multi-banda obtenidas, con nulos de transmisión de señal entre bandas ocasionados por fenómenos de interferencia destructiva entre señales, validan totalmente la utilidad de las ecuaciones de síntesis deducidas.

### 4.3.2. Control de las características espectrales de la función de transferencia multi-banda

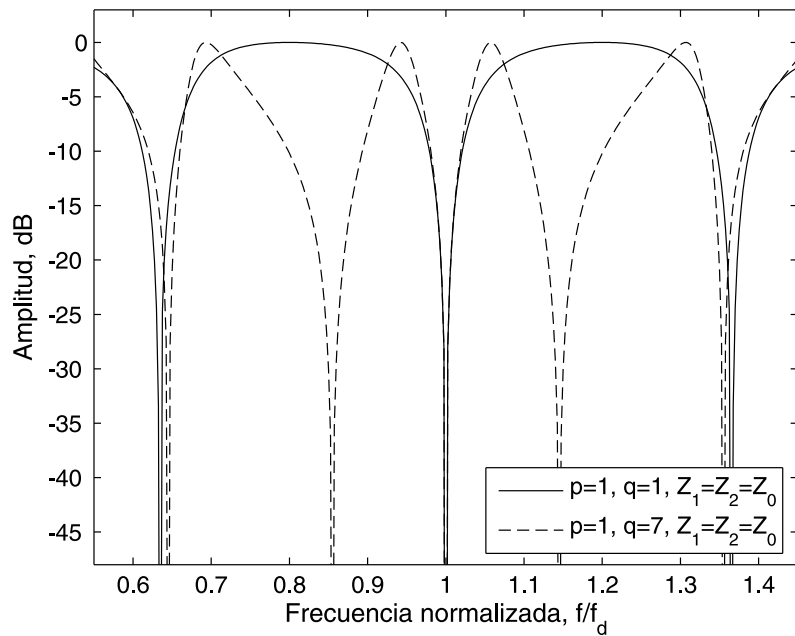
Sin lugar a dudas, de las tres secciones filtrantes presentadas, la basada en el divisor de potencia generalizado tipo polígono de Bagley es la que ofrece mayor flexibilidad en el ajuste de las características de su función de transferencia multi-banda. En efecto, para dicha sección interferencial y bajo las condiciones de diseño obtenidas, resulta factible un control continuo de frecuencias centrales, anchos de banda y niveles de rechazo de potencia fuera de banda en su respuesta filtrante, a través de sus variables tipo impedancia. Ejemplos a este respecto se describen a continuación:

- El parámetro de impedancia  $Z_1$  asociado a la primera línea de carga permite controlar tanto niveles de rechazo de potencia como anchura espectral de las bandas atenuadas, mientras se conservan las prestaciones en banda de las bandas de paso sintetizadas. Dicha capacidad de ajuste queda confirmada en la Figura 4.20 para una acción de filtrado de doble banda ( $m = 1, n = 2, p = 1$  y  $q = 5$  en (4.30) y (4.32),  $Z_{d1} = Z_{d2} = 2Z_0$  en (4.31) y  $Z_2 = 2Z_0/5$ ).
- La impedancia característica  $Z_2$  de la segunda línea de carga permite ajustar las frecuencias centrales de las bandas de paso conformadas. Esto se valida en la Figura 4.21 para la respuesta filtrante anterior ( $m = 1, n = 2, p = 1$  y  $q = 5$  en (4.30) y (4.32),  $Z_{d1} = Z_{d2} = 2Z_0$  en (4.31) y  $Z_1 = Z_0/5$ ), viéndose como la separación entre bandas de paso aumenta con el incremento de  $Z_2$ .
- Mediante la variación simultánea de las impedancias de línea  $Z_1$  y  $Z_2$  para el caso  $Z_1 = Z_2$ , es posible modificar la anchura espectral de las bandas de paso generadas. Lo anterior queda demostrado en la Figura 4.22 para un perfil filtrante con múltiples bandas de paso ( $m = 1, n = 2, p = 4$  y  $q = 4$  en (4.30) y (4.33) y  $Z_{d1} = Z_{d2} = 2Z_0$  en (4.31)). Como se observa, valores mayores de  $Z_1$  y  $Z_2$  ocasionan bandas espectrales operativas más anchas en tal respuesta.

También ha de remarcarse, de igual forma que para las secciones interferenciales anteriores, la posibilidad de síntesis mediante este tercer tipo de sección transversal de respuestas filtrantes multi-banda con bandas de paso moderadamente asimétricas. Como prueba de ello, obsérvese la función de transferencia representada en la Figura 4.23 correspondiente a los siguientes parámetros de diseño:  $\theta_{d1}(f_d) = 0.6\pi$ ,  $\theta_{d2}(f_d) = 1.9\pi$ ,  $\theta_1(f_d) = 0.6\pi$ ,  $\theta_2(f_d) = 2.1\pi$ ,  $Z_{d1} = Z_{d2} = 2Z_0$  y  $Z_1 = Z_2 = 2Z_0/5$ . Respecto a que  $f_z \neq f_d$  para dicha respuesta de banda dual, las mismas razones que se indicaron para las dos secciones transversales anteriores son aplicables a este caso.

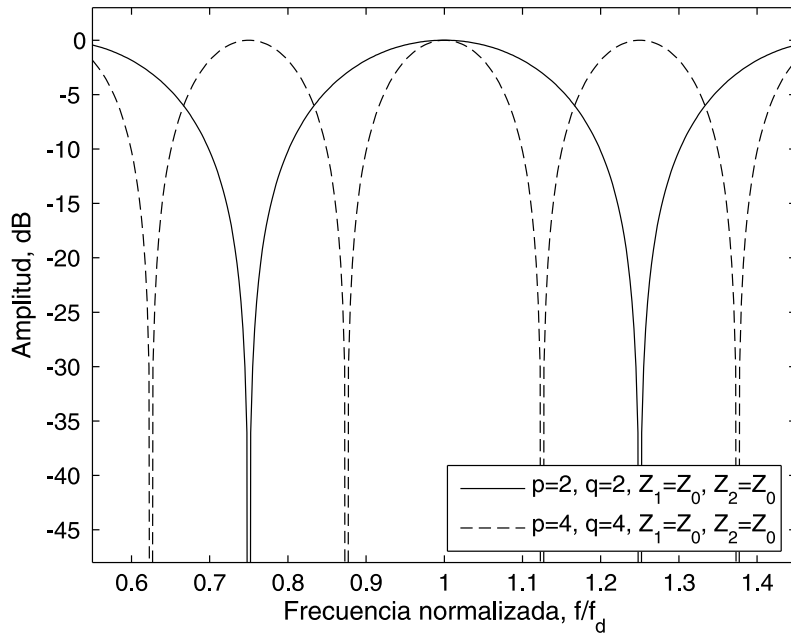


(a)

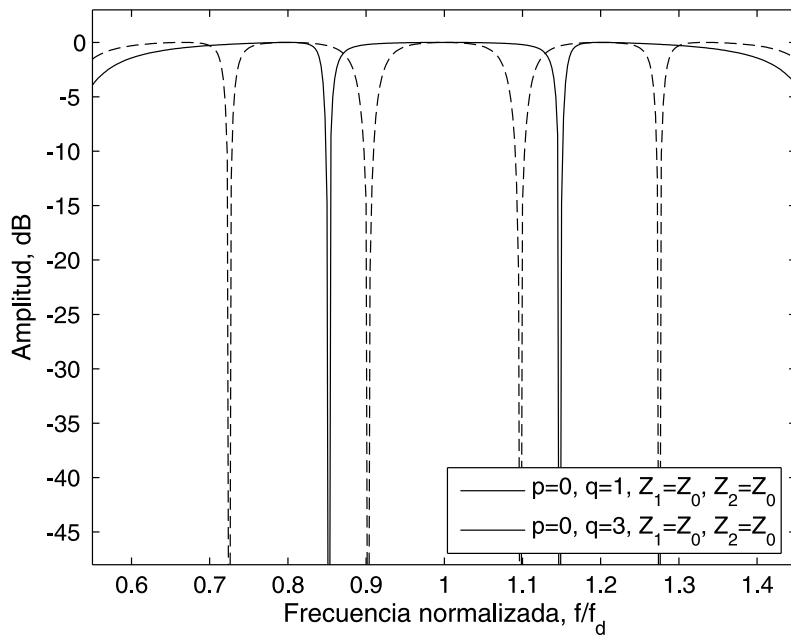


(b)

Figura 4.18: Ejemplos de la respuesta en transmisión de potencia ( $|S_{21}^T|$ ) sintetizada mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en el divisor de potencia de cuatro puertos tipo polígono de Bagley generalizado ( $m = 1$  y  $n = 1$  en (4.30) y  $Z_{d1} = Z_{d2} = 2Z_0$  en (4.31)).



(a)



(b)

Figura 4.19: Ejemplos de la respuesta en transmisión de potencia ( $|S_{21}^T|^2$ ) sintetizada mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en el divisor de potencia de cuatro puertos tipo polígono de Bagley generalizado ( $m = 1$  y  $n = 2$  en (4.30) y  $Z_{d1} = Z_{d2} = 2Z_0$  en (4.31)).

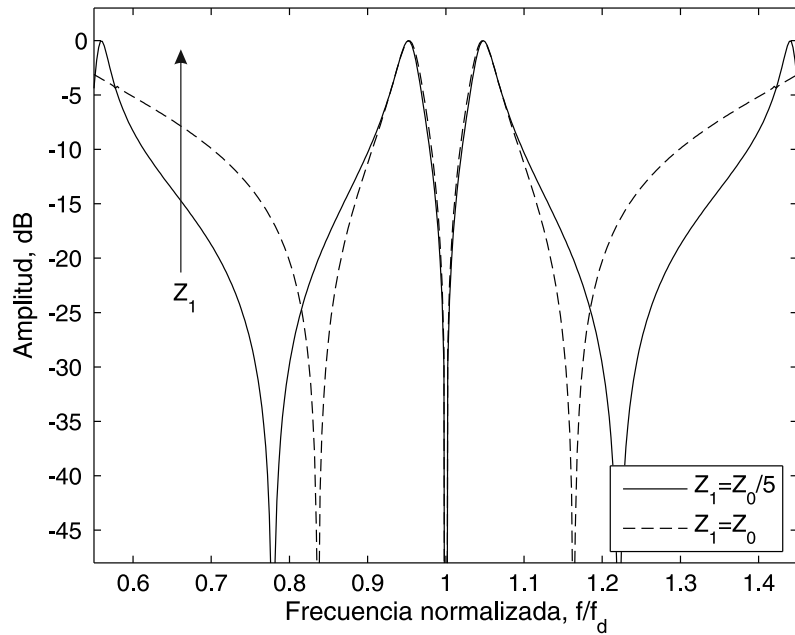


Figura 4.20: Ejemplo de control de prestaciones de rechazo de potencia fuera de banda de la respuesta en transmisión de potencia ( $|S_{21}^T|$ ) sintetizada mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en el divisor de potencia de cuatro puertos tipo polígono de Bagley generalizado ( $m = 1$ ,  $n = 2$ ,  $p = 1$  y  $q = 5$  en (4.30) y (4.32),  $Z_{d1} = Z_{d2} = 2Z_0$  en (4.31) y  $Z_2 = 2Z_0/5$ ).

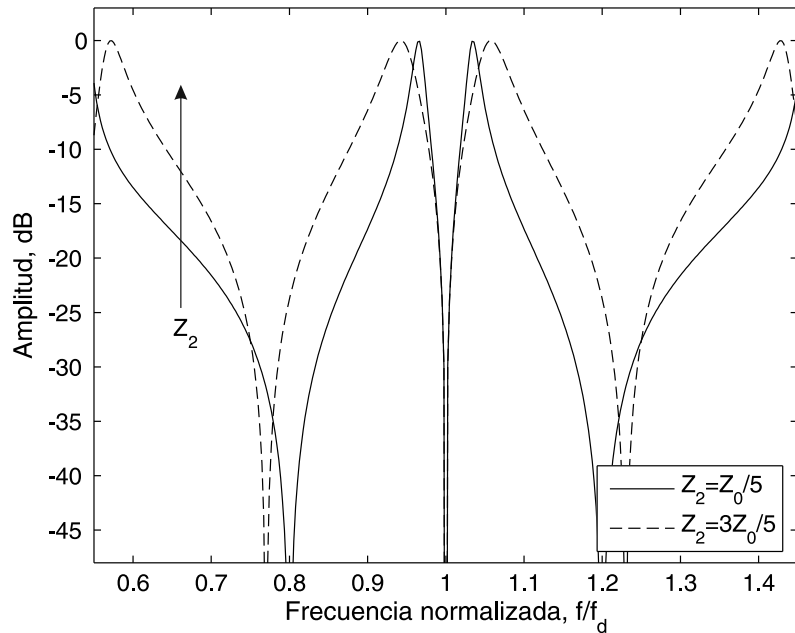


Figura 4.21: Ejemplo de control de frecuencias centrales de la respuesta en transmisión de potencia ( $|S_{21}^T|$ ) sintetizada mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en el divisor de potencia de cuatro puertos tipo polígono de Bagley generalizado ( $m = 1$ ,  $n = 2$ ,  $p = 1$  y  $q = 5$  en (4.30) y (4.32),  $Z_{d1} = Z_{d2} = 2Z_0$  en (4.31) y  $Z_1 = Z_0/5$ ).

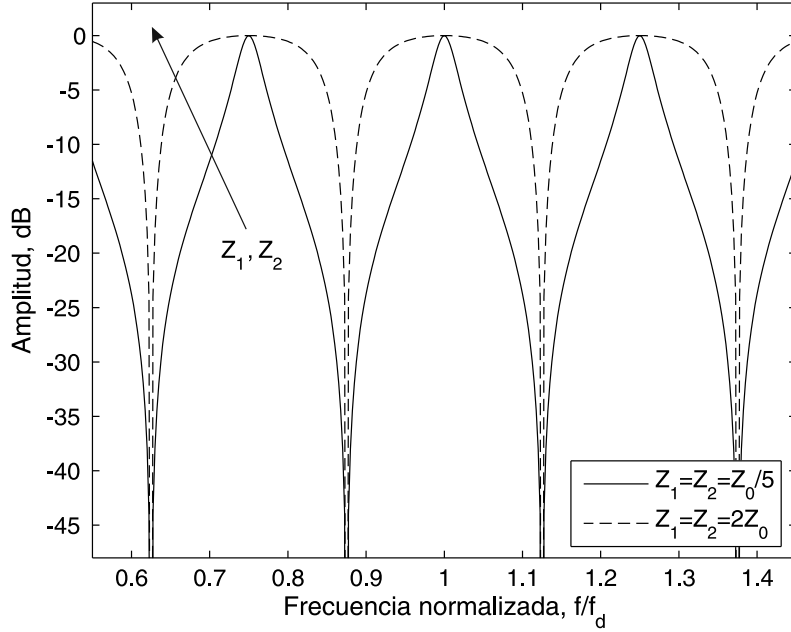


Figura 4.22: Ejemplo de control de anchos de banda operativos de la respuesta en transmisión de potencia ( $|S_{21}^T|$ ) sintetizada mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en el divisor de potencia de cuatro puertos tipo polígono de Bagley generalizado ( $m = 1$ ,  $n = 2$ ,  $p = 4$  y  $q = 4$  en (4.30) y (4.33) y  $Z_{d1} = Z_{d2} = 2Z_0$  en (4.31)).

#### 4.4. Resultados experimentales

Con el propósito de demostrar la aplicabilidad práctica de las secciones interferenciales analizadas para el desarrollo de filtros paso-banda multi-banda de microondas, se han diseñado, construido y medido diversos prototipos en tecnología *microstrip*. En concreto, dichos circuitos se corresponden con cuatro topologías filtrantes de banda de paso doble y otras dos de banda de paso cuádruple y séxtuple, respectivamente. Para su implementación, se han usado dos tipos de sustrato cuyas principales características se detallan a continuación (parámetros eléctricos caracterizados a 10 GHz):

- Sustrato de cerámica orgánica TLC-30 de *Taconic*<sup>TM</sup>: constante dieléctrica relativa  $\epsilon_r = 3 (\pm 0.05)$ , altura de dieléctrico  $h = 1.52$  mm, espesor del conductor  $t = 35$   $\mu\text{m}$  y tangente de pérdidas de dieléctrico  $\tan \delta_D = 0.003$  [117].
- Sustrato de cerámica orgánica CER-10 de *Taconic*<sup>TM</sup>: constante dieléctrica relativa  $\epsilon_r = 10 (\pm 0.05)$ , altura de dieléctrico  $h = 1.19$  mm, espesor del conductor  $t = 35$   $\mu\text{m}$  y tangente de pérdidas de dieléctrico  $\tan \delta_D = 0.0035$  [55].

En cuanto a los medios logísticos utilizados en los procesos de modelado, simulación y medida de los circuitos mencionados, son los siguientes:

- Programa comercial *Libra* y herramienta asociada *LineCalc* de *HP-Eesoft*<sup>TM</sup>: simulación circuital y cálculo de las dimensiones físicas de los tramos de línea de transmisión constitutivos a partir de sus parámetros ideales [118].



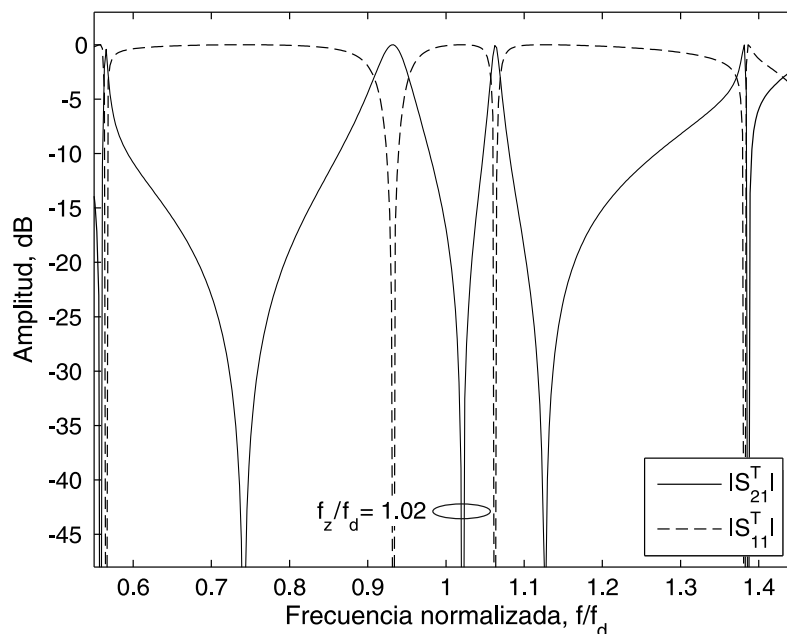


Figura 4.23: Ejemplo de respuestas en transmisión ( $|S_{21}^T|$ ) y reflexión ( $|S_{11}^T|$ ) de potencia sintetizadas de banda dual con bandas de paso moderadamente asimétricas mediante la sección filtrante transversal multi-banda basada en el divisor de potencia de cuatro puertos tipo polígono de Bagley generalizado ( $\theta_{d1}(f_d) = 0.6\pi$ ,  $\theta_{d2}(f_d) = 1.9\pi$ ,  $\theta_1(f_d) = 0.6\pi$ ,  $\theta_2(f_d) = 2.1\pi$ ,  $Z_{d1} = Z_{d2} = 2Z_0$  y  $Z_1 = Z_2 = 2Z_0/5$ ).

- Programa comercial *High Frequency Structure Simulator* v10.0 (HFSS) de *Ansoft*<sup>TM</sup>: simulación electromagnética 3D de onda completa mediante el método de los elementos finitos (FEM) [119].
- Analizador de redes vectorial modelo HP-8720C de *Agilent*<sup>TM</sup>: caracterización experimental [120].

#### 4.4.1. Prototipos basados en la sección filtrante transversal multi-banda formada por dos líneas de transmisión en paralelo

Seguidamente se presentan los resultados más relevantes relativos al diseño, fabricación y caracterización de los prototipos de filtros paso-banda multi-banda concebidos, agrupados según la clase de sección de interferencia transversal que los forma.

##### ► Filtro paso-banda de banda dual en 1.4/2.6 GHz

Como primer ejemplo práctico, se ha desarrollado un filtro paso-banda con dos bandas de paso centradas en 1.4 y 2.6 GHz [102]. Para tales bandas, se ha elegido una anchura espectral absoluta referida a 3 dB igual a 250 MHz (es decir, ancho de banda relativo a 3 dB del 17.9% y 9.6% para la banda inferior y superior, respectivamente).

De cara a incrementar la selectividad filtrante de la función de transferencia sintetizada, dicho prototipo se ha diseñado mediante la conexión en cascada de tres

secciones interferenciales idénticas. Nótese que beneficios adicionales del cascadeo entre secciones frente a otras técnicas de conexión entre etapas, como la interacción vía acoplo electromagnético, son los siguientes: 1) mayor sencillez de implementación y 2) minimización de las pérdidas de inserción de potencia con la eliminación de fenómenos indeseados de radiación de señal derivados de la presencia de acoplamientos. En cuanto a la metodología de síntesis y de igual forma que en su versión homóloga de banda de paso única o mono-banda (e.g., [98]), se han aplicado las ecuaciones y reglas de diseño descritas en el Apartado 4.1.1 para la sección transversal aislada, como aproximación de bajo orden de la respuesta filtrante total a sintetizar. No obstante, cierto proceso de optimización sobre el circuito multi-etapa final mediante el empleo del simulador circuital comercial ha resultado inevitable. En este sentido, para disminuir las pérdidas de reflexión de potencia en las bandas de paso, se han incluido sendos tramos de línea de transmisión adaptadora a la entrada/salida del prototipo.

La respuesta en transmisión y reflexión de potencia ideal del filtro paso-banda de doble banda sintetizado, así como la respuesta en transmisión de potencia ideal de su sección filtrante transversal constitutiva, se representan en la Figura 4.24. Los valores de las variables de diseño finales obtenidos para dicho circuito se indican a continuación ( $Z_0 = 50 \Omega$  y  $f_d = 2$  GHz):

- Sección filtrante transversal:  $m = 1$ ,  $n = 1$ ,  $Z_1 = 26.5 \Omega$  y  $Z_2 = 49.6 \Omega$  según (4.6)–(4.8) (soluciones Tipo 1).
- Línea de cascada entre secciones: segmento de longitud  $\lambda/2$  a  $f_d$  e impedancia característica de valor  $57.2 \Omega$ .
- Línea adaptadora entrada/salida: segmento de longitud  $\lambda/4$  a  $f_d$  e impedancia característica de valor  $56.8 \Omega$ .

Como se aprecia en la Figura 4.24, se obtiene una respuesta filtrante de banda dual con bandas de paso equirrizadas de cuarto orden y nivel mínimo de adaptación de potencia igual a 23.5 dB. Debe destacarse, además, la generación de tres ceros de transmisión de potencia en las frecuencias desnormalizadas de valor 1.169, 2 y 2.831 GHz, y que dan lugar a transiciones muy abruptas entre bandas de paso y atenuadas.

El esquemático y fotografía del prototipo final construido (sustrato CER-10) se adjuntan en la Figura 4.25. Sus parámetros en transmisión y reflexión de potencia simulados —modelo circuital— y medidos se muestran en la Figura 4.26. Debe destacarse la notable concordancia obtenida entre resultados teóricos y experimentales. Las prestaciones principales del prototipo medido, correspondientes a sus bandas de paso inferior y superior, respectivamente, son las siguientes: frecuencias centrales de 1.38 y 2.55 GHz, anchos de banda absolutos a 3 dB de valor 259 y 228 MHz (i.e., del 18.8 % y 8.9 % en términos relativos), pérdidas de inserción de potencia mínimas iguales a 0.73 y 1.5 dB, niveles mínimos de adaptación de potencia en banda de valor 17.8 y 15.1 dB y variación máxima de retardos de grupo en banda de 3.1 y 3.2 nsg.

Finalmente, ha de señalarse la posibilidad de aumentar la anchura espectral de las bandas atenuadas en dicho circuito si la aplicación así lo requiere. Técnicas eficaces propuestas en la literatura especializada para dicho fin, entre otras, son las basadas en la conexión en cascada de una etapa filtrante de banda eliminada con el

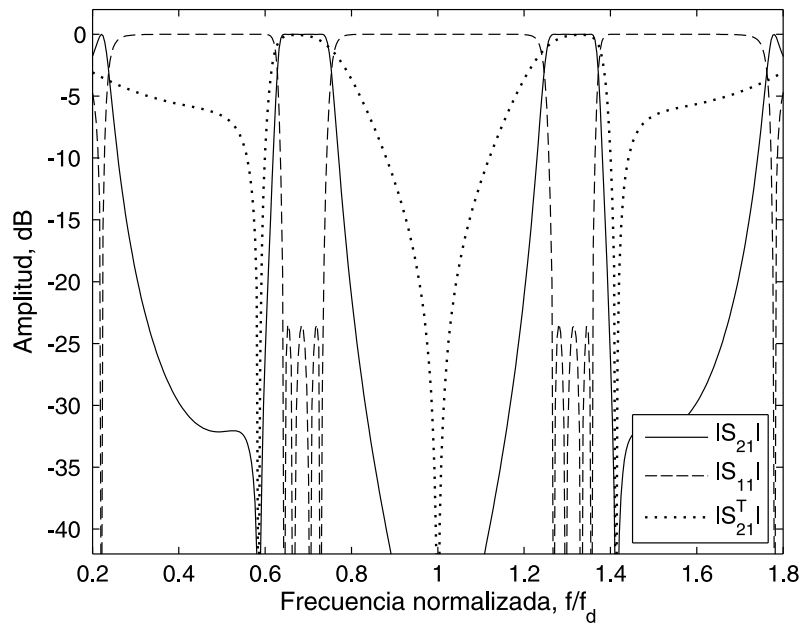
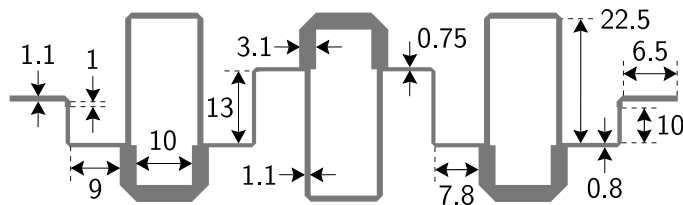
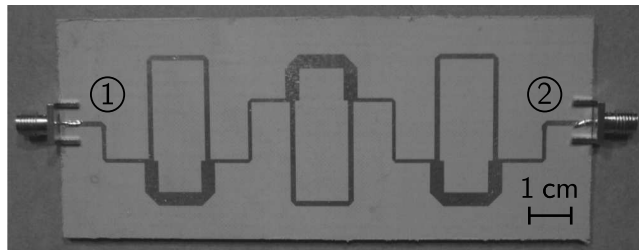


Figura 4.24: Respuesta en transmisión ( $|S_{21}|$ ) y reflexión ( $|S_{11}|$ ) de potencia ideal del filtro paso-banda de banda dual sintetizado y respuesta en transmisión de potencia ( $|S_{21}^T|$ ) ideal de la sección filtrante transversal aislada basada en dos líneas de transmisión en paralelo.



(a) Esquemático (dimensiones en mm).



(b) Fotografía.

Figura 4.25: Esquemático y fotografía del prototipo de filtro con doble banda de paso construido mediante la sección filtrante transversal basada en dos líneas de transmisión en paralelo (sustrato CER-10).

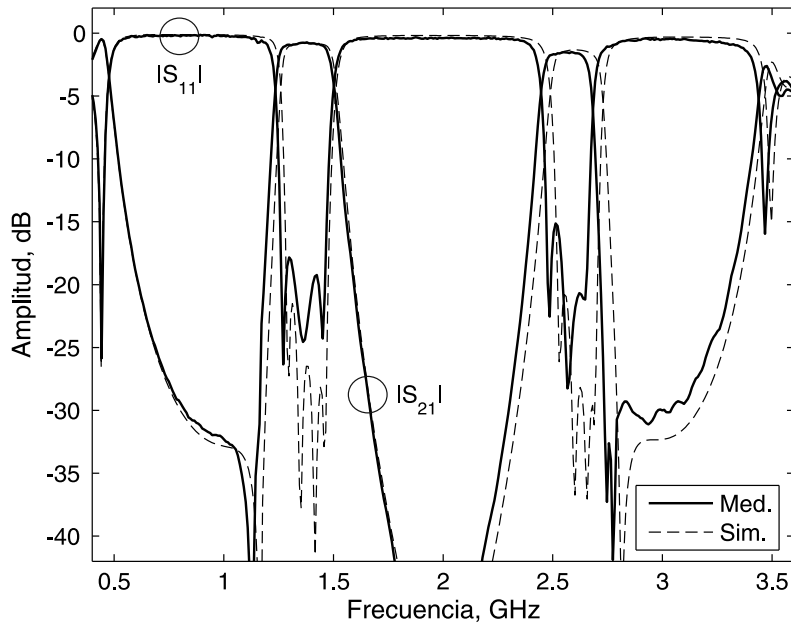


Figura 4.26: Respuestas en transmisión ( $|S_{21}|$ ) y reflexión ( $|S_{11}|$ ) de potencia simuladas —modelo circuital— y medidas del prototipo de filtro con doble banda de paso construido mediante la sección filtrante transversal basada en dos líneas de transmisión en paralelo.

filtro total, la utilización de etapas entrada/salida de línea acoplada en configuración interdigital, y el empleo de estructuras de plano de masa defectuoso/flotante o DGSs (*Defected Ground Structures*) e inspiradas en metamateriales [121]–[124].

#### ► Filtro paso-banda de banda séxtuple en 0.85–3.15 GHz

El segundo ejemplo experimental consiste en un prototipo de filtro paso-banda con seis bandas de paso ubicadas en el intervalo de frecuencias 0.85–3.15 GHz [125]. Básicamente, se trata de una versión de banda séxtuple del circuito de banda dual anterior, realizada mediante la conexión en cascada de dos secciones interferenciales similares. En este caso, se ha fijado un ancho de banda absoluto a 3 dB de 100 MHz (i.e., anchos de banda relativos a 3 dB del 10.8 %, 7.4 %, 5.6 %, 4.5 %, 3.8 % y 3.3 % referidas a las frecuencias centrales sintetizadas desde la banda inferior a la superior, respectivamente) y un nivel de adaptación de potencia en banda mayor que 20 dB.

La respuesta en transmisión y reflexión de potencia ideal del filtro paso-banda de banda séxtuple ideado se muestran en la Figura 4.27. A modo comparativo, también se incluye la respuesta en transmisión de potencia de la sección interferencial aislada. Para dicho filtro, los valores de los parámetros de diseño asociados son los siguientes ( $Z_0 = 50 \Omega$  y  $f_d = 2$  GHz):

- Sección filtrante transversal:  $N = 8$ ,  $Z_1 = 25.5 \Omega$  y  $Z_2 = 50.6 \Omega$  según (4.12)–(4.14).<sup>5</sup>

<sup>5</sup>Nótese que, si bien esta sección filtrante poseerá ocho bandas de paso ( $N = 8$ ) según la teoría expuesta en el Apartado 4.2.1, solamente seis de ellas pueden adaptarse convenientemente mediante la

- Línea de cascada entre secciones: segmento de longitud  $\lambda/2$  a  $f_d$  e impedancia característica de valor  $52.5 \Omega$ .
- Línea adaptadora entrada/salida: segmento de longitud  $\lambda/4$  a  $f_d$  e impedancia característica de valor  $52.5 \Omega$ .

Como se observa en la Figura 4.27, se consigue un perfil filtrante de banda séxtuple con bandas de paso equirrizadas de tercer orden. Ha de enfatizarse, de igual forma que para el ejemplo anterior, la creación de ceros de transmisión de potencia para las frecuencias desnormalizadas de valor 0.85, 1.26, 1.65, 2, 2.35, 2.74 y 3.15 GHz, y que ocasionan fuertes niveles de rechazo de potencia entre bandas de paso adyacentes.

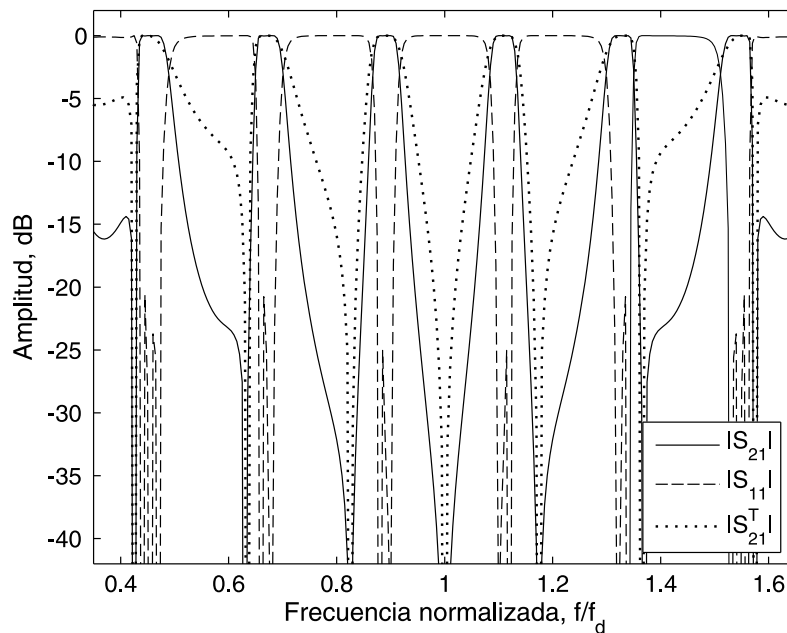


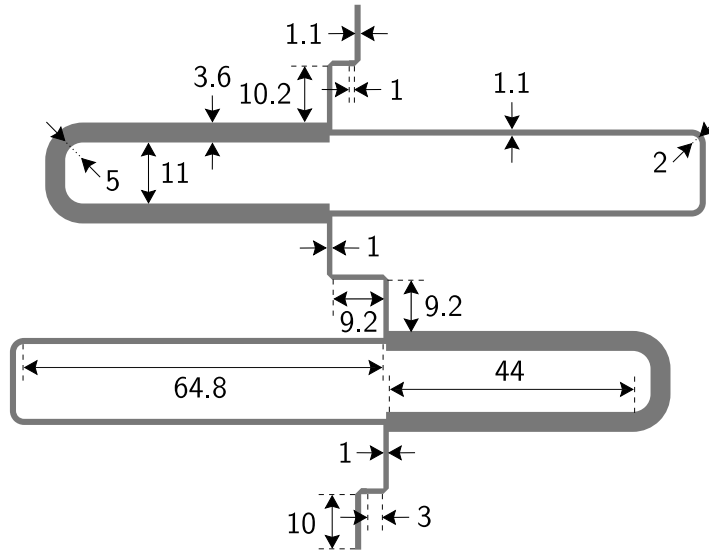
Figura 4.27: Respuesta en transmisión ( $|S_{21}|$ ) y reflexión ( $|S_{11}|$ ) de potencia ideal del filtro paso-banda de banda séxtuple sintetizado y respuesta en transmisión de potencia ( $|S_{21}^T|$ ) ideal de la sección filtrante transversal aislada basada en dos líneas de transmisión en paralelo.

El esquemático y la fotografía del prototipo final fabricado (sustrato CER-10) se dan en la Figura 4.28. Las curvas en transmisión y reflexión de potencia simuladas —modelo circuital y electromagnético— y medidas para este circuito se representan en la Figura 4.29. Aunque la concordancia obtenida entre las medidas y la simulación circuital es razonable, se observan ciertas diferencias en los resultados experimentales en forma de picos de resonancia espurios en algunas transiciones entre bandas. Dichas discrepancias, tal y como atestigua la simulación electromagnética realizada tras el proceso de caracterización, pueden atribuirse a fenómenos de acoplamiento de señal indeseados no contemplados por el simulador circuital. Obviamente, y aunque en menor medida, las tolerancias de fabricación también afectan en lo anterior. Las prestaciones principales del prototipo medido, enumeradas desde la banda de paso inferior a la superior, respectivamente, son las que seguidamente se indican:

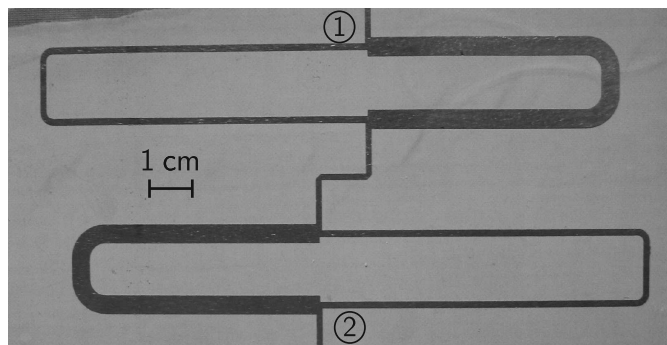
---

cascada de las dos secciones. Las dos restantes quedan, por tanto, como bandas espurias indeseadas.

frecuencias centrales iguales a 0.92, 1.34, 1.77, 2.19, 2.61 y 3.02 GHz, anchos de banda absolutos a 3 dB de 85.6, 114.4, 59.5, 96.5, 73.3 y 90.6 MHz (i.e., del 9.3%, 8.5%, 3.4%, 4.4%, 2.8% y 3% en términos porcentuales), pérdidas de inserción de potencia mínimas de valor 0.8, 1.1, 2.1, 2.1, 2.5 y 2.2 dB, niveles mínimos de adaptación de potencia en banda iguales a 11.1, 15.2, 11.5, 13.3, 15.3 y 15.7 dB y variación máxima de retardos de grupo en banda de 9.1, 5.3, 2.7, 3.2, 5.3 y 5.6 ns.



(a) Esquemático (dimensiones en mm).



(b) Fotografía.

Figura 4.28: Esquemático y fotografía del prototipo de filtro con banda de paso séxtuple construido mediante la sección filtrante transversal basada en dos líneas de transmisión en paralelo (sustrato CER-10).

► **Filtro paso-banda de banda dual altamente asimétrico en 1.3/2.5 GHz**

Como tercer ejemplo de prototipo circuital basado en la sección filtrante transversal formada por dos líneas de transmisión en paralelo, se ha diseñado un filtro

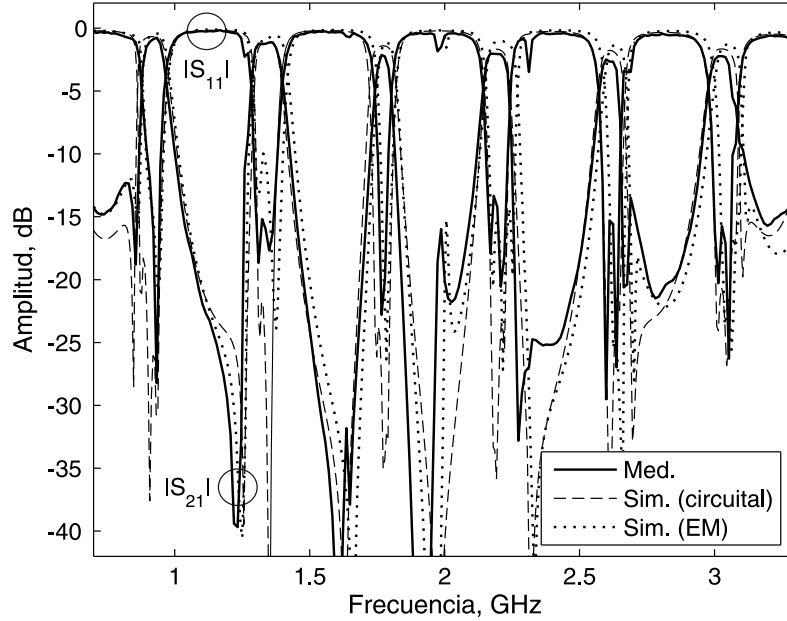


Figura 4.29: Respuestas en transmisión ( $|S_{21}|$ ) y reflexión ( $|S_{11}|$ ) de potencia simuladas —modelo circuital y electromagnético (EM)— y medidas del prototipo de filtro con banda de paso séxtuple construido mediante la sección filtrante transversal basada en dos líneas de transmisión en paralelo.

paso-banda de banda dual en 1.3/2.5 GHz con fuerte asimetría en frecuencia [125]. En particular, se trata de una topología filtrante de doble banda con bandas de paso inferior y superior tipo equirrizada (o Chebyshev) y maximalmente plana (o Butterworth), respectivamente, y de anchuras espectrales absolutas referidas a 3 dB iguales a 400 y 100 MHz (i.e., anchos de banda relativos a 3 dB del 30.8% y 4%).

Nótese que, para conseguir tal grado de asimetría espectral entre bandas de paso, no sólo en términos de anchura espectral sino incluso en tipo de perfil filtrante, se ha usado una modificación de la sección filtrante transversal propuesta en la Figura 4.1. Dicha variante consiste en el empleo de líneas de transmisión de salto de impedancia en los caminos de propagación de señal de la sección transversal, en lugar de las líneas de transmisión con impedancia característica homogénea inicialmente consideradas. Se trata, pues, de la extrapolación al área de filtros interferenciales de los conceptos involucrados en filtros paso-banda de microondas en sustratos planos con resonadores acoplados de salto de impedancia o SIRs (*Stepped-Impedance Resonators*) y tradicionalmente desarrollados con los siguientes propósitos: en respuestas de índole mono-banda, para la consecución de acciones filtrantes con banda eliminada libre de espurios mediante el desplazamiento de dichas resonancias indeseadas a rangos de frecuencia superiores [126]; en funciones de transferencia de carácter multi-banda, para el conformado de bandas de paso con distintas características espectrales [127]–[129].

En el prototipo de filtro ideado, se ha partido de una sección filtrante transversal con  $m = 1$  y  $n = 1$  (i.e.,  $\theta_1(f_d) = 2\pi$  y  $\theta_2(f_d) = \pi$ ) en (4.6)–(4.8) (soluciones Tipo 1). Tal sección ha sido posteriormente modificada en base a la equivalencia circuital mos-

trada en la Figura 4.30, entre una línea de transmisión resonante en circuito abierto y de media longitud de onda a  $f_d$  y su versión homóloga de salto de impedancia [105]. En esta figura,  $Z_a, Z_b \in \mathbb{R}^+$  y  $\theta_a, \theta_b \in \mathbb{R}^+$  representan, respectivamente, las impedancias características y longitudes eléctricas de la línea de salto de impedancia. De esta forma, haciendo uso de dicha equivalencia en el tramo de línea de transmisión de longitud  $2\pi$  a  $f_d$  asociado a la sección transversal de inicio, se obtiene la sección interferencial modificada de salto de impedancia que se esboza en la Figura 4.31. A modo ilustrativo, se detalla en la Figura 4.32 la respuesta en transmisión y reflexión de potencia correspondiente a un ejemplo de perfil filtrante de doble banda de paso sintetizado mediante esta clase de sección transversal de salto de impedancia ( $Z_2 = Z_0/2$ ,  $Z_a = 3Z_0/5$ ,  $Z_b = 11Z_0/10$ ,  $\theta_a(f_d) = 0.384\pi$  y  $\theta_b(f_d) = 7\pi/36$ ). Obsérvese que el grado de asimetría espectral entre bandas de paso obtenido con dicha sección interferencial modificada refrenda totalmente su utilidad para este fin.

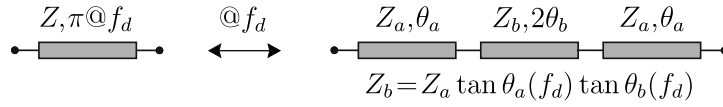


Figura 4.30: Línea de transmisión resonante en circuito abierto de media longitud de onda e impedancia homogénea y su equivalente a  $f_d$  de salto de impedancia.

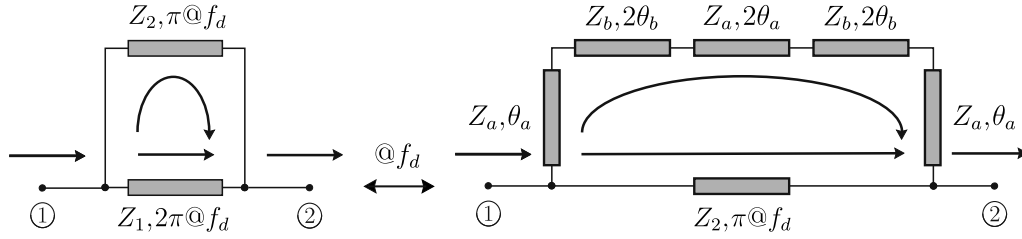


Figura 4.31: Sección filtrante transversal mediante dos líneas de transmisión en paralelo para  $m = 1$  y  $n = 1$  (i.e.,  $\theta_1(f_d) = 2\pi$  y  $\theta_2(f_d) = \pi$ ) en (4.6)–(4.8) (soluciones Tipo 1) y modificación propuesta mediante la equivalencia mostrada en la Figura 4.30.

Las respuestas en transmisión y reflexión de potencia ideal del filtro paso-banda de banda dual altamente asimétrico sintetizado se representan en la Figura 4.33. En tal figura, también se adjunta la respuesta en transmisión de potencia de su sección transversal aislada de salto de impedancia. Los valores de las variables de diseño de dicho circuito, formado por la cascada adaptada de dos secciones interferenciales modificadas idénticas (Figura 4.31), son los siguientes ( $Z_0 = 50 \Omega$  y  $f_d = 2 \text{ GHz}$ ):

- Sección filtrante transversal:  $Z_2 = 30 \Omega$ ,  $Z_a = 30 \Omega$ ,  $Z_b = 75 \Omega$ ,  $\theta_2(f_d) = \pi$ ,  $\theta_a(f_d) = 0.403\pi$  y  $\theta_b(f_d) = 0.113\pi$ .
- Línea de cascada entre secciones: segmento de longitud  $\lambda/4$  a  $f_d$  e impedancia característica de valor  $78.6 \Omega$ .
- Línea adaptadora entrada/salida: segmento de longitud  $\lambda/4$  a  $f_d$  e impedancia característica de valor  $45.7 \Omega$ .



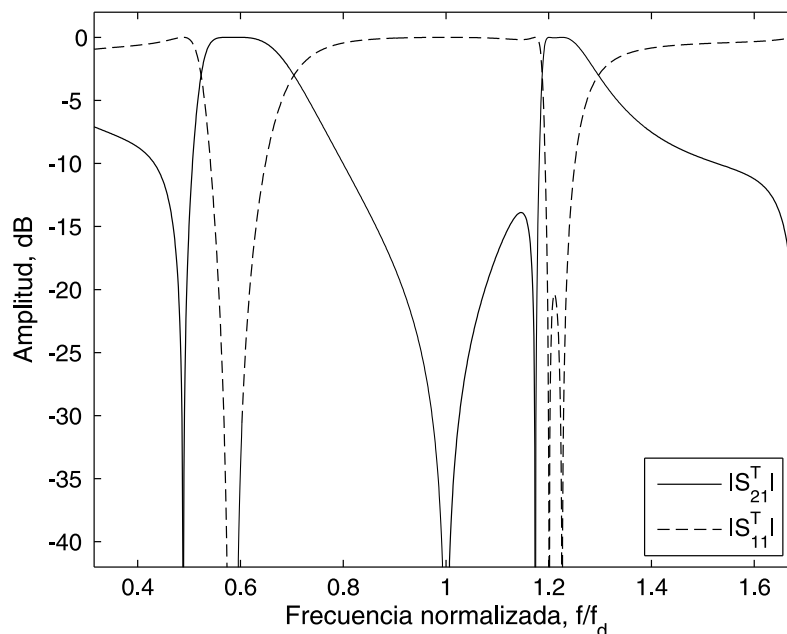


Figura 4.32: Ejemplo de respuesta en transmisión ( $|S_{21}^T|$ ) y reflexión ( $|S_{11}^T|$ ) de potencia sintetizada mediante la sección filtrante transversal modificada de salto de impedancia de la Figura 4.31 ( $Z_2 = Z_0/2$ ,  $Z_a = 3Z_0/5$ ,  $Z_b = 11Z_0/10$ ,  $\theta_a(f_d) = 0.384\pi$  y  $\theta_b(f_d) = 7\pi/36$ ).

Como se demuestra, mediante la cascada de ambas secciones, el perfil filtrante de bajo orden de la sección transversal aislada se transforma en una función de transferencia de banda dual muy selectiva y con múltiples ceros de transmisión fuera de banda. Destáquese, de nuevo, la obtención de un distinto tipo de característica filtrante para la banda de paso inferior y superior. Esto supone un mayor grado de flexibilidad de diseño que en topologías filtrantes multi-banda fundamentadas en resonadores acoplados y transformaciones multi-frecuencia, donde la clase de respuesta filtrante impuesta sobre el prototipo mono-banda normalizado a transformar va a definir un mismo tipo de función de filtrado para todas las bandas de paso generadas [130],[38].

El esquemático y fotografía del prototipo final construido (sustrato CER-10) se muestran en la Figura 4.34. Las curvas en transmisión y reflexión de potencia simuladas —modelo circuital— y medidas para el mismo se adjuntan en la Figura 4.35. De nuevo, cabe enfatizar el parecido obtenido entre resultados teóricos y experimentales. Las prestaciones principales del prototipo medido, correspondientes a sus bandas de paso inferior y superior, respectivamente, son las siguientes: frecuencias centrales de 1.34 y 2.44 GHz, anchos de banda absolutos a 3 dB de valor 412 y 72 MHz (i.e., del 30.8% y 3% en términos relativos), pérdidas de inserción de potencia mínimas iguales a 0.35 y 1.5 dB, niveles mínimos de adaptación de potencia en banda de valor 20.9 y 11 dB y variación máxima de retardos de grupo en banda de 7.6 y 0.9 nsg.

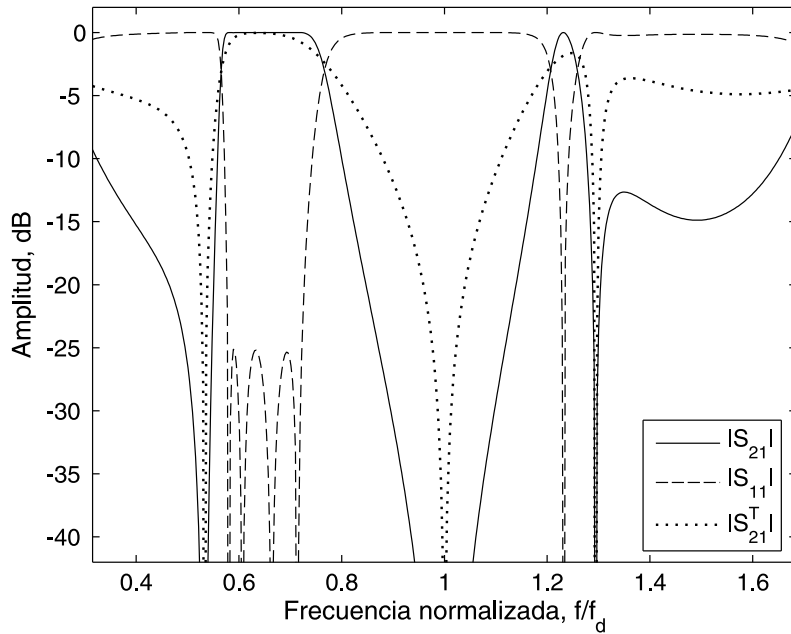
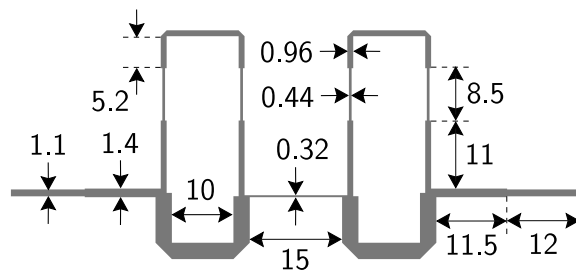
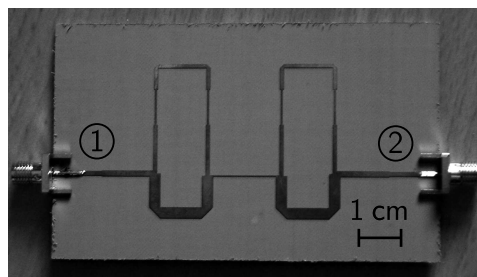


Figura 4.33: Respuesta en transmisión ( $|S_{21}|$ ) y reflexión ( $|S_{11}|$ ) de potencia ideal del filtro paso-banda de banda dual altamente asimétrico sintetizado y respuesta en transmisión de potencia ( $|S_{21}^T|$ ) ideal de la sección filtrante transversal aislada de salto de impedancia.



(a) Esquemático (dimensiones en mm).



(b) Fotografía.

Figura 4.34: Esquemático y fotografía del prototipo de filtro paso-banda de banda dual altamente asimétrico construido mediante la sección filtrante transversal de salto de impedancia (sustrato CER-10).

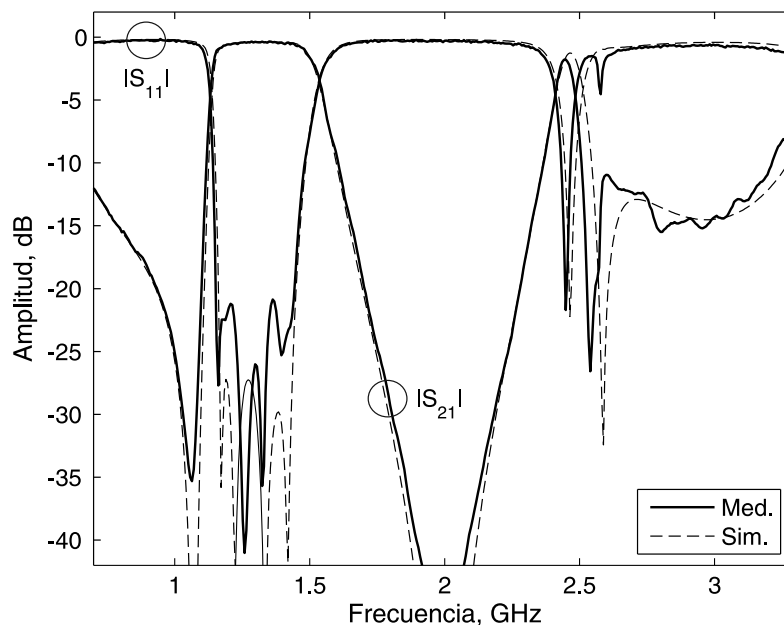


Figura 4.35: Respuestas en transmisión ( $|S_{21}|$ ) y reflexión ( $|S_{11}|$ ) de potencia simuladas —modelo circuital— y medidas del prototipo de filtro paso-banda de banda dual altamente asimétrico construido mediante la sección filtrante transversal de salto de impedancia.

#### 4.4.2. Prototipos basados en la sección filtrante transversal multi-banda formada por acopladores direccionales de potencia

##### ► Filtro paso-banda de banda dual en 2.1/3.9 GHz (versión 1)

El cuarto prototipo experimental que se presenta corresponde a un filtro paso-banda de banda doble en 2.1/3.9 GHz [103],[114]. En relación a sus bandas de paso, se ha seleccionado un ancho de banda absoluto a 3 dB igual a 450 MHz (i.e., anchuras espectrales relativas a 3 dB del 21.4% y 11.5% para las bandas de paso inferior y superior, respectivamente) y un nivel de adaptación de potencia mínimo de 20 dB.

Tal circuito se ha obtenido a partir de la conexión en cascada de dos secciones transversales iguales basadas en el acoplador direccional de potencia tipo *branch-line*. En cuanto a la metodología de diseño, se ha seguido un proceso análogo al de ejemplos anteriores, desglosable en dos etapas: en primer lugar, se ha sintetizado la sección interferencial individual, como aproximación de bajo-orden del filtro final pretendido, mediante las fórmulas y guías de diseño que se enunciaron en el Apartado 4.2.1; seguidamente, se ha optimizado la cascada total haciendo uso del simulador circuital, e incluyéndose una etapa de línea de transmisión adaptadora a la entrada del circuito para minimizar las pérdidas de retorno de potencia en banda.

La respuesta en transmisión y reflexión de potencia ideal del filtro paso-banda de banda dual sintetizado, junto con la respuesta en transmisión de potencia ideal de su sección transversal aislada, se proporcionan en la Figura 4.36. Los valores de sus variables de diseño finales son los siguientes ( $Z_0 = 50 \Omega$  y  $f_d = 3$  GHz):

- Sección filtrante transversal:  $m = 1$ ,  $n = 1$ ,  $p = 3$  y  $q = 2$  en (4.15) y (4.28),

$$Z_{c1} = 29.8 \Omega, Z_{c2} = 119 \Omega, Z_1 = 47 \Omega \text{ y } Z_2 = 37.8 \Omega.$$

- Línea de cascada entre secciones: segmento de longitud  $\lambda/4$  a  $f_d$  e impedancia característica de valor  $97.3 \Omega$ .
- Línea adaptadora de entrada: segmento de longitud  $\lambda/4$  a  $f_d$  e impedancia característica de valor  $56.8 \Omega$ .

Como se aprecia en la Figura 4.36, se consigue una acción de filtrado global con bandas de paso equirrizadas de cuarto orden y ceros de transmisión fuera de banda para las frecuencias desnormalizadas de valor 1.32, 1.59, 3, 4.41 y 4.68 GHz. Ha de remarcarse, de forma similar que en los ejemplos anteriores, el alto grado de selectividad alcanzado en el filtro total, muy superior al de su sección interferencial constitutiva.

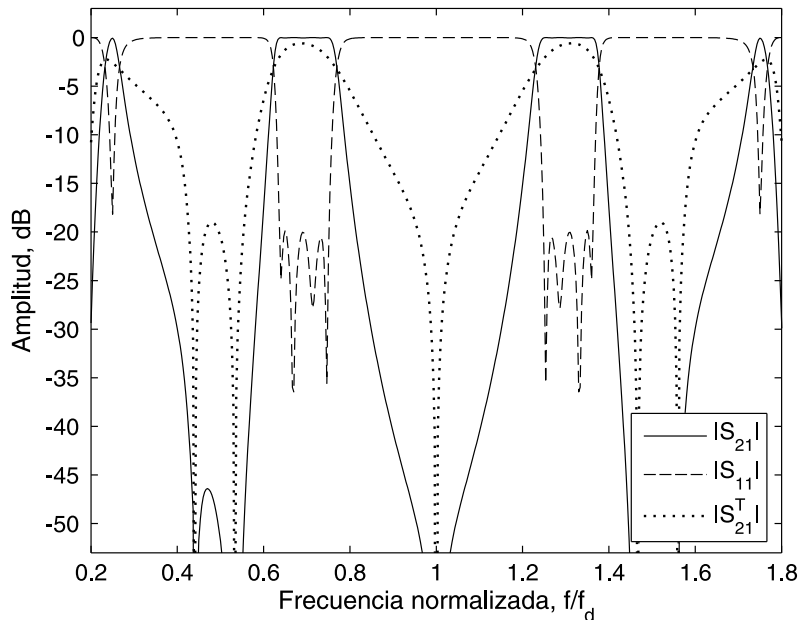
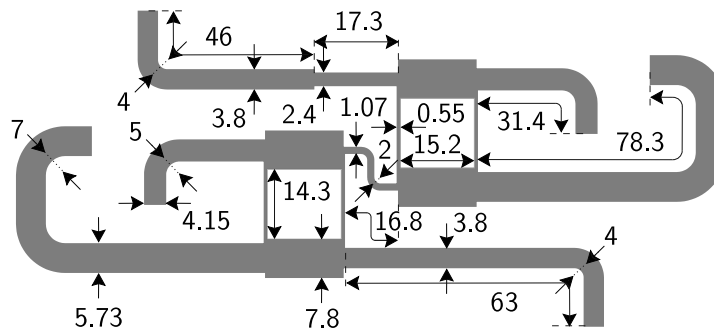


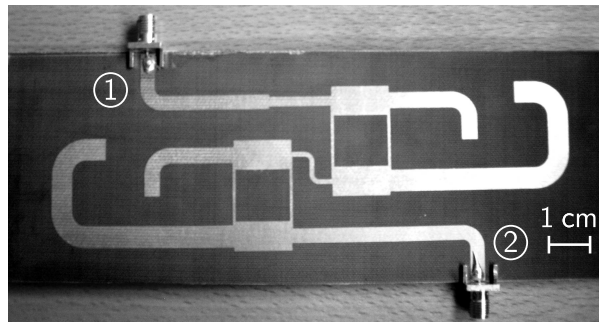
Figura 4.36: Respuesta en transmisión ( $|S_{21}|$ ) y reflexión ( $|S_{11}|$ ) de potencia ideal del filtro paso-banda de banda dual (versión 1) sintetizado y respuesta en transmisión de potencia ( $|S_{21}^T|$ ) ideal de la sección filtrante transversal basada en el acoplador direccional de potencia tipo *branch-line*.

La Figura 4.37 muestra el esquemático y la fotografía del prototipo final desarrollado (sustrato TLC-30). Sus curvas de transmisión y reflexión de potencia simuladas —modelo circuital y electromagnético— y medidas se representan en la Figura 4.38. Obsérvese, tal y como ocurría para el prototipo de filtro paso-banda de banda séxtuple, la aparición de picos de resonancia fuera de banda en la función de transferencia experimental no contemplados por el simulador circuital. Las causas de tal fenómeno son las que ya se explicaron entonces, más acusadas en este caso al emplearse un sustrato cuya mayor altura de dieléctrico propicia efectos de acoplamientos indeseados. Esto reafirma la conveniencia de utilizar sustratos *microstrip* de bajo espesor dieléctrico en la implementación de filtros de microondas basados en técnicas interferenciales. En cuanto a las prestaciones principales del circuito medido para sus bandas de paso inferior y superior, respectivamente, se citan a continuación: frecuencias centrales

iguales a 2.08 y 3.89 GHz, anchos de banda absolutos a 3 dB de valor 457 y 397 MHz (i.e., del 22% y 10.2% en términos porcentuales), pérdidas de inserción de potencia mínimas de 1.1 y 2.7 dB, niveles de adaptación de potencia en banda superiores a 15.3 y 8.3 dB y variación máxima de retardos de grupo en banda de 2.7 y 2.3 ns.



(a) Esquemático (dimensiones en mm).



(b) Fotografía.

Figura 4.37: Esquemático y fotografía del prototipo de filtro paso-banda de banda dual (versión 1) construido mediante la sección filtrante transversal basada en el acoplador direccional de potencia tipo *branch-line* (sustrato TLC-30).

#### ► Filtro paso-banda de banda dual en 2.1/3.9 GHz (versión 2)

Como quinto ejemplo práctico, también se ha diseñado un prototipo de filtro paso-banda de banda dual en 2.1/3.9 GHz [114]. En este nuevo circuito, a diferencia del anterior, se ha utilizado una única sección transversal basada en el acoplador direccional de potencia tipo *branch-line* en su versión generalizada. El ancho de banda absoluto a 3 dB elegido para sus bandas de paso es de 580 MHz (i.e., anchuras espectrales relativas a 3 dB del 27.6% y 14.9% para las bandas inferior y superior, respectivamente), con una adaptación de potencia en banda mayor que 30 dB.

Para incrementar la selectividad filtrante en el circuito total respecto a la ofrecida por su sección interferencial constitutiva, se han incluido sendas líneas de transmisión acabadas en circuito abierto o *stubs* de rechazo a entrada/salida de la mis-

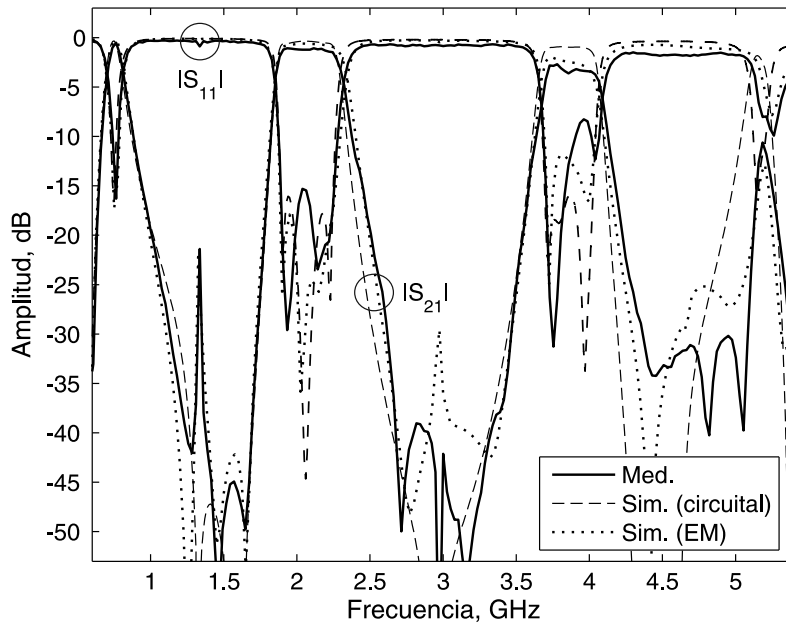


Figura 4.38: Respuestas en transmisión ( $|S_{21}|$ ) y reflexión ( $|S_{11}|$ ) de potencia simuladas —modelo circuital y electromagnético (EM)— y medidas del prototipo de filtro paso-banda de banda dual (versión 1) construido mediante la sección filtrante transversal basada en el acoplador direccional de potencia tipo *branch-line*.

ma. Dichos elementos, empleados frecuentemente en realizaciones planas de filtros paso-banda de microondas (e.g., en [131]–[133]), tienen una doble funcionalidad: por un lado, elevar los niveles de atenuación de potencia fuera de banda e introducir ceros de transmisión adicionales; por otro lado, mediante su síntesis adecuada como nodos resonantes en banda, aumentar el orden del filtro diseñado y, por consiguiente, las pendientes de rechazo de potencia en las transiciones producidas entre bandas de paso y eliminadas. Se trata, por lo tanto, de una topología mixta de filtro paso-banda de banda dual basada en técnicas de interferencia de señales y elementos resonantes en forma de *stubs*. Además, como etapas conectoras de tales *stubs* y los terminales de entrada y salida de la sección transversal, se ha insertado un segmento de línea de transmisión añadido para conseguir los requisitos impuestos de adaptación de potencia en banda.

La respuesta en transmisión y reflexión de potencia ideal del filtro paso-banda de banda dual sintetizado, conjuntamente con la función de transferencia ideal de su sección transversal constitutiva, se representan en la Figura 4.39. Los valores de sus parámetros de diseño finales se resumen a continuación ( $Z_0 = 50 \Omega$  y  $f_d = 3 \text{ GHz}$ ):

- Sección filtrante transversal:  $m = 2$ ,  $n = 1$ ,  $p = 4$  y  $q = 2$  en (4.15) y (4.28),  $Z_{c1} = 30 \Omega$ ,  $Z_{c2} = 95 \Omega$ ,  $Z_1 = 35 \Omega$  y  $Z_2 = 75 \Omega$ .
- Línea o *stub* en circuito abierto entrada/salida: segmento de longitud  $3\lambda/4$  a  $f_d$  e impedancia característica de valor  $35.7 \Omega$ .
- Línea adaptadora entrada/salida: segmento de longitud  $\lambda/4$  a  $f_d$  e impedancia característica de valor  $49 \Omega$ .

Como se observa en dicha figura, se consigue un perfil filtrante con bandas de paso duales de tercer orden tipo equirrizado y alta selectividad. Nótese que dicha acción de filtrado, con tan elevado número de nulos de transmisión fuera de banda, sería difícilmente sintetizable mediante una red circuital formada por resonadores acoplados.

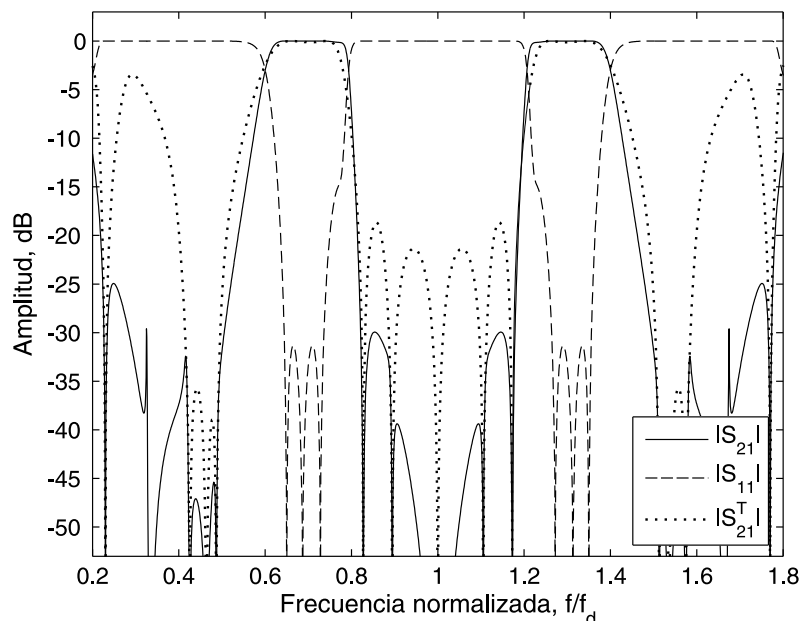


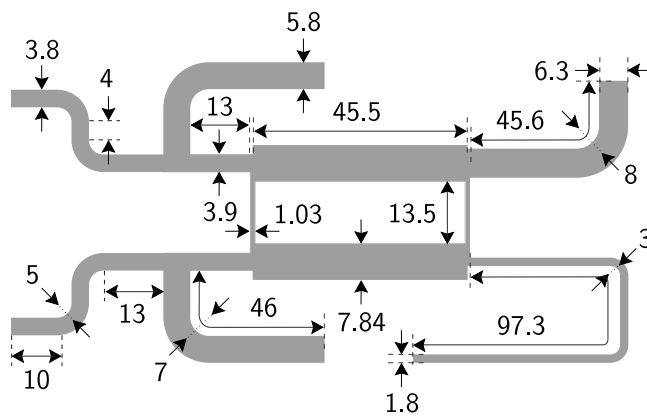
Figura 4.39: Respuesta en transmisión ( $|S_{21}|$ ) y reflexión ( $|S_{11}|$ ) de potencia ideal del filtro paso-banda de banda dual (versión 2) sintetizado y respuesta en transmisión de potencia ( $|S_{21}^T|$ ) ideal de la sección filtrante transversal basada en el acoplador direccional de potencia tipo *branch-line* generalizado.

El esquemático y fotografía del prototipo final fabricado (sustrato TLC-30) se proporcionan en la Figura 4.40. Los coeficientes de transmisión y reflexión de potencia simulados —modelo circuital y electromagnético— y medidos para dicho circuito se adjuntan en la Figura 4.41. Respecto a tales resultados, los mismos comentarios que se hicieron para el prototipo de filtro anterior serían extrapolables a este ejemplo. Las prestaciones principales del prototipo medido, referentes a sus bandas de paso inferior y superior, respectivamente, son los que siguen: frecuencias centrales de 2.12 y 3.94 GHz, anchos de banda absolutos a 3 dB de valor 561 y 540 MHz (i.e., del 26.5% y 13.7% en términos relativos), pérdidas de inserción de potencia mínimas iguales a 0.54 y 1.1 dB, niveles de adaptación de potencia en banda superiores a 15.1 y 16.9 dB, y variación máxima de retardos de grupo en banda de 2.8 y 2.1 ns.

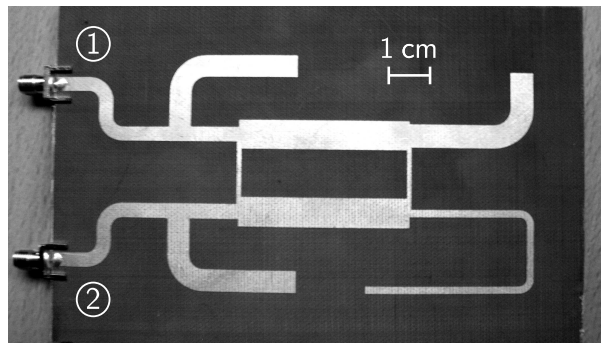
#### 4.4.3. Prototipos basados en la sección filtrante transversal multi-banda formada por divisores de potencia

##### ► Filtro paso-banda de banda cuádruple en 2.25–5.75 GHz

El sexto y último ejemplo de circuito experimental que se expone es un filtro paso-banda de banda cuádruple, implementado mediante secciones transversales basadas en el divisor de potencia de cuatro puertos tipo polígono de Bagley generalizado [116].



(a) Esquemático (dimensiones en mm).



(b) Fotografía.

Figura 4.40: Esquemático y fotografía del prototipo de filtro paso-banda de banda dual (versión 2) construido mediante la sección filtrante transversal basada en el acoplador direccional de potencia tipo *branch-line* generalizado (sustrato TLC-30).



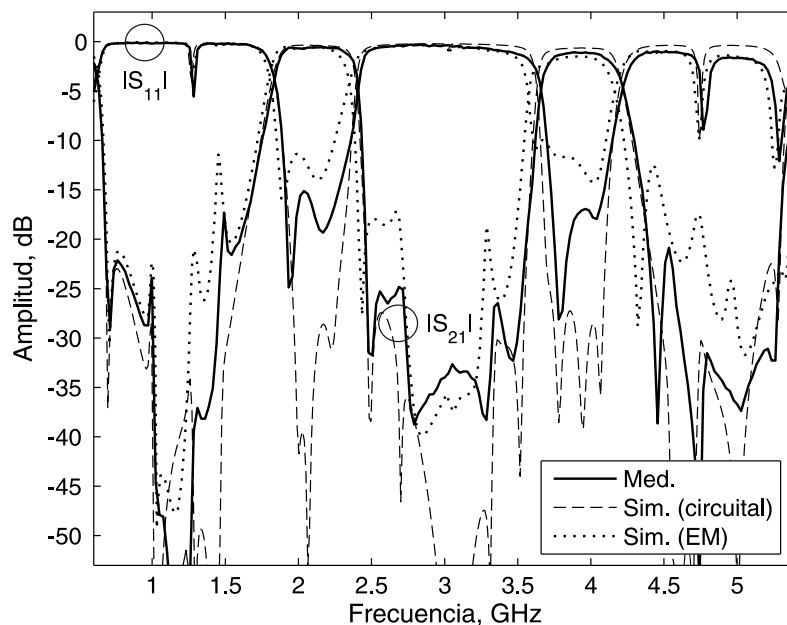


Figura 4.41: Respuestas en transmisión ( $|S_{21}|$ ) y reflexión ( $|S_{11}|$ ) de potencia simuladas —modelo circuitual y electromagnético (EM)— del prototipo de filtro paso-banda de banda dual (versión 2) construido mediante la sección filtrante transversal basada en el acoplador direccional de potencia tipo *branch-line* generalizado.

Sus bandas de paso se han ubicado dentro del intervalo espectral 2.25–5.75 GHz, siendo el nivel mínimo impuesto de adaptación de potencia en banda igual a 20 dB.

El filtro se ha diseñado mediante la conexión en cascada de dos secciones interferenciales idénticas orientadas en sentido opuesto. En el proceso de síntesis, las ecuaciones y guías de diseño deducidas en el Apartado 4.3.1, de igual forma que la optimización del circuito final mediante el simulador circuitual, han sido indispensables. También se han incluido, tal y como se hizo en los prototipos anteriores, etapas de línea de transmisión adaptadora a entrada y salida del circuito para satisfacer la especificación prescrita de adaptación de potencia en banda.

La respuesta en transmisión y reflexión de potencia ideal del filtro paso-banda de banda cuádruple sintetizado, junto con la característica de transmisión de potencia de su sección interferencial individual, se muestran en la Figura 4.42. Los valores de las variables de diseño asociadas son los siguientes ( $Z_0 = 50 \Omega$  y  $f_d = 4$  GHz):

- Sección filtrante transversal:  $m = 2$ ,  $n = 1$ ,  $p = 1$  y  $q = 3$  en (4.30) y (4.32),  $Z_{d1} = 100 \Omega$  y  $Z_{d2} = 100 \Omega$  en (4.31),  $Z_1 = 100 \Omega$  y  $Z_2 = 100 \Omega$ .
- Línea de cascada entre secciones: segmento de longitud  $\lambda$  a  $f_d$  e impedancia característica de valor  $44.5 \Omega$ .
- Línea adaptadora entrada/salida: segmento de longitud  $\lambda/2$  a  $f_d$  e impedancia característica de valor  $53 \Omega$ .

El esquemático y fotografía del prototipo final desarrollado (sustrato TLC-30) se adjuntan en la Figura 4.43. Los parámetros de transmisión y reflexión de potencia

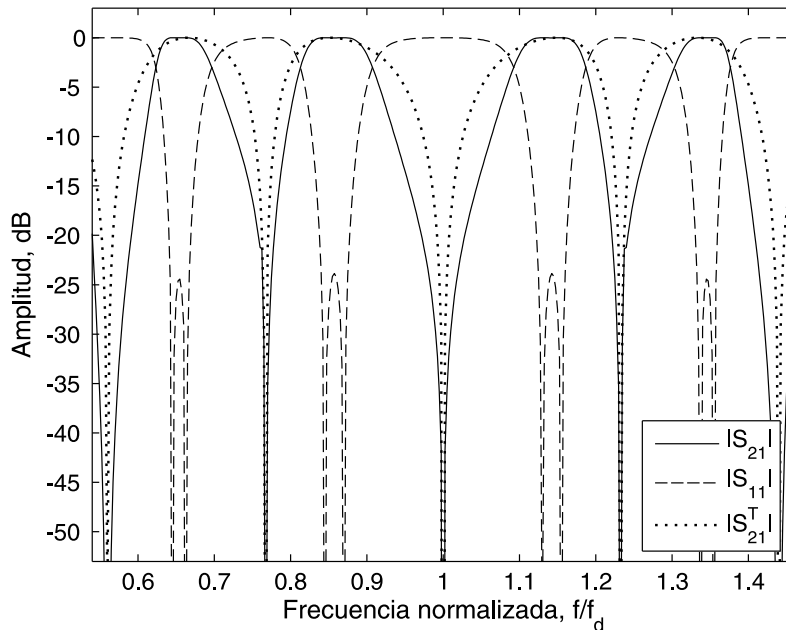


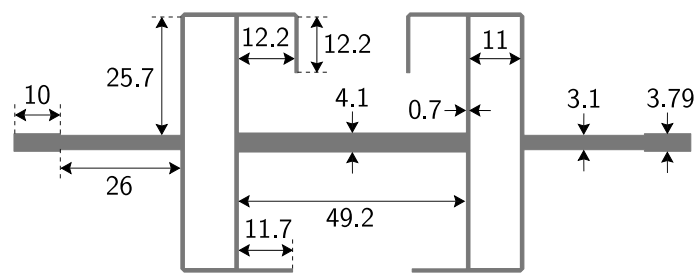
Figura 4.42: Respuesta en transmisión ( $|S_{21}|$ ) y reflexión ( $|S_{11}|$ ) de potencia ideal del filtro paso-banda de banda cuádruple construido mediante la sección filtrante transversal basada en el divisor de potencia tipo polígono de Bagley generalizado.

simulados —modelo circuital y electromagnético— y medidos para dicho circuito se proporcionan en la Figura 4.44. Como se desprende de tal figura, la concordancia conseguida entre resultados teóricos y experimentales es suficiente para su validación. Las prestaciones principales del prototipo medido, resumidas desde la banda de paso inferior a la superior, respectivamente, son las que siguen: frecuencias centrales de valor 2.62, 3.44, 4.48 y 5.28 GHz, anchos de banda absolutos a 3 dB de 237, 343, 349 y 300 MHz (i.e., del 9.1 %, 10 %, 7.8 % y 5.7 % en términos porcentuales), pérdidas de inserción de potencia mínimas iguales a 1.2, 1.3, 1.9 y 3.6 dB, niveles mínimos de adaptación de potencia en banda de 12.4, 9.8, 14.1 y 17.8 dB y variación máxima de retardos de grupo en banda de 1.3, 0.2, 0.7 y 2.4 nsg.

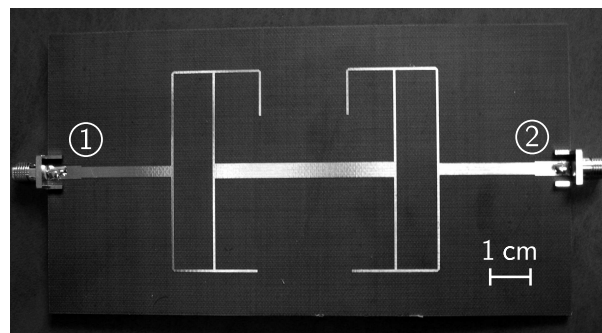
## 4.5. Conclusiones

En este capítulo se han propuesto nuevas estructuras de filtros paso-banda multi-banda de microondas en sustratos planos fundamentadas en técnicas de interacción de señales. Tales circuitos, mediante el empleo de redes pasivas multi-camino actuando como secciones interferenciales, consiguen la acción de filtrado a partir de la combinación adecuada de las diversas componentes de señal propagándose en su interior.

Como sección filtrante multi-banda, se han descrito tres tipos distintos: la basada en dos líneas de transmisión en paralelo, y las formadas por acopladores direccionales (tipo *branch-line*) y divisores (tipo polígono de Bagley) de potencia en modo transversal. Si bien las dos primeras constituyen una extrapolación directa de aquellas que se presentaron en [11] de carácter mono-banda al caso multi-frecuencia, el último tipo



(a) Esquemático (dimensiones en mm).



(b) Fotografía.

Figura 4.43: Esquemático y fotografía del prototipo de filtro paso-banda de banda cuádruple construido mediante la sección filtrante transversal basada en el divisor de potencia tipo polígono de Bagley generalizado (sustrato TLC-30).

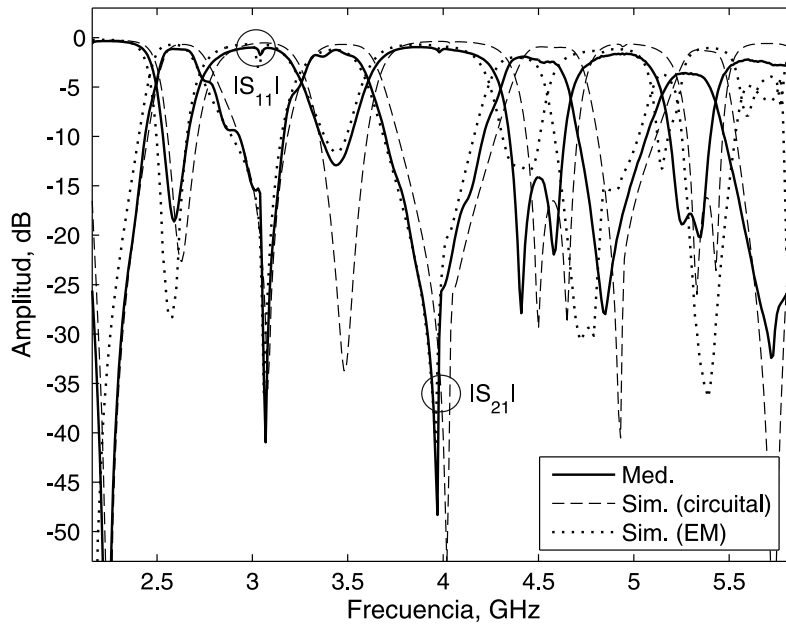


Figura 4.44: Respuestas en transmisión ( $|S_{21}|$ ) y reflexión ( $|S_{11}|$ ) de potencia simuladas —modelo circuital y electromagnético (EM)— del prototipo de filtro paso-banda de banda cuádruple construido mediante la sección filtrante transversal basada en el divisor de potencia tipo polígono de Bagley generalizado.

es completamente original como topología filtrante de cualquier índole. Para todas ellas, se han proporcionado fórmulas y guías de diseño útiles para su síntesis teórica. Asimismo, como validación práctica y haciendo uso de dichos esquemas circuitales, se han desarrollado y caracterizado diversos prototipos experimentales de filtros multi-banda con dos o más bandas de paso para varios rangos de frecuencia y sustratos.

Además de su sencillez circuital, cabe destacar el alto grado de selectividad inherente a esta clase de filtros. Esto es debido a la creación natural de ceros de transmisión de potencia en las bandas eliminadas de su función de transferencia multi-banda, provenientes de fenómenos de interferencia destructiva entre señales fuera de banda. De igual forma, y en detrimento de las soluciones basadas en resonadores acoplados expuestas en el capítulo anterior, ha de señalarse su idoneidad para el conformado de acciones filtrantes multi-banda con bandas de paso de amplia anchura espectral. También es remarcable su capacidad para la generación de perfiles filtrantes multi-banda con fuerte asimetría espectral entre bandas de paso, mediante la inclusión de líneas de transmisión de salto de impedancia en sus vías de propagación transversal. Nótese que dicha cualidad no fue probada en [11] para sus predecesoras mono-banda.

## Capítulo 5

# Diseño de filtros paso-banda de microondas sintonizables con múltiples ceros de transmisión

Las últimas tendencias hacia el desarrollo de equipos de radio-frecuencia multi-propósito, capaces de realizar distintas funciones o soportar diversos servicios de telecomunicación de forma flexible, han relanzado el interés en el campo de la electrónica reconfigurable de alta frecuencia. Un exponente claro de dicha corriente son los nuevos sistemas de telecomunicación y radar definidos por *software*, donde la disponibilidad de dispositivos de microondas sintonizables capaces de acomodar su banda espectral de trabajo a las necesidades de cada momento resulta esencial [134],[135]. Los filtros paso-banda reconfigurables de microondas son, dentro de esta necesidad, los componentes más críticos al tener que llevar a cabo la selección “adaptativa” de la banda operativa instantánea demandada por tales sistemas; más aún teniendo en cuenta algunos aspectos críticos a considerarse en su diseño dependiendo de la aplicación pretendida, tales como capacidad de manejo de potencia de señal, prestaciones de no linealidad y ruido, velocidad de conmutación entre estados o selectividad y pérdidas de inserción de señal en todo el rango espectral de sintonía [136],[137].

Tradicionalmente, la incorporación de agilidad en frecuencia en filtros paso-banda de microondas en tecnologías planas se ha enfocado al control de la frecuencia central en redes de resonadores acoplados. Además de su mayor demanda, esto se ha debido a la sencillez intrínseca a dicha tarea, al implicar únicamente la modificación de las frecuencias naturales de los resonadores mediante elementos de reactancia variable. Como capacidades ajustables de manera electrónica, debe destacarse el uso de diodos p-i-n, Schottky y varactores, transistores en disposiciones atípicas,<sup>1</sup> sistemas micro-electro-mecánicos o MEMs (*Micro-Electro-Mechanical Systems*) y condensadores de titanato de bario estroncio o BST (*Barium Strontium Titanate*) [62], [138]–[144]. También se ha observado, de manera más reciente, un esfuerzo notable en la implementación de filtros paso-banda de alta frecuencia con ancho de banda ajustable.

---

<sup>1</sup>Por ejemplo, en configuración *ColdFet*, donde se hace uso de la capacidad equivalente existente entre los terminales de puerta y surtidor,  $C_{gs}$ , controlable a través de la tensión de polarización aplicada entre dichos nodos,  $V_{gs}$ , con drenador y surtidor cortocircuitados (i.e.,  $V_{ds} = 0$ ) [140].

Nótese que la dificultad a superar en este caso es mucho mayor que en el anterior, al precisarse de mecanismos eficientes de control de los niveles de acoplamiento entre resonadores en filtros formados por líneas resonantes inter-acopladas. Algunas soluciones eficaces a este respecto validadas en la práctica, así como otras que consiguen dicha sintonía en anchura de banda de paso a partir de filosofías de filtrado alternativas como la basada en técnicas de interferencia de señales, se describen en [145]–[148].

Una de las principales limitaciones de la mayoría de los esquemas de filtros paso-banda reconfigurables mencionados es la inexistencia de ceros de transmisión de potencia en su función de transferencia. Efectivamente, la invención de estructuras filtrantes circuitales que permitan el control simultáneo de los nulos de transmisión de señal fuera de banda junto a la banda de paso sin interferirla es un gran desafío. Esto supone un gran inconveniente de cara a la obtención de la prestación de alta selectividad filtrante en todos los estados de sintonía, como requisito indispensable para la supresión adecuada de señales interferentes y ruido fuera de banda. De hecho, en los últimos cinco años, son muy pocas las configuraciones de filtros paso-banda sintonizables ideadas que sortean dicha carencia de forma parcial, al presentar no más de un cero de inserción de potencia a cada lado de su banda de paso [149]–[155].

En este capítulo, como respuesta a la demanda anterior, se propone una topología de filtro paso-banda de microondas apta para sustratos planos, con sintonía electrónica en frecuencia central y múltiples ceros de transmisión de señal fuera de banda. Dicho filtro se fundamenta en una red circuital de tercer orden tipo *comblin*e debidamente modificada para la generación de acoplamientos cruzados, incluidos los correspondientes entre sus terminales de entrada/salida y sus resonadores constitutivos.

La organización del resto del capítulo se detalla seguidamente. En primer lugar, se exponen los principios teóricos de la estructura de filtro paso-banda tipo *comblin*e sugerida con acoplamientos múltiples, así como reglas prácticas útiles para su implementación apropiada en tecnologías planas (Apartado 5.1). A continuación, se muestran los resultados medidos y simulados asociados a un prototipo *microstrip* de prueba de concepto (Apartado 5.2). Se termina con un resumen de los objetivos principales alcanzados y conclusiones más relevantes del capítulo (Apartado 5.3).

## 5.1. Filtro paso-banda sintonizable tipo *comblin*e con acoplamiento fuente/carga-multi-resonador

En este apartado se presentan los fundamentos teóricos de la topología propuesta de filtro paso-banda sintonizable con múltiples ceros de transmisión de señal fuera de banda. La solución elegida consiste en una estructura reconfigurable de tercer orden tipo *comblin*e, adecuadamente modificada para la generación de acoplamientos fuente/carga-multi-resonador. Tales acoplamientos cruzados son básicos en la obtención de una acción de filtrado de alta selectividad para cualquier estado de sintonía. Asimismo, también se discuten aspectos derivados de la implementación práctica del dispositivo filtrante concebido en tecnologías planas —principalmente *microstrip*—, como la compensación de efectos indeseados de acoplamiento parásito entre líneas.

### 5.1.1. Topología propuesta

La estructura ideada para la implementación del filtro paso-banda sintonizable con ceros de transmisión de potencia fuera de banda se fundamenta en una configuración circuital de tercer orden tipo *comblin*e con acoplamientos múltiples [156], [157]. El esquema de nodos acoplados correspondiente a dicha topología filtrante se representa en la Figura 5.1, donde se han considerado todos los acoplamientos posibles incluyendo los realizables entre entrada/salida —o fuente/carga— y resonadores no adyacentes. Es importante indicar que, en la mayor parte de filtros paso-banda tipo *comblin*e desarrollados hasta la fecha en sustratos planos y a consecuencia de limitaciones intrínsecas a sus geometrías, estos últimos acoplamientos son muy débiles o despreciables. Es por ello que la prestación de alta selectividad no ha sido del todo explotada en esta clase de filtros, al no producirse todos los acoplamientos posibles en su estructura y la consiguiente maximización del número de nulos de transmisión de señal fuera de banda [158]. Dicha carencia queda solventada en la topología filtrante propuesta, mediante la modificación adecuada del esquema *comblin*e clásico.

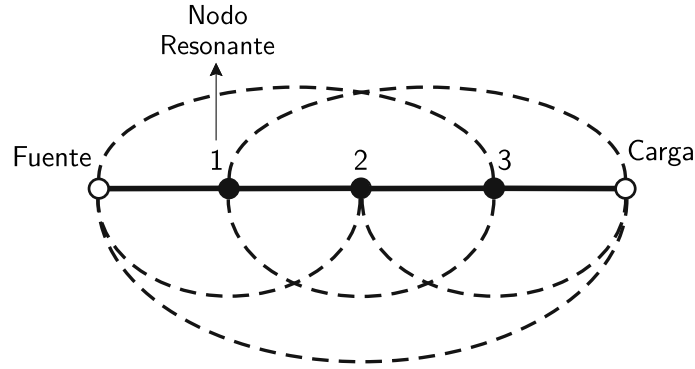


Figura 5.1: Estructura de nodos acoplados de un filtro paso-banda tipo de tercer orden propuesto con acoplamiento fuente/carga-multi-resonador (círculo blanco: entrada/salida o fuente/carga; círculo negro: nodo resonante; línea continua: acoplamiento fuerte; línea discontinua: acoplamiento débil).

La estructura de nodos acoplados mostrada en la Figura 5.1 queda descrita mediante su matriz de acoplamientos,  $\mathbf{M}$ , como sigue:

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} 0 & M_{S1} & M_{S2} & M_{S3} & M_{SL} \\ M_{S1} & M_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{S3} \\ M_{S2} & M_{12} & M_{22} & M_{12} & M_{S2} \\ M_{S3} & M_{13} & M_{12} & M_{11} & M_{S1} \\ M_{SL} & M_{S3} & M_{S2} & M_{S1} & 0 \end{pmatrix} \quad (5.1)$$

donde se satisface que  $\mathbf{M}=\mathbf{M}^T$  y se han asumido acoplamientos simétricos con el fin de obtener una estructura física simétrica para el filtro desarrollado. En particular, como se comprueba posteriormente, los acoplamientos  $M_{S2}$ ,  $M_{L2}$  ( $= M_{S2}$ ) y  $M_{SL}$  son claves en dicho filtro para la creación de tres ceros de transmisión fuera de banda.

El proceso de síntesis de la topología filtrante sugerida se basa en un proceso de optimización de su matriz de acoplamientos, de forma análoga a como se describió en

el Apartado 3.2.1 para filtros multi-banda de resonadores multi-acoplados. En este caso, como solución de partida, se ha tomado un perfil filtrante tipo Chebyshev o equirrizado de tres polos con coeficiente de acoplamiento  $M_{S1}$  igual a la unidad para asegurar la transferencia de señal entre fuente/carga y primer/último resonador. Los valores de los coeficientes de acoplamiento asociados al ejemplo de filtro diseñado se proporcionan en la Tabla 5.1. Las respuestas en transmisión y reflexión de potencia ideales referentes a dicha matriz de acoplamientos se representan en la Figura 5.2. Como se demuestra, resulta una función de transferencia filtrante de tercer orden y con tres ceros de transmisión de potencia finitos en la banda eliminada superior, provenientes de la acción de los acoplamientos cruzados no nulos mencionados.

Tabla 5.1: Valores de los coeficientes de acoplamiento del prototipo de filtro paso-banda tipo *comblin*e con acoplamiento fuente/carga-multi-resonador.

Valores de los coeficientes de acoplamiento					
	Fuente	Nodo 1	Nodo 2	Nodo 3	Carga
Fuente	0	0.9554	0.1734	0.1291	0.0259
Nodo 1	0.9554	-0.089	0.7958	0.5426	0.1291
Nodo 2	0.1734	0.7958	-0.338	0.7958	0.1734
Nodo 3	0.1291	0.5426	0.7958	-0.089	0.9554
Carga	0.0259	0.1291	0.1734	0.9554	0

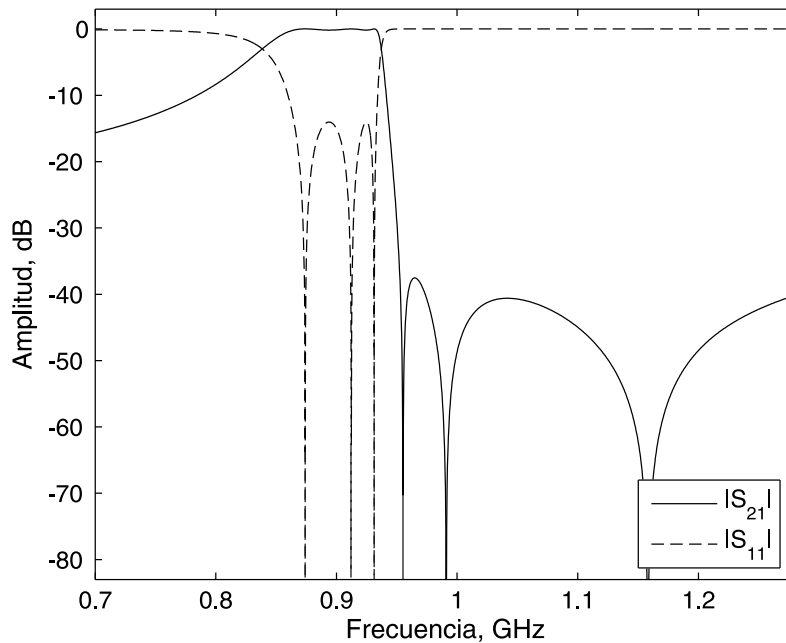


Figura 5.2: Respuestas en transmisión ( $|S_{21}|$ ) y reflexión ( $|S_{11}|$ ) de potencia ideales del filtro paso-banda tipo *comblin*e sintetizado con acoplamiento fuente/carga-multi-resonador.

En la Figura 5.3 se muestra el esquemático relativo a la implementación física adoptada en tecnología *microstrip* para el filtro paso-banda tipo *comblin*e sintetizado con acoplamiento fuente/carga-multi-resonador. Las dimensiones que se indican



corresponden a un sustrato *microstrip* tipo Cu-Clad con las siguientes características: constante dieléctrica relativa  $\epsilon_r = 2.2$ , altura de dieléctrico  $h = 0.635$  mm, espesor del conductor  $t = 35$   $\mu\text{m}$  y tangente de pérdidas de dieléctrico  $\tan \delta_D = 0.0009$ . Obsérvese que, para incrementar los acoplamientos cruzados  $M_{S2}$ ,  $M_{L2}$  ( $= M_{S2}$ ) y  $M_{SL}$  hasta los valores requeridos, se han añadido dos líneas de transmisión conectadas directamente a la entrada y la salida del filtro y acopladas con los resonadores. Dichos tramos de línea, siendo estrictamente resonadores desintonizados respecto a la banda de paso principal, permiten introducir ceros de transmisión adicionales respecto a los provenientes de los acoplamientos cruzados. De esta forma, se produce un aumento del rechazo de potencia fuera de banda para la banda superior atenuada.

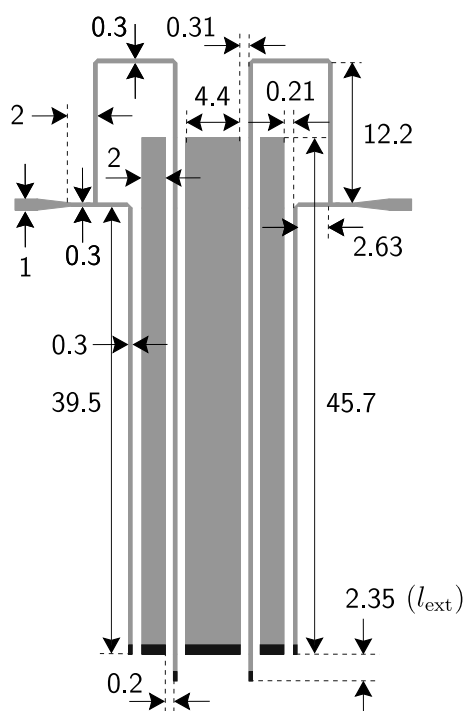


Figura 5.3: Esquemático del filtro paso-banda sintonizable tipo *comblin*e diseñado con acoplamiento fuente/carga-multi-resonador (dimensiones en mm); las regiones negras representan conexiones a masa; no se incluyen las pistas correspondientes a las redes de polarización.

El proceso de obtención del esquemático de la Figura 5.3, partiendo de la matriz de acoplamientos a sintetizar, se ha llevado a cabo mediante los siguientes dos pasos:

- 1) Diseño de un filtro inicial paso-banda tipo *comblin*e sin considerar los acoplamientos cruzados —i.e., sin ceros de transmisión— mediante la metodología de síntesis descrita en [140], y satisfaciendo la especificación asignada de rango de sintonía en frecuencia central.
- 2) Inclusión de los tramos de línea de transmisión adicionales para la generación de los nullos de transmisión de señal fuera de banda en las posiciones deseadas.

Aquí, ha de señalarse que el parámetro de longitud extendida  $l_{\text{ext}}$  de los tramos de línea de transmisión añadidos (véase la Figura 5.3) es útil para el ajuste adecuado

de las posiciones espectrales de los ceros de transmisión fuera de banda. Esto queda ratificado en la Figura 5.4, donde se analiza la influencia de  $l_{\text{ext}}$  sobre la curva de transmisión de potencia simulada del filtro paso-banda tipo *comblin*e diseñado con acoplamiento fuente/carga-multi-resonador. Como se ve, para  $l_{\text{ext}} = 0$ , sólo aparecen tres nulos de inserción de potencia debidos a la acción de los acoplamientos cruzados. Por contra, para  $l_{\text{ext}} \neq 0$ , dos ceros de transmisión adicionales son creados por tales tramos de línea, siendo totalmente controlables mediante el valor de dicha variable.

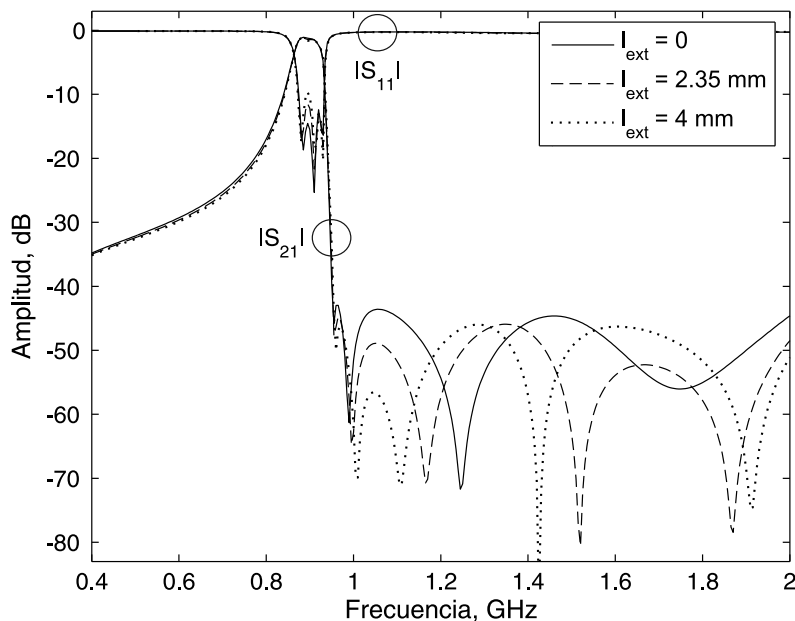


Figura 5.4: Influencia de la longitud  $l_{\text{ext}}$  de los tramos de línea extendidos en las posiciones de los ceros de transmisión fuera de banda del filtro paso-banda sintonizable tipo *comblin*e diseñado con acoplamiento fuente/carga-multi-resonador.

En la Figura 5.5 se muestra finalmente la curva en transmisión de potencia simulada del filtro diseñado para distintos estados de sintonía, como resultado de la variación de la capacidad concentrada de sus resonadores *comblin*e. Debe destacarse, como característica principal del dicho filtro, la reconfiguración de los ceros de transmisión fuera de la banda junto a la banda de paso principal sin afectarla. De este modo, queda verificada la consecución de una banda eliminada superior de caída abrupta y con fuertes niveles de atenuación para cualquier frecuencia central sintonizada.

### 5.1.2. Compensación de efectos de acoplamiento parásito

La localización de los ceros de transmisión de señal fuera de banda depende fuertemente de las magnitudes de los acoplamientos fuente/carga-multi-resonador generados, así como de la longitud  $l_{\text{ext}}$  del tramo de línea extendido (véase la Figura 5.4). No obstante, las posiciones espectrales de dichos nulos de transmisión también vienen afectadas por los acoplamientos parásitos resultantes de la geometría del filtro. Es por ello que tales acoplamientos indeseados deben ser considerados en el diseño del filtro, al modificar las interacciones electromagnéticas efectivas entre resonadores.

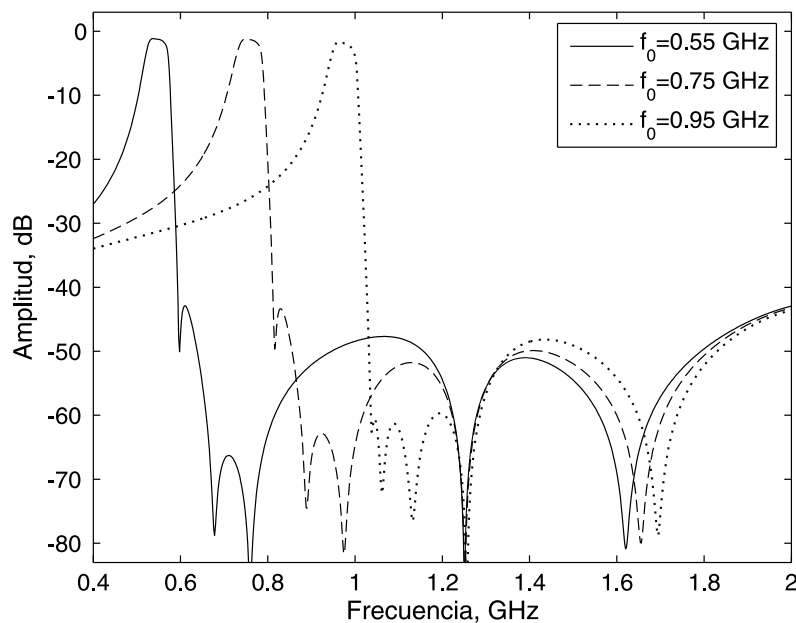
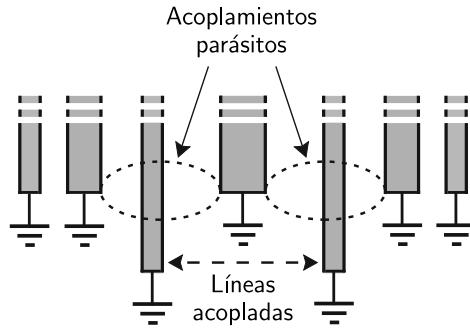


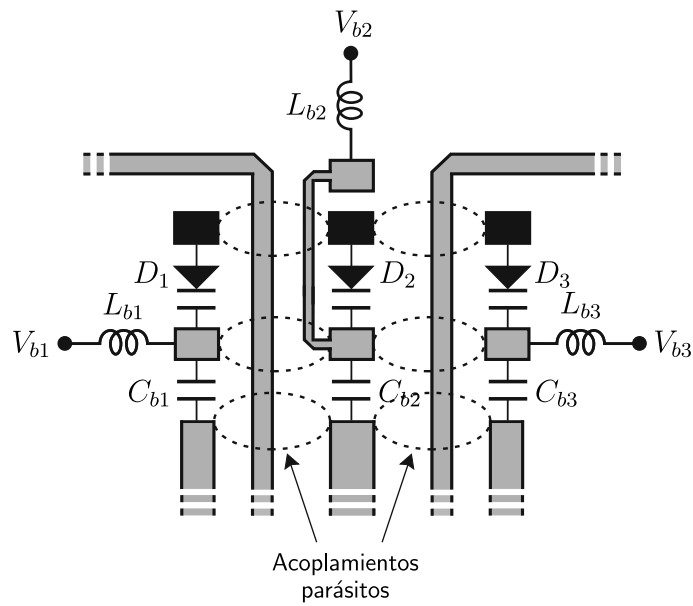
Figura 5.5: Reconfiguración de la respuesta de transmisión de potencia simulada del filtro paso-banda sintonizable tipo *combine* diseñado con acoplamiento fuente/carga-multi-resonador.

Uno de los acoplamientos parásitos más críticos a compensar es el producido entre los segmentos añadidos de línea de longitud  $l_{\text{ext}}$  y las conexiones a masa de sus resonadores vecinos, como se esboza en la Figura 5.6(a). Efectivamente, la acción ocasionada por dichas terminaciones a masa sobre las líneas acopladas adyacentes no es fácilmente modelable, siendo su efecto mayor para menores distancias de acoplamiento. Asimismo, como se detalla en la Figura 5.6(b), tampoco son despreciables los acoplamientos parásitos existentes entre las isletas de soldadura de los elementos de polarización de los diodos varactores —bobinas y condensadores— y las líneas de transmisión dobladas que implementan el acoplamiento fuente/carga-multi-resonador.

Una manera de corregir los fenómenos de acoplamiento indeseado anteriores consiste en ajustar la longitud de los tramos de línea extendidos,  $l_{\text{ext}}$ , para la reubicación de los ceros de transmisión del filtro mediante un simulador electromagnético de onda completa. Dicho proceso de resintonía conlleva, además, una ligera variación de la frecuencia de resonancia espuria asociada a las líneas de transmisión extendidas. Esto queda demostrado en la Figura 5.7, donde se representa la respuesta en transmisión de potencia del filtro en un rango amplio de frecuencias, para diversos valores del parámetro  $l_{\text{ext}}$ . Como se observa, incrementos de  $l_{\text{ext}}$  suponen un desplazamiento espectral hacia bajo de la frecuencia espuria citada, generada en torno a 3.2 GHz. No obstante, su aparición no es muy crítica y fácilmente contrarrestable mediante la cascada de un filtro paso-bajo de orden reducido si así fuera requerido por la aplicación, al encontrarse lo bastante alejada de la banda de paso principal del filtro.



(a) Acoplamientos parásitos en el tramo de línea extendido ( $l_{ext}$ ).



(b) Acoplamientos parásitos en las redes de polarización de los diodos varactores (por simetría, se cumple que  $V_{b1} = V_{b3}$ ,  $L_{b1} = L_{b3}$ ,  $C_{b1} = C_{b3}$  y  $D_1 = D_3$ ); las regiones negras representan conexiones a masa.

Figura 5.6: Acoplamientos parásitos en el tramo de línea extendido ( $l_{ext}$ ) y las redes de polarización de los diodos varactores.

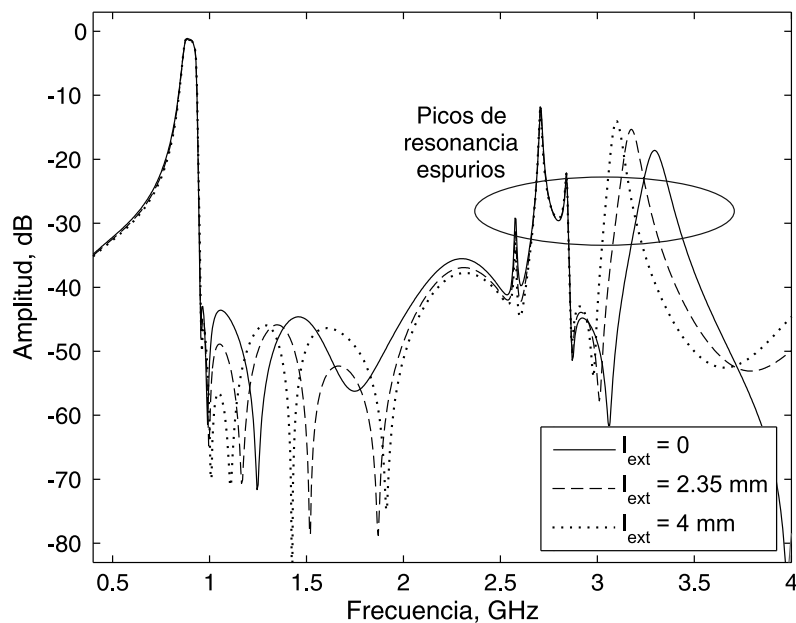


Figura 5.7: Influencia de la longitud  $l_{\text{ext}}$  de los tramos de línea extendidos en las posiciones de los ceros de transmisión fuera de banda del filtro paso-banda sintonizable tipo *combline* diseñado con acoplamiento fuente/carga-multi-resonador (respuesta en banda ancha).

## 5.2. Resultados experimentales

El filtro paso-banda tipo *combline* con acoplamiento fuente/carga-multi-resonador previamente sintetizado (véase la Figura 5.3) ha sido construido y caracterizado. En dicho prototipo, se ha incorporado un control electrónico en frecuencia central. En cuanto a sus especificaciones, se ha fijado un ancho de banda instantáneo a 3 dB de 65 MHz para la frecuencia central superior del intervalo de sintonía 0.75–0.9 GHz. En su respuesta filtrante para la frecuencia central de 0.9 GHz, de cara a maximizar los niveles de rechazo de potencia fuera de banda, se han generado cinco ceros de transmisión a las frecuencias 0.955, 0.995, 1.16, 1.52 y 1.87 GHz. Como elementos de reactancia variable para cubrir el rango de sintonía prefijado, de forma análoga que para el filtro reconfigurable del Capítulo 2, se han utilizado diodos varactores modelo BB149 de NXP *Semiconductors*<sup>TM</sup> (anteriormente *Phillips*<sup>TM</sup>) con elementos de polarización  $C_b = 6.8$  pF y  $L_b = 22$  nH [45]. En lo referente a las líneas acopladas, sus extremos se han cortocircuitado al plano de masa mediante un trozo de cable plano de cintas o tipo multi-filamento, en lugar de hilos, con el propósito de reducir la inductancia parásita asociada a tales conexiones.

Una fotografía del prototipo final desarrollado se proporciona en la Figura 5.8. Sus respuestas en transmisión y reflexión de potencia simuladas y medidas, para la mínima y máxima frecuencia central de sintonía, se representan en la Figura 5.9. Las simulaciones se realizaron mediante la herramienta comercial *Sonnet*<sup>TM</sup> [56]. Las medidas se efectuaron con un analizador vectorial de redes modelo 8713B de *Agilent*<sup>TM</sup>. Como se aprecia en tal figura, la concordancia obtenida entre resultados teóricos y experimentales es muy ajustada para los dos estados de sintonía. Obsérvese, adicio-

nalmente, como rasgo distintivo principal de la estructura filtrante ideada, la reconfiguración simultánea de todos los ceros de transmisión en la banda eliminada, con la consiguiente conservación de las prestaciones de rechazo de potencia fuera de banda. Las características principales del prototipo medido, asociadas a frecuencia central de sintonía mínima ( $f_0^{\min} = 0.75$  GHz) y máxima ( $f_0^{\max} = 0.9$  GHz), respectivamente, son las siguientes: anchos de banda absolutos a 3 dB de valor 86 y 70 MHz (i.e., del 11.4% y 7.8% en términos relativos), pérdidas de inserción de potencia mínimas iguales a 3.45 y 4.3 dB, niveles mínimos de adaptación de potencia en banda de valor 10.7 y 10.5 dB y punto de compresión de 1 dB a la salida de 5.5 y 6.7 dBm. Debe indicarse, además, que el primer pico de resonancia espuria aparece, en todos los casos, a un valor espectral de más del triple de la frecuencia central sintonizada y con un nivel de atenuación superior a 10 dB. Esto es consecuencia directa del empleo conjunto de elementos distribuidos —segmento de línea de transmisión— y concentrados —diodo varactor— en los resonadores *comblin*e del filtro.

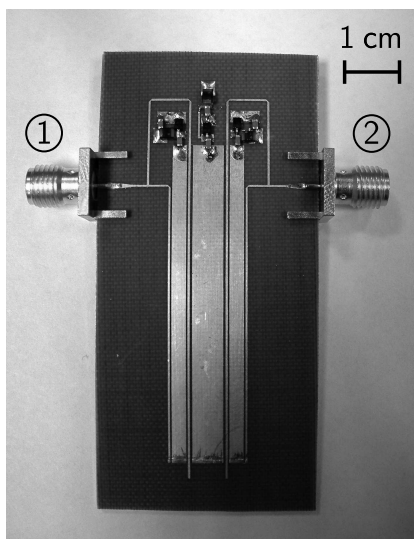


Figura 5.8: Fotografía del prototipo de filtro paso-banda sintonizable tipo *comblin*e construido con acoplamiento fuente/carga-multi-resonador.

### 5.3. Conclusiones

En este capítulo ha quedado demostrada la utilidad experimental de la técnica de acoplamiento fuente/carga-multi-resonador para el desarrollo de filtros paso-banda de microondas sintonizables con alta selectividad. Mediante su empleo, es posible generar ceros de transmisión de potencia fuera de banda que se reconfiguran junto con la banda de paso del filtro sin interferirla. Esto permite obtener bandas eliminadas con fuertes niveles de rechazo de potencia para cualquier estado de sintonía.

La implementación del método propuesto de acoplamiento fuente/carga-multi-resonador consiste en añadir nuevas líneas acopladas entre los resonadores del filtro, que emergen desde sus terminales de entrada —fuente— y salida —carga—. De este modo, se crean nuevos caminos de propagación de señal en su estructura

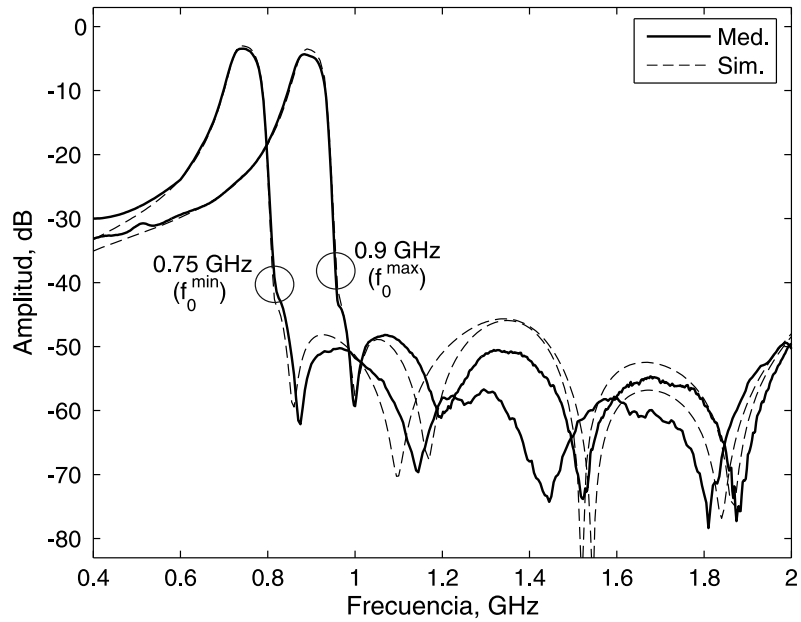
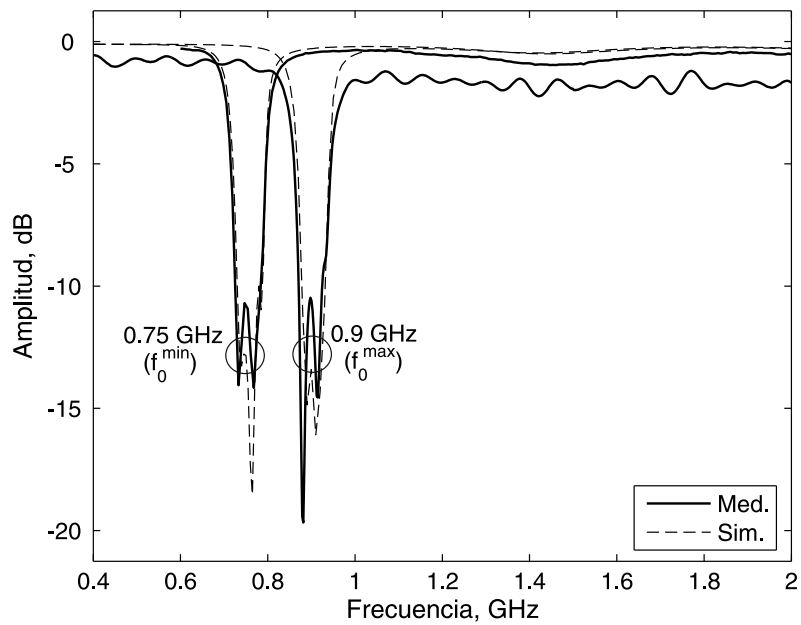
(a)  $|S_{21}|$ .(b)  $|S_{11}|$ .

Figura 5.9: Respuestas en transmisión ( $|S_{21}|$ ) y reflexión ( $|S_{11}|$ ) de potencia simuladas y medidas del prototipo de filtro paso-banda sintonizable tipo *combine* con acoplamiento fuente/carga-multi-resonador.

interna, resultando pues una configuración filtrante de resonadores multi-acoplados. Tales vías de acoplamiento, mediante fenómenos de interferencia destructiva entre señales, permiten producir ceros de transmisión de señal fuera de banda en el perfil filtrante sintetizado. Además, la inclusión de elementos de reactancia variable en los resonadores del filtro para dotarlo de sintonía en frecuencia no influye en dichos nulos de transmisión, que se reconfiguran conjuntamente con la banda de paso del filtro. Esto se debe a la variación simultánea de los acoplamientos del filtro con el proceso de sintonizado, teniéndose así una topología filtrante de acoplamientos controlables.

La técnica ideada de acoplamiento fuente/carga-multi-resonador ha sido validada en un estructura de filtro tipo *comblíne* de tercer orden con sintonía en frecuencia. En concreto, la respuesta filtrante asociada presenta cinco ceros de transmisión reconfigurables en su banda atenuada, superándose así el límite de número máximo de ceros de transmisión realizables en una red circuital de resonadores acoplados (igual al orden del filtro si se considera la interacción fuente/carga-multi-resonador) [158]. Los dos nulos de transmisión adicionales se consiguen mediante el alargamiento de las líneas de transmisión correspondientes a los acoplamientos fuente/carga-multi-resonador, siendo de fácil ajuste mediante la longitud de dichos tramos extendidos.

Finalmente, como refrenda práctica de la teoría, el prototipo de filtro tipo *comblíne* diseñado ha sido construido en tecnología *microstrip* y caracterizado, para un intervalo de sintonía electrónica de 0.75–0.9 GHz implementable mediante diodos varactores. Los resultados simulados y medidos obtenidos confirman sobradamente la generación de los ceros de transmisión fuera de banda, así como su reconfiguración junto con la banda de paso de filtro sin alterarla. De esta manera, se consigue una función de transferencia filtrante de alta selectividad para todo el rango de sintonía. Nótese que esta peculiaridad no se contempla en otros esquemas de filtros paso-banda de microondas sintonizables, que o bien carecen de nulos de transmisión o son ajustables independientemente de la banda de paso a través de mecanismos más complejos.



## Capítulo 6

# Epílogo

En este epílogo se proporciona un resumen detallado de los resultados principales y conclusiones más relevantes de esta Tesis Doctoral (Apartado 6.1). Se describen, además, posibles líneas de actuación futuras relacionadas con el contenido del presente trabajo de investigación (Apartado 6.2). Finalmente, se proporciona un listado de las publicaciones internacionales y patente nacional realizadas por el autor, correspondientes a las tareas de investigación de esta Disertación Doctoral (Apartado 6.3).

### 6.1. Resultados y conclusiones

En esta Tesis Doctoral se ha acometido la síntesis y desarrollo de nuevos esquemas de filtros paso-banda de microondas compactos en sustratos planos, con función de transferencia multi-banda y capacidad de control electrónico en su respuesta filtrante.

En la primera parte de la Tesis Doctoral, se han propuesto dos técnicas efectivas para la disminución del tamaño en filtros paso-banda de microondas compuestos por líneas resonantes inter-acopladas. Tales procedimientos se basan en el uso de resonadores de doble línea de transmisión que interactúan a lo largo de toda su longitud y la inserción de paredes reductoras de acoplamiento entre líneas resonantes adyacentes. Como característica principal del resonador de línea doble ideado, se ha probado la generación de pares de frecuencias naturales localizadas en un mismo valor espectral. Así pues, mediante su utilización en filtros de líneas acopladas en paralelo para un orden fijo y en comparación con sus homólogos de línea de transmisión simple, reducciones del 50 % en la dimensión de la dirección de propagación de señal son factibles. Todo ello manteniéndose la prestación del filtro en términos de aparición de primera banda espuria, así como la viabilidad de su diseño mediante simuladores circuitales. También se ha visto que, mediante la incorporación del concepto sugerido de pared reductora de acoplamiento, es posible disminuir el espaciamiento necesario entre dos líneas de transmisión inter-acopladas para un nivel de acoplamiento dado. Esto permite, por tanto, miniaturizar la longitud del filtro en la dirección de acoplamiento. Además, al ser dicho método independiente de la estructura del resonador, su aplicación en topologías filtrantes de diverso índole, fijas o reconfigurables, resulta similar.

La segunda parte de la Tesis Doctoral, siendo el núcleo de la misma, se ha dedi-

cado al diseño de filtros paso-banda multi-banda de microondas de alta selectividad. Para ello, se han explotado dos filosofías bien diferenciadas: 1) empleo de redes circuitales de resonadores acoplados y 2) aplicación de técnicas de interferencia de señales. En el primer caso, para la síntesis de la función de transferencia multi-banda, se ha distinguido entre soluciones consistentes en resonadores multi-frecuencia ordenados mediante esquemas filtrantes clásicos —tipo *comblin*e— y estructuras de acoplamiento sofisticadas para resonadores mono-frecuencia convencionales —resonador de línea de transmisión con extremos en circuito abierto y media longitud de onda—. Ambas alternativas han mostrado su potencial para tal propósito, con especial hincapié en el conformado de acciones de filtrado multi-banda con pendientes de rechazo abruptas y altos niveles de aislamiento de potencia entre bandas de paso contiguas. En el segundo caso, se han utilizado secciones de filtrado multi-camino atípicas, tales como pares de líneas de transmisión en paralelo o acopladores y divisores de potencia operando en reflexión —tipo *branch-line* y polígono de Bagley, respectivamente—. Estos circuitos, a través de interacciones constructivas y destructivas entre las componentes de señal propagándose en su interior, permiten obtener funciones de filtrado con cualquier número de bandas de paso separadas por nulos de inserción de señal. Todo ello mediante ecuaciones y reglas de diseño teóricas para su síntesis robusta. Además, la inclusión de segmentos de línea de transmisión de salto de impedancia en su estructura flexibiliza sus propiedades para la consecución de perfiles filtrantes multi-banda asimétricos, en términos de ancho de banda, selectividad e incluso tipo de curva de filtrado —e.g., Butterworth o Chebyshev— para cada banda de paso.

Finalmente, en la tercera parte de la Tesis Doctoral y como contribución al área de filtros reconfigurables de microondas avanzados, se ha concebido una estructura filtrante sintonizable en frecuencia central, con ceros de transmisión de potencia fuera de banda. La solución descrita consiste en una topología de filtro paso-banda de tres polos tipo *comblin*e estratégicamente modificada para la generación de acoplamientos cruzados múltiples, incluyendo los correspondientes a los nodos fuente/carga. Esto se consigue introduciendo caminos de acoplamiento de señal alternativos en la red *comblin*e básica, mediante tramos de línea de transmisión adicionales conectados a los accesos de entrada/salida del filtro y acoplados con sus resonadores. De este modo, se consigue un filtro paso-banda reconfigurable en frecuencia central y con prestación de alta selectividad para todos los estados de sintonía, gracias al control simultáneo de la banda de paso y los nulos de transmisión de potencia sin interferirla.

También debe enfatizarse el alto contenido experimental de esta Tesis Doctoral. En total, se han diseñado, fabricado y caracterizado catorce prototipos circuitales de filtros paso-banda de microondas en tecnologías planas, como *microstrip* e híbrida, para diversos rangos de frecuencia. En particular, se han implementado dos filtros paso-banda mono-banda compactos, diez filtros paso-banda multi-banda altamente selectivos —nueve de banda dual y el restante de banda séxtuple— y dos filtros reconfigurables paso-banda de banda única basados en esquemas *comblin*e modificados. La concordancia obtenida entre resultados simulados y medidos ha sido excelente, avalando completamente la viabilidad práctica de las topologías filtrantes presentadas en esta Tesis Doctoral, así como las metodologías subyacentes para su diseño.

## 6.2. Líneas de investigación futuras

Cualquier Tesis Doctoral que se precie plantea y resuelve una serie de problemas de investigación, dejando múltiples líneas de actuación abiertas. En el caso de esta Disertación Doctoral, por su potencial importancia, han de destacarse las siguientes:

- Los procedimientos de reducción de tamaño concebidos para filtros de microondas en tecnologías planas, consistentes en el uso de resonadores dobles y paredes reductoras de acoplamiento, se han utilizado de forma independiente en estructuras de filtrado concretas —filtro fijo de líneas acopladas en paralelo y sintonizable tipo *comblíne* paso-banda—. No obstante, nada impide su empleo simultáneo en otros esquemas de filtros de líneas acopladas con distinta característica filtrante —e.g., filtro interdigital o con resonadores en anillo de banda eliminada— para alcanzar mayores grados de miniaturización física.
- Aunque los fundamentos de diseño descritos para filtros paso-banda multi-banda de microondas con resonadores mono-banda inter-acoplados son generales y extensibles a cualquier número de bandas de paso, han sido validados en la práctica sólo mediante prototipos circuitales de banda dual. La implementación de dispositivos filtrantes con más de dos bandas de paso, como prueba de concepto experimental adicional, queda, pues, como tarea pendiente a afrontar.
- Las técnicas de interferencia transversal de señales se han aplicado exitosamente al desarrollo de filtros paso-banda de microondas con varias bandas de paso. Sería interesante, mediante una metodología de análisis similar, emplear tales configuraciones interferenciales para el conformado de acciones filtrantes multi-banda de banda eliminada. Nótese que este tipo de dispositivo filtrante es altamente requerido en diversas aplicaciones, tales como la supresión múltiple de señales interferentes multi-frecuencia en el intervalo espectral 3.1–10.6 GHz para sistemas de banda ultra-ancha o UWB (*Ultra-Wide-Band*) [159].
- Las redes filtrantes paso-banda de microondas basadas en principios interferenciales, tanto para funciones de transferencia mono-banda como multi-banda, tienen como inconveniente la estrechez de las bandas eliminadas adyacentes. En este sentido, la utilización de estructuras circuitales generalizadas o híbridas, incorporando sub-redes de resonadores acoplados en configuraciones de interferencia de señales, puede ser ventajoso para solventar dicha carencia. Resultados experimentales obtenidos últimamente sobre esta alternativa de filtro mixto para respuestas paso-bajo y paso-banda confirman lo anterior [160],[161].
- Una de las principales ventajas de las técnicas de interferencia de señales es su facilidad de integración, a priori, con todo tipo de dispositivo de microondas. Esto las hace aptas para el diseño de circuitos de alta frecuencia multi-función que exhiban, junto a su tarea de procesamiento de radiofrecuencia básica (amplificación, radiación, reparto de potencia, etc.), capacidad de filtrado adicional. La concepción de tales sub-sistemas multi-funcionales de microondas mediante la filosofía interferencial es, pues, una línea de actuación futura de suma relevancia, como muestran algunas aportaciones recientes en este campo [162],[163].

- A día de hoy, son muy pocos los ejemplos de filtros de microondas reconfigurables mediante conceptos de interferencia de señales. En efecto, las pocas contribuciones propuestas hasta la fecha en este área se han centrado en el control de la frecuencia operativa en filtros paso-banda y de banda eliminada [97],[147]. No obstante, tales circuitos filtrantes pueden ser apropiados para implementar acciones de filtrado sintonizables, difíciles de realizar a partir de esquemas clásicos de resonadores acoplados; por ejemplo, funciones de filtrado paso-banda con ancho de banda ampliamente ajustable y ceros de transmisión fuera de banda. Este nicho de investigación merece ser abordado por su indudable interés.
- La topología ideada de filtro paso-banda sintonizable tipo *comblin*e con acoplamientos múltiples presenta todos sus nulos de transmisión de señal al mismo lado de la banda de paso. Esto la hace adecuada para especificaciones de selectividad asimétrica, tales como en filtros de canal de duplexores reconfigurables. Sin embargo, son varias las aplicaciones de filtrado controlable que requieren de prestaciones idénticas de rechazo en la banda atenuada inferior y superior. Es por ello que la invención de una solución homóloga de filtro *comblin*e sintonizable, que permita generar un número similar de ceros de transmisión de potencia a cada lado de la banda de paso principal mediante un esquema de acoplamientos alternativo, permanezca como trabajo futuro a acometer.

### 6.3. Resultados de investigación relacionados con la Tesis Doctoral

A continuación se enumeran las publicaciones y patente realizadas por el autor, ordenadas de manera cronológica, derivadas del contenido de esta Tesis Doctoral.

#### 6.3.1. Publicaciones en revistas internacionales

##### ► Publicadas o aceptadas:

- [R1] M. Sanchez-Renedo, R. Gómez-García, J. I. Alonso, and C. Briso-Rodríguez, “Tunable comblin filter with continuous control of center frequency and bandwidth,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, pp. 191-199, Jan. 2005.
- [R2] M. Sánchez-Renedo and R. Gómez-García, “Small-size planar tunable comblin filter using decoupling walls,” *IET Electron. Lett.*, pp. 532-534, vol. 43, April 26th, 2007.
- [R3] M. Sánchez-Renedo, “High-selectivity tunable planar comblin filter with source/load-multiresonator coupling,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 7, pp. 158-160, Jul. 2007.
- [R4] R. Gómez-García, M. Sánchez-Renedo, B. Jarry, J. Lintignat, and B. Barelaud, “A class of microwave transversal signal-interference dual-passband planar filters,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 19, no. 3, pp. 158-160, Mar. 2009.

- [R5] R. Gómez-García and **M. Sánchez-Renedo**, “Single- and dual-passband microwave planar filters with coupled double-transmission-line resonators,” *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 3, no. 6, pp. 917–928, Sep. 2009.
- [R6] R. Gómez-García and **M. Sánchez-Renedo**, “Microwave dual-band bandpass planar filters based on generalized branch-line hybrids,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 12, pp. 3760–3769, Dec. 2010.
- [R7] R. Gómez-García, **M. Sánchez-Renedo**, and J. -M. Muñoz-Ferrerías, “A type of planar array-antenna feeding network with single/multi-band filtering capability,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 1271–1274, 2010.
- [R8] R. Gómez-García, J. -M. Muñoz-Ferrerías, and **M. Sánchez-Renedo**, “Signal-interference stepped-impedance-line microstrip filters and application to duplexers,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 21, no. 8, pp. 421–423, Aug. 2011.

► **Enviadas:**

- [R9] **M. Sánchez-Renedo** and R. Gómez-García, “Microwave planar filters with enhanced selectivity through the new concept of transversal signal-interference source-load coupling,” submitted to *IET Microw. Antennas Propag.*

### 6.3.2. Publicaciones en congresos/conferencias internacionales

► **Publicadas o aceptadas:**

- [C1] **M. Sánchez-Renedo**, R. Gómez-García, J. I. Alonso, and C. Briso-Rodríguez, “A new electronically tunable combline filter with simultaneous continuous control of central frequency and bandwidth,” in *2004 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, Fort Worth, TX, USA, Jun. 9–11, 2004, pp. 1291–1294.
- [C2] **M. Sánchez-Renedo** and J. I. Alonso, “Tunable planar combline filter with multiple source/load coupling,” in *2005 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, Long Beach, CA, USA, Jun. 12–17, 2005, pp. 771–774.
- [C3] **M. Sánchez-Renedo** and R. Gómez-García, “Microwave combline-type dual-passband filter,” in *37th Eur. Microw. Conf.*, Munich, Germany, Oct. 8–12, 2007, pp. 321–324.
- [C4] **M. Sánchez-Renedo** and R. Gómez-García, “Microwave dual-band bandpass planar filter using double-coupled resonating feeding sections,” in *39th Eur. Microw. Conf.*, Rome, Italy, Sep. 28–Oct. 2, 2009, pp. 265–268.
- [C5] R. Gómez-García, **M. Sánchez-Renedo**, B. Jarry, J. Lintignat, and B. Barelaud, “Microwave multi-path dual-passband filters for wide-band applications,” in *39th Eur. Microw. Conf.*, Rome, Italy, Sep. 28–Oct. 2, 2009, pp. 109–112.

- 
- [C6] R. Gómez-García and **M. Sánchez-Renedo**, “Application of generalized Bagley-polygon four-port power dividers to designing microwave dual-band bandpass planar filters,” in *2010 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, Anaheim, CA, USA, May 23–28, 2010, pp. 580–583.
  - [C7] **M. Sánchez-Renedo** and R. Gómez-García, “A class of high-selectivity microstrip transversal bandpass filter using non-resonating nodes,” in *40th Eur. Microw. Conf.*, Paris, France, Sep. 26–Oct. 1, 2010, pp. 292–295.
  - [C8] R. Gómez-García, J. -M. Muñoz-Ferreras, and **M. Sánchez-Renedo**, “Microwave transversal six-band bandpass planar filter for multi-standard wireless applications,” in *2011 IEEE Radio Wireless Symp.*, Phoenix, AZ, USA, Jan. 16–19, 2011, pp. 166–169.
  - [C9] R. Gómez-García, **M. Sánchez-Renedo**, and J. -M. Muñoz-Ferreras, “Microwave filtering power-distribution networks,” in *2011 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, Baltimore, MD, USA, Jun. 5–10, 2011.
  - [C10] **M. Sánchez-Renedo** and R. Gómez-García, “Multi-coupled-resonator dual-band bandpass microstrip filters with non-resonating nodes,” in *2011 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, Baltimore, MD, USA, Jun. 5–10, 2011.
  - [C11] R. Gómez-García and **M. Sánchez-Renedo**, “Microwave single/multi-band planar filters with Bagley-polygon-type four-port power dividers,” in *2012 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, Montréal, QC, Canada, Jun. 17–22, 2012.
  - [C12] R. Gómez-García, **M. Sánchez-Renedo**, and Raúl Loeches-Sánchez, “Signal-interference microstrip duplexers,” accepted in *2013 IEEE Radio Wireless Symp.*, Austin, TX, USA, Jan. 20–23, 2013.
  - [C13] R. Gómez-García, J. -M. Muñoz-Ferreras, and **M. Sánchez-Renedo**, “Multi-band pre-selectors for software-defined radio receivers,” accepted in *2013 IEEE Radio Wireless Symp.*, Austin, TX, USA, Jan. 20–23, 2013.

► **Enviadas:**

- [C14] **M. Sánchez-Renedo** and R. Gómez-García, “A class of mixed stepped-impedance-line/signal-interference microstrip low-pass filter with improved stop-band attenuation,” submitted to *2013 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, Seattle, WA, USA, Jun. 2–7, 2013.

### 6.3.3. Capítulo de libro

- [L1] R. Gómez-García, J. -M. Muñoz-Ferreras, and **M. Sánchez-Renedo**, “Multi-band RF front-ends for radar and communications applications,” in *Microwave and Millimeter Wave Circuits and Systems: Emerging Design, Technologies and Applications*, edited by A. Georgiadis, H. Rogier, L. Roselli, and P. Arcioni, John Wiley & Sons, Inc., to appear in 2012.

#### 6.3.4. Ponencia en curso especializado internacional o *workshop*

► Enviadas:

- [W1] R. Gómez-García, M. -A. Sánchez-Soriano, **M. Sánchez-Renedo**, R. Loeches-Sánchez, G. Torregrosa-Penalva, and E. Bronchalo, “Multi-function filtering devices based on signal-interference techniques,” in the workshop *Recent Advances on RF/Microwave Multi-Function Filtering Devices*, organized by R. Gómez-García and X. Gong, submitted to *2013 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, Seattle, WA, USA, Jun. 2–7, 2013.

#### 6.3.5. Patente

- [P1] R. Gómez-García, J. -M. Muñoz-Ferreras y **M. Sánchez-Renedo**, “Filtro paso-banda multi-banda de microondas con un número arbitrario de bandas de paso,” nº solicitud: P201031936, fecha de prioridad: 23 Dic. 2010, entidad propietaria: Universidad de Alcalá (UAH).





# Bibliografía

- [1] A. I. Zverev, *Handbook of Filter Synthesis*. Wiley, New York, NY, 1967.
- [2] J. D. Rhodes, *Theory of Electrical Filters*. Wiley, New York, NY, 1975.
- [3] A. Tasic, W. Serdijn, and G. Setti, *Circuits and Systems for Future Generations of Wireless Communications*. Springer, 2009.
- [4] K. Rawat, M. S. Hashmi, and F. M. Ghannouchi, “Dual-band RF circuits and components for multi-standard software defined radios,” *IEEE Circuits Sys. Mag.*, vol. 12, no. 1, pp. 12–32, Jan. 2012.
- [5] L. Young, “Direct-coupled cavity filters for wide and narrow bandwidths,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 11, no. 3, pp. 162–178, May. 1963.
- [6] S. B. Cohn, “Microwave bandpass filters containing high- $Q$  dielectric resonators,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 16, no. 4, pp. 218–227, Apr. 1968.
- [7] A. Podell and D. Lockie, “Commercial applications of GaAs MMIC technology,” *Electro International*, pp. 337–338, Apr. 1991.
- [8] A. Blanco-del-Campo, A. Asensio-López, J. Gismero-Menoyo, B. P. Dorta-Naranjo, and J. Carretero-Moya, “Instrumental CWLFM high-range resolution radar in millimeter waveband for ISAR imaging,” *IEEE Sensors J.*, vol. 11, no. 2, pp. 418–429, Feb. 2011.
- [9] C. Rauscher, “Distributed microwave active filters with GaAs FETs”, in *1984 IEEE Int. Microwave Symp.*, San Francisco, CA, USA, May 30–Jun. 1, 1984, pp. 273–276.
- [10] C. Rauscher, “A new class of microwave active filters”, in *1994 IEEE Int. Microwave Symp.*, San Diego, CA, USA, May 23–27, 1994, pp. 605–608.
- [11] R. Gómez-García, *Métodos Avanzados de Diseño de Filtros Paso-Banda en Microondas Altamente Selectivos y Sintonizables Mediante Técnicas de Interferencia de Señales*. Tesis Doctoral. Universidad Politécnica de Madrid. Feb. 2006.
- [12] J. Mitola, “The software radio architecture,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 33, no. 5, pp. 26–38, May 1995.
- [13] L. L. Lewyn, T. Ytterdal, C. Wulff, and K. Martin, “Analog circuit design in nanoscale CMOS technologies,” *Proc. of IEEE*, vol. 97, no. 10, pp. 1687–1714, Oct. 2009.

- 
- [14] D. F. Albuquerque, J. M. N. Vieira, N. B. Carvalho, and J. R. Pereira, “Analog filter bank for cochlear radio” in *Int. Microw. Workshop Series 2010*, Aveiro, Portugal, Jan. 22–23, pp. 1–4.
- [15] R. Gómez-García, J. Vieira, N. B. Carvalho, and J. -P. Magalhães, “Mixed-domain receiver architecture for white space software-defined radio scenarios,” in *2012 IEEE Int. Circuits Syst. Symp.*, Seoul, South Korea, May 20–23, 2012, pp. 822–825.
- [16] R. G. Vaughan, N. L. Scott, and D. R. White, “The theory of bandpass sampling,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 39, no. 9, pp. 1973–1984, Sept. 1991.
- [17] J. -M. Muñoz-Ferrerías, R. Gómez-García, and F. Pérez-Martínez, “Acquisition of multiband signals with minimum sub-Nyquist sampling,” in *2012 IEEE Int. Circuits Syst. Symp.*, Seoul, South Korea, May 20–23, 2012, pp. 830–833.
- [18] R. Gómez-García, J. -M. Muñoz-Ferrerías, and M. Sánchez-Renedo, “Multi-band RF front-ends for radar and communications applications,” in *Microwave and Millimeter Wave Circuits and Systems: Emerging Design, Technologies and Applications*, edited by A. Georgiadis, H. Rogier, L. Roselli, and P. Arcioni, John Wiley & Sons, Inc., to appear in 2012.
- [19] C. de la Morena Álvarez-Palencia, *Radiofrequency Architectures and Technologies for Software Defined Radio*. Tesis Doctoral. Universidad Politécnica de Madrid. Jul. 2012.
- [20] I. C. Hunter, L. Billonnet, B. Jarry, and P. Guillon, “Microwave filters—applications and technology,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 3, pp. 794–805, Mar. 2002.
- [21] R. Levy, R. V. Snyder, and G. Matthaei, “Design of microwave filters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 3, pp. 783–793, Mar. 2002.
- [22] J. -S. Hong and M. J. Lancaster, “Development of new microstrip pseudo-interdigital bandpass filters,” *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 5, no. 8, pp. 261–263, Aug. 1995.
- [23] J. -S. Hong and M. J. Lancaster, “End-coupled microstrip slow-wave resonator filter,” *IEE Electron. Lett.*, vol. 32, no. 16, pp. 1494–1496, Aug. 1996.
- [24] M. Barra, C. Collado, J. Mateu, and J. M. O’Callaghan, “Hilbert fractal curves for HTS miniaturized filters,” in *2004 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, Fort Worth, TX, USA, Jun. 9–11, 2004, pp. 123–126.
- [25] J. A. Curits and S. J. Fiedziuszko, “Miniature dual mode microstrip filters,” in *1991 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, Boston, MA, USA, Jun. 10–14, 1991, pp. 443–446.
- [26] Y. Mu, Z. Ma, and D. Xu, “A novel compact interdigital bandpass filter using multilayer cross-coupled folded quarter-wavelength resonators,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 12, pp. 847–849, Dec. 2005.

- [27] A. Abdel-Rahman, A. R. Ali, S. Amari, and A. S. Omar, "Compact band-pass filters using defected ground structure (DGS) coupled resonators," in *2005 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, Long Beach, CA, USA, Jun. 12–17, 2005, pp. 1479–1482.
- [28] S. B. Cohn, "Parallel-coupled transmission-line-resonator filters," *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 6, no. 6, pp. 223–231, Jun. 1958.
- [29] A. García-Lampérez, "Dual band filter with split-ring resonators," in *2006 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, San Francisco, CA, USA, Jun. 11–16, 2006, pp. 519–522.
- [30] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, and P. Bhartia, *Microstrip Lines and Slotlines*. Artech House, 2<sup>nd</sup> Ed.
- [31] J. -S. Hong and M. J. Lancaster, "Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 44, no. 11, pp. 2099–2109, Nov. 1996.
- [32] A. Görür and C. Karpuz, "Cross-coupled bandpass filter using microstrip triangular open-loop resonators," in *Proc. 31st Eur. Microw. Conf.*, vol. 2, London, United Kingdom, Sep. 25–27, 2001, pp. 57–60.
- [33] D. Cañete-Rebenaque, F. Quesada-Pereira, J. Pascual-García, A. Álvarez-Melcón, and M. Guglielmi, "Two compact configurations for implementing transmission zeros in microstrip filters," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 10, pp. 475–477, Oct. 2004.
- [34] V. K. Tripathi, "Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-23, no. 9, pp. 734–739, Sep. 1975.
- [35] I. J. Bahl, "Capacitively compensated high performance parallel coupled microstrip filters," in *1988 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, New York, NY, USA, May 25–27, 1988, pp. 427–430.
- [36] R. Phromlounsri, M. Chongcheawchamnan, and I. D. Robertson, "Inductively compensated parallel coupled microstrip lines and their applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 9, pp. 3571–3582, Sept. 2006.
- [37] J. -T. Kuo and E. Shih, "Wideband bandpass filter design with three-line microstrip structures," *IEE Proc. Microw. Antennas Propag.*, vol. 149, no. 5/6, pp. 243–247, Oct./Dec. 2002.
- [38] A. García-Lampérez, "Analytical synthesis algorithm of dual-band filters with asymmetric pass bands and generalized topology," in *2007 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Honolulu, HI, USA, Jun. 3–8, 2007, pp. 909–912.
- [39] J. J. García-García, J. Bonache, I. Gil, F. Martín, M. C. Velázquez-Ahumada, and J. Martel, "Efficient area reduction in microstrip cross-coupled resonator filters by using split-ring resonators and spiral resonators," in *Proc. 35th Eur. Microw. Conf.*, vol. 2, Paris, France, Oct. 3–7, 2005, pp. 1235–1238.

- 
- [40] F. Falcone, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, J. D. Baena, J. Bonache, M. Beruete, R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, “Babinet principle applied to metasurface and metamaterial design,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 93, no. 19, pp. 197401-1–197401-4, Nov. 2004.
- [41] J. Bonache, I. Gil, J. García-García, and F. Martín, “Novel microstrip band-pass filters based on complementary split-ring resonators,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 1, pp. 265–271, Jan. 2006.
- [42] A. García-Lampérez, R. Gómez-García, and M. Salazar-Palma, “Compact diplexer with edge-coupled and nonbianisotropic split-ring resonators,” in *2012 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, Montréal, QC, Canada, Jun. 17–22, 2012.
- [43] P. de Paco, O. Menendez, and J. Marín, “Dual-band filter using non-bianisotropic split-ring resonators,” *Prog. Electromag. Research Lett.*, vol. 13, pp. 51–58, 2010.
- [44] <http://www.arlon-med.com/Cuclad.pdf>
- [45] <http://www.partminer.com/part-specification/BB149>
- [46] E. Pistono, P. Ferrari, L. Duvillaret, J. M. Duchamp, and R. G. Harrison, “Hybrid narrow-band tunable bandpass filter based on varactor loaded electromagnetic-bandgap coplanar waveguides,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, pp. 2506–2514, Aug. 2005.
- [47] G. Macchiarella and S. Tamiazzo, “Design techniques for dual-passband filters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 11, pp. 3265–3271, Nov. 2005.
- [48] J. Lee and K. Sarabandi, “A synthesis method for dual-passband microwave filters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 6, pp. 1163–1170, Jun. 2007.
- [49] [http://www.plasticsintl.com/datasheets/Phenolic\\_G10\\_FR4.pdf](http://www.plasticsintl.com/datasheets/Phenolic_G10_FR4.pdf)
- [50] A. García-Lampérez and M. Salazar-Palma, “Single-band to multiband frequency transformation for multiband filters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 11, pp. 1–11, Nov. 2011.
- [51] R. Gómez-García and M. Sánchez-Renedo, “Single- and dual-passband microwave planar filters with coupled double-transmission-line resonators,” *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 3, no. 6, pp. 917–928, Sep. 2009.
- [52] *Applied Wave Research, Inc.* <http://www.appwave.com>.
- [53] J. -S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. New York: Wiley, 2001.
- [54] R. J. Cameron, R. Mansour, and C. M. Kudsia, *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design and Applications*, New York: Wiley, 2007.

- [55] <http://www.taconic-add.com/pdf/cer10.pdf>
- [56] *Sonnet Software*, Inc. <http://www.sonnetusa.com>.
- [57] M. Sánchez-Renedo and R. Gómez-García, “A class of high-selectivity microstrip transversal bandpass filter using non-resonating nodes,” in *40th Eur. Microw. Conf.*, Paris, France, Sep. 26–Oct. 1, 2010, pp. 292–295.
- [58] U. Rosenberg and S. Amari, “Novel coupling schemes for microwave resonator filters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 12, pp. 2896–2902, Dec. 2002.
- [59] D. Cañete-Rebenaque, F. Quesada-Pereira, J. L. Gómez-Tornero, J. Pascual-García, and A. Álvarez-Melcón, “Two simple implementations of transversal filters with coupling between non-resonant nodes,” in *2005 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Long Beach, CA, USA, Jun. 12–17, 2005, pp. 957–960.
- [60] S. Cogollos, R. J. Cameron, R. R. Mansour, M. Yu, and V. E. Boria-Esbert, “Synthesis and design procedure for high performance waveguide filters based on nonresonating nodes,” in *2007 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Honolulu, HI, USA, Jun. 3–8, 2007, pp. 1297–1300.
- [61] S. Cogollos, V. E. Boria-Esbert, R. J. Cameron, and R. R. Mansour, “Design procedure of low cost substrate microstrip filters based on nonresonating nodes,” in *2008 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Atlanta, GA, USA, Jun. 15–20, 2008, pp. 543–546.
- [62] I. C. Hunter and J. D. Rhodes, “Electronically tunable microwave bandpass filters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 30, no. 9, pp. 1353–1360, Sep. 1980.
- [63] M. Sánchez-Renedo, R. Gómez-García, J. I. Alonso, and C. Briso-Rodríguez, “Tunable combline filter with continuous control of center frequency and bandwidth,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 1, pp. 191–199, Jan. 2005.
- [64] W. M. Fathelbab and M. B. Steer, “A reconfigurable bandpass filter for RF/microwave multifunctional systems,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 3, pp. 1111–1116, Mar. 2005.
- [65] R. V. Snyder, “Coupling probe having an adjustable tuning conductor,” U. S. Patent 6.924.718, issued Aug. 2005.
- [66] B. C. Wadell, *Transmission-Line Design Handbook*. Artech House, Norwood, MA, 1991.
- [67] M. Sánchez-Renedo and R. Gómez-García, “Small-size planar tunable combline filter using decoupling walls,” *IET Electron. Lett.*, pp. 532–534, vol. 43, April 26th, 2007.

- 
- [68] S. Sun and L. Zhu, "Compact dual-band microstrip bandpass filter without external feeds," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 10, pp. 644–646, Oct. 2005.
- [69] C. -M. Tsai, H. -M. Lee, and C. -C. Tsai, "Planar filter design with fully controllable second passband," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 11, pp. 3429–3439, Nov. 2005.
- [70] R. H. Geschke, B. Jokanovic, and P. Meyer, "Filter parameter extraction for triple-band composite split-ring resonators and filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 6, pp. 1500–1508, Jun. 2011.
- [71] A. Manchec, C. Quendo, E. Rius, C. Person, and J. -F. Favennec, "General synthesis of  $N$ -band resonator based on  $N$ -order dual behavior resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 5, pp. 337–339, May. 2006.
- [72] M. -I. Lai and S. -K. Jeng, "Compact microstrip dual-band bandpass filters design using genetic-algorithm techniques," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 1, pp. 160–168, Jan. 2006.
- [73] L. -C. Tsai and C. -W. Hsue, "Dual-band bandpass filters using equal-length coupled-serial-shunted lines and  $Z$ -transform technique," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 4, pp. 1111–1117, Apr. 2004.
- [74] G. L. Matthaei, "Comb-line bandpass filters of narrow or moderate bandwidth," *Microw. J.*, pp. 82–91, Aug. 1963.
- [75] Y. Wang and M. Yu, "True inline cross-coupled coaxial cavity filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 12, pp. 2958–2965, Dec. 2009.
- [76] O. -K. Lim, Y. J. Kim, and S. -S. Lee, "A compact integrated combline band pass filter using LTCC technology for C-band wireless applications," in *33th Eur. Microw. Conf.*, Munich, Germany, Oct. 6–10, 2003, pp. 203–206.
- [77] J. D. Martínez, M. Taroncher, and V. E. Boria, "Capacitively loaded resonator for compact substrate integrated waveguide filters," in *40th Eur. Microw. Conf.*, Paris, France, Oct. Sep. 26–Oct. 1, 2010, pp. 192–195.
- [78] G. Matthaei, E. M. T. Jones, and L. Young, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. Norwood, MA: Artech House, 1980.
- [79] M. Sánchez-Renedo and R. Gómez-García, "Microwave combline-type dual-passband filter," in *37th Eur. Microw. Conf.*, Munich, Germany, Oct. 8–12, 2007, pp. 321–324.
- [80] G. D. Alley, "Interdigital capacitors and their application to lumped-element microwave integrated circuits," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 18, no. 12, pp. 1028–1033, Dec. 1970.

- [81] C. -H. Wu, Y. -S. Lin, C. -H. Wang, and C. -H. Cheng, "Compact microstrip parallel-coupled bandpass filters with multiple transmission zeros," in *36th Eur. Microw. Conf.*, Manchester, United Kingdom, Sep. 10–15, 2006, pp. 1151–1154.
- [82] A. García-Lampérez, S. Llorente-Romano, M. Salazar-Palma, and T. K. Sarkar, "Efficient electromagnetic optimization of microwave filters and multiplexers using rational models," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 2, pp. 508–521, Feb. 2004.
- [83] S. Amari, U. Rosenberg, and J. Bornemann, "Adaptive synthesis and design of resonator filters with source/load-multiresonator coupling," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 8, pp. 1969–1978, Aug. 2002.
- [84] G. Macchiarella and S. Tamiazzo, "Design techniques for dual-passband filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 11, pp. 3265–3271, Nov. 2005.
- [85] J. Lee and K. Sarabandi, "A synthesis method for dual-passband microwave filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 6, pp. 1163–1170, Jun. 2007.
- [86] A. García-Lampérez and M. Salazar-Palma, "Single-band to multiband frequency transformation for multiband filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 11, pp. 1–11, Nov. 2011.
- [87] M. Sánchez-Renedo and R. Gómez-García, "Microwave dual-band bandpass planar filter using double-coupled resonating feeding sections," in *39th Eur. Microw. Conf.*, Rome, Italy, Sep. 28–Oct. 2, 2009, pp. 265–268.
- [88] M. Sánchez-Renedo and R. Gómez-García, "Multi-coupled-resonator dual-band bandpass microstrip filters with non-resonating nodes," in *2011 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, Baltimore, MD, USA, Jun. 5–10, 2011.
- [89] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*. Prentice Hall Signal Processing Series, 2nd Ed.
- [90] C. Rauscher, "Microwave active filters based on transversal and recursive principles," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 33, no. 12, pp. 1350–1360, Dec. 1985.
- [91] C. Rauscher, "Microwave channelized active filters — A new modular approach to achieving compactness and high selectivity," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 44, no. 6, pp. 122–132, Jan. 1996.
- [92] K. W. Tam, P. Vitor, and R. P. Martins, "MMIC active filter with tuned transversal element," *IEEE Trans. Circuit Syst. II, Analog Digit. Signal Process.*, vol. 45, no. 5, pp. 632–634, May 1998.
- [93] W. Mouzannar, L. Billonnet, B. Jarry, and P. Guillon, "A highly selective novel MMIC microwave active recursive filter," *1998 IEEE Radiofrequency Integrated Circuits Symp. Dig.*, Baltimore, MD, USA, Jun. 7–9, 1998, pp. 39–42.

- 
- [94] C. Rauscher, “Varactor-tuned active notch filter with low passband noise and signal distortion,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 8, pp. 1431–1437, Aug. 2001.
- [95] R. Gómez-García, C. Briso, M. Mahfoudi, and J. I. Alonso, “MMIC tunable transversal bandpass active filter at 9–12 GHz,” in *11th Eur. Gallium Arsenide and Other Compound Semiconductors Application Symp.*, Munich, Germany, Oct. 6–10, 2003, pp. 149–152.
- [96] S. Darfeuille, J. Lintignat, R. Gómez-García, Z. Sassi, B. Barelaud, L. Billonnet, B. Jarry, H. Marie, and P. Gamand, “Silicon-integrated differential bandpass filters based on recursive and channelized principles and methodology to compute their exact noise figure,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 12, pp. 4381–4396, Dec. 2006.
- [97] A. C. Guyette, “Design of fixed- and varactor-tuned bandstop filters with spurious suppression,” in *40th Eur. Microw. Conf.*, Paris, France, Sep. 26–Oct. 1, 2010, pp. 288–291.
- [98] R. Gómez-García and J. I. Alonso, “Design of sharp-rejection and low-loss wide-band planar filters using signal-interference techniques,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 8, pp. 530–532, Aug. 2005.
- [99] M. K. Mandal and P. Mondal, “Design of sharp-rejection, compact, wideband bandstop filters,” *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 2, no. 4, pp. 389–393, Jun. 2008.
- [100] V. K. Velidi and S. Sanyal, “High-rejection wide-stopband lowpass filters using signal interference technique,” *Int. J. RF Microw. Comput.-Aided Design*, vol. 20, no. 3, pp. 253–258, Mar. 2010.
- [101] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed. New York: Wiley, 1998.
- [102] R. Gómez-García, M. Sánchez-Renedo, B. Jarry, J. Lintignat, and B. Barelaud, “A class of microwave transversal signal-interference dual-passband planar filters,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 19, no. 3, pp. 158–160, Mar. 2009.
- [103] R. Gómez-García, M. Sánchez-Renedo, B. Jarry, J. Lintignat, and B. Barelaud, “Microwave multi-path dual-passband filters for wide-band applications,” in *39th Eur. Microw. Conf.*, Rome, Italy, Sep. 28–Oct. 2, pp. 109–112.
- [104] R. Gómez-García, J. -M. Muñoz-Ferreras, and M. Sánchez-Renedo, “Microwave transversal six-band bandpass planar filter for multi-standard wireless applications,” in *2011 IEEE Radio Wireless Symp.*, Phoenix, AZ, USA, Jan. 16–19, 2011, pp. 166–169.
- [105] M. Sagawa, M. Makimoto, and S. Yamashita, “Geometrical structures and fundamental characteristics of microwave stepped-impedance resonators,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 45, no. 7, pp. 1078–1085, Jul. 1997.



- [106] R. Gómez-García, J. I. Alonso, and D. Amor-Martín, “Using the branch-line directional coupler in the design of microwave bandpass filters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 10, pp. 3221–3229, Oct. 2005.
- [107] H. J. Kwon, S. W. Moon, D. An, M. K. Lee, S. J. Lee, B. C. Jun, H. C. Park, and J. K. Rhee, “94 GHz CPW branch-line bandpass filter for planar integrated millimeter-wave circuits,” in *2006 Asia-Pacific Microw. Conf.*, Yokohama, Japan, Dec. 12–15, 2006, pp. 1565–1568.
- [108] L. Corchia, G. Monti, and L. Tarricone, “MEMs-reconfigurable bandpass filter,” *Microw. Optical Tech. Lett.*, vol. 50, no. 8, pp. 2096–2099, Aug. 2008.
- [109] R. Gómez-García, “High-rejection wideband signal-interference microstrip filters using rat-race couplers,” *IEE Electron. Lett.*, pp. 1162–1163, vol. 42, Sept. 28th, 2006.
- [110] R. Gómez-García, “Wide-band microwave bandpass filters with hybrid rings,” in *2007 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, Honolulu, HI, USA, Jun. 3–8, 2007, pp. 739–742.
- [111] M. A. Sánchez-Soriano, G. Torregrosa-Penalva, E. Bronchalo, and A. Coves, “Highly selective bandpass filters using broadside-coupled coplanar waveguide directional couplers,” *Microw. Optical Tech. Lett.*, vol. 51, no. 2, pp. 294–298, Feb. 2009.
- [112] J. -Y. Li, C. -H. Chi, and C. -Y. Chang, “Synthesis and design of generalized Chebyshev wideband hybrid ring based bandpass filters with a controllable transmission zero pair,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 12, pp. 3720–3731, Dec. 2010.
- [113] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, 2nd ed. New York: McGraw Hill, 1992.
- [114] R. Gómez-García and M. Sánchez-Renedo, “Microwave dual-band bandpass planar filters based on generalized branch-line hybrids,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 12, pp. 3760–3769, Dec. 2010.
- [115] I. Sakagami, T. Wuren, M. Fujii, and M. Tahara, “Compact multiway power dividers similar to the Bagley polygon,” in *2007 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Honolulu, HI, USA, Jun. 3–8, 2007, pp. 419–422.
- [116] R. Gómez-García and M. Sánchez-Renedo, “Application of generalized Bagley-polygon four-port power dividers to designing microwave dual-band bandpass planar filters,” in *2010 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, Anaheim, CA, USA, May 23–28, 2010, pp. 580–583.
- [117] <http://www.taconic-add.com/pdf/tlc.pdf>
- [118] *Libra Reference Manual in HP Eesof Series IV*, Hewlett-Packard, Palo Alto, CA, 1996.

- 
- [119] *High Frequency Structure Simulator v10.0*, Ansoft Corporation, Pittsburgh, PA, 2005.
- [120] <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/08720-90138.pdf>
- [121] A. Görür and C. Karpuz, “Uniplanar compact bandstop filter,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 13, no. 3, pp. 114–116, Mar. 2003.
- [122] S. Sun, L. Zhu, and H. H. Tan, “A compact wideband bandpass filter using transversal resonator and asymmetrical interdigital coupled lines,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 18, no. 3, pp. 173–175, Mar. 2008.
- [123] M. C. Velázquez-Ahumada, J. Martel, and F. Medina, “Parallel coupled microstrip filters with floating ground-plane conductor for spurious-band suppression,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 5, pp. 1823–1828, May 2005.
- [124] F. Aznar-Ballesta, O. García-Pérez, V. González-Posadas, and D. Segovia-Vargas, “Recursive active filter with metamaterial unequal Wilkinson power dividers,” in *Proc. 40th Eur. Microw. Conf.*, Paris, France, Sep. 26–Oct. 1, 2010, pp. 930–933.
- [125] R. Gómez-García, J. -M. Muñoz-Ferreras, and M. Sánchez-Renedo, “Signal-Interference Stepped-Impedance-Line Microstrip Filters and Application to Duplexers,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 21, no. 8, pp. 421–423, Aug. 2011.
- [126] J. T. Kuo and E. Shih, “Microstrip stepped impedance resonator bandpass filter with an extended optimal rejection bandwidth,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 5, pp. 1554–1559, May 2003.
- [127] C. H. Lee, C. I. G. Hsu, and H. K. Jhuang, “Design of a new tri-band microstrip BPF using combined quarter-wavelength SIRs,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, no. 6, pp. 594–596, Jun. 2006.
- [128] B. Wu, C. H. Liang, Q. Li, and P. Y. Qin, “Novel dual-band filter incorporating defected SIR and microstrip SIR,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 18, no. 6, pp. 392–394, Jun. 2008.
- [129] W. S. Chang and C. Y. Chang, “Analytical design of microstrip short-circuit terminated stepped-impedance resonator dual-band filters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 7, pp. 1730–1739, Jul. 2011.
- [130] J. Lee and K. Sarabandi, “A synthesis method for dual-passband microwave filters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 6, pp. 1163–1170, Jun. 2007.
- [131] C. -Y. Hung, M. -H. Weng, R. -Y. Yang, and Y. -K. Su, “Design of the compact parallel coupled wideband bandpass filter with very high selectivity and wide stopband,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 7, pp. 510–512, Jul. 2007.

- [132] C. -P. Chen, Z. Ma, Y. Takakura, H. Nihei, and T. Anada, "Novel wideband bandpass filter using open-ended stub loaded parallel coupled short-circuited three-line unit," in *2009 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Boston, MA, USA, Jun. 7–12, 2009, pp. 725–728.
- [133] M. K. Mandal, P. Mondal, and S. Sanyal, "Low insertion loss, wideband bandpass filters with sharp rejection characteristics," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 4, no. 1, pp. 99–105, Jan. 2010.
- [134] P. Cruz, N. B. Carvalho, and K. Remley, "Designing and testing software-defined radios," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 11, no. 4, pp. 83–94, Jun. 2010.
- [135] D. Garmatyuk, J. Schuerger, and K. Kauffman, "Multifunctional software-defined radar sensor and data communication system," *IEEE Sensor J.*, vol. 11, no. 1, pp. 99–106, Jan. 2011.
- [136] I. C. Hunter, *Theory and Design of Microwave Filters*, ser. Electromagnetic Wave 48. London, UK.: IEE Press, 2001.
- [137] J. -S. Hong, "Reconfigurable planar filters," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 10, no. 6, pp. 73–83, Oct. 2009.
- [138] B. W. Kim and S. W. Yun, "Varactor-tuned combline bandpass filter using step-impedance microstrip lines", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 4, pp. 1279–1283, Apr. 2004.
- [139] S.R. Chandler and I. C. Hunter, "Active varactor tunable bandpass filter," *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 3, no. 3, pp. 70–71, Mar. 1993.
- [140] G. Torregrosa-Penalva, G. López-Risueño, and J. I. Alonso, "A simple method to design wide-band electronically tunable combline filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 1, pp. 172–177, Jan. 2002.
- [141] A. Abbaspour-Tamijani, L. Dussopt, and G. M. Rebeiz, "Miniature and tunable filters using MEMs capacitors," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 7, pp. 1878–1885, Jul. 2003.
- [142] C. A. Hall, R. C. Luetzelschwab, R. D. Streeter, and J. H. Vanpatten, "A 25 watt RF MEM-tuned VHF bandpass filter," *2003 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig. 2003*, Philadelphia, PA, USA, Jun. 8-13, 2003, pp. 503–506,
- [143] J. Nath, D. Ghosh, J. P. Maria, A. I. Kingon, W. M. Fathelbab, P. D. Franzon and M. B. Steer, "An electronically-tunable microstrip bandpass filter using thin-film Barium Strontium Titanate (BST) varactors", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 9, pp. 2707–2712, Sep. 2005.
- [144] Y. Shen, S. Ebadi, P. Wahid, and X. Gong, "Tunable and flexible barium strontium titante (BST) varactors on liquid crystal polymer (LCP) substrates," in *2012 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.* Montréal, QC, Canada, Jun. 17–22, 2012.

- 
- [145] C. Lugo Jr. and J. Papapolymerou, "Electronic switchable bandpass filter using PIN diodes for wireless low cost system-on-a-package applications," *IEE Proc. Microw., Antenna Prop.*, vol. 151, no. 6, pp. 497–502, Dec. 2004.
- [146] M. Sánchez-Renedo, R. Gómez-García, J. I. Alonso, and C. Briso-Rodríguez, "A new electronically tunable combline filter with simultaneous continuous control of central frequency and bandwidth," in *2004 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, Fort Worth, TX, USA, Jun. 9–11, 2004, pp. 1291–1294.
- [147] P. W. Wong and I. C. Hunter, "A new class of low-loss high-linearity electronically reconfigurable microwave filter," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 8, pp. 1945–1953, Aug. 2008.
- [148] C. H. Kim and K. Chang, "Ring resonator bandpass filter with switchable bandwidth using stepped-impedance stubs," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 12, pp. 3936–3944, Dec. 2010.
- [149] C. -K. Liao, C. -Y. Chang, and J. Lin, "A reconfigurable filter based on doublet configuration," in *2007 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Honolulu, HI, USA, Jun. 3–8, 2007, pp. 1607–1610.
- [150] H. -U. Moon, S. -U. Choi, Y. -H. Cho, and S. W. Yun, "Size-reduced tunable hairpin bandpass filter using aperture coupling with enhanced selectivity and constant bandwidth," in *2008 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Atlanta, GA, USA, Jun. 15–20, 2008, pp. 747–750.
- [151] W. Tang and J. -S. Hong, "Varactor-tuned dual-mode bandpass filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 8, pp. 2213–2219, Aug. 2010.
- [152] W. Tang and J. -S. Hong, "Microstrip quasi-elliptic function bandpass filter with improved tuning range," in *Proc. 40th Eur. Microw. Conf.*, Paris, France, Sep. 26–Oct. 1, 2010, pp. 751–754.
- [153] L. Athukorala and D. Budimir, "Compact second-order highly linear varactor-tuned dual-mode filters with constant bandwidth," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 9, pp. 2214–2220, Sep. 2011.
- [154] Y. -C. Chiou and G. M. Rebeiz, "A tunable three-pole 1.5–2.2-GHz bandpass filter with bandwidth and transmission zero control," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 11, pp. 2872–2878, Nov. 2011.
- [155] Y. -C. Chiou and G. M. Rebeiz, "A quasi elliptic function 1.75–2.25 GHz 3-pole bandpass filter with bandwidth control," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 2, pp. 244–249, Feb. 2012.
- [156] M. Sánchez-Renedo and J. I. Alonso, "Tunable planar combline filter with multiple source/load coupling," in *2005 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, Long Beach, CA, USA, Jun. 12–17, 2005, pp. 771–774.
- [157] M. Sánchez-Renedo, "High-selectivity tunable planar combline filter with source/load-multiresonator coupling," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 7, pp. 158–160, Jul. 2007.

## BIBLIOGRAFÍA

---

- [158] S. Amari, “On the maximum number of finite transmission zeros of coupled resonator filters with a given topology,” *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 9, no. 9, pp. 354–356, Sept. 1999.
- [159] “Revision of part 15 of the Commission’s rules regarding ultra-wideband transmission systems,” FCC, Washington, DC, Tech. Rep. ET-Docket 98–153, FCC02-48, Apr. 2002.
- [160] A. I. Abunhailej and I. C. Hunter, “Direct synthesis of parallel-connected symmetrical two-port filters,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, vol. 57, no. 12, pp. 971–974, Dec. 2010.
- [161] M. Sánchez-Renedo and R. Gómez-García, “Microwave planar filters with enhanced selectivity through the new concept of transversal signal-interference source-load coupling,” submitted to *IET Microw. Antennas Propag.*
- [162] R. Gómez-García, M. Sánchez-Renedo, and J. -M. Muñoz-Ferreras, “A type of planar array-antenna feeding network with single/multi-band filtering capability,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 1271–1274, 2010.
- [163] R. Gómez-García, M. Sánchez-Renedo, and J. -M. Muñoz-Ferreras, “Microwave filtering power-distribution networks,” in *2011 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, Baltimore, MD, USA, Jun. 5–10, 2011.