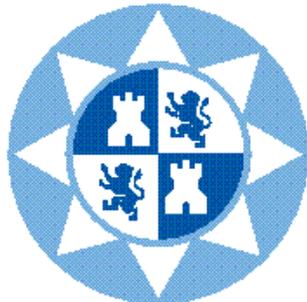


UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA

DEPARTAMENTO DE TECNOLOGÍAS DE LA INFORMACIÓN Y LAS COMUNICACIONES



UNIVERSIDAD POLITÉCNICA
DE CARTAGENA



E.T.S.I.T

Síntesis, diseño e implementación de filtros transversales compactos de microondas con resonadores en tecnología microstrip.

(Tesis doctoral)

8 de octubre de 2009

AUTORES:

Doctorando: David Cañete Rebenaque

Director: Alejandro Álvarez Melcón



UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA

Comisión de Doctorado

**AUTORIZACIÓN DE LA PRESENTACIÓN DE LA TESIS DOCTORAL
POR EL DIRECTOR/A**

D/D^a. Alejandro Álvarez Melcón, Profesor/a Doctor/a del

Área de Teoría de la Señal y Comunicaciones en el Departamento de Tecnologías de la Información y Comunicaciones (TIC)

A U T O R I Z A:

La presentación de la Tesis Doctoral titulada “Síntesis, diseño e implementación de filtros transversales compactos de microondas con resonadores en tecnología microstrip”, realizada por D/D^a. David Cañete Rebenaque, bajo mi dirección y supervisión, en el Departamento de Tecnologías de la Información y Comunicaciones, y que presenta para la obtención del grado de Doctor por la Universidad Politécnica de Cartagena.

En Cartagena, a 13 de Julio de 2009

EL/LA DIRECTOR/A DE TESIS

Fdo.: Alejandro Álvarez Melcón

Agradecimientos

Me gustaría agradecer muy especialmente a Alejandro, como director y supervisor de la presente tesis, sus productivos consejos, conocimientos, entusiasmo, entrega y paciencia mostrada durante todos estos años, así como por haberme brindado la oportunidad de pertenecer al grupo de investigación GEAT y trabajar para la Universidad Politécnica de Cartagena. Disponer de un director de tesis con la capacidad intelectual e inigualable calidad humana de Alejandro es un privilegio, y constituye un ejemplo a seguir.

De mismo modo quisiera expresar mi agradecimiento al resto de miembros del grupo de investigación GEAT: Fernando, José Luis, Juan y Pedro, por sus ánimos, compañerismo y disponibilidad cuando se les necesitaba. También mencionar a los miembros de más reciente incorporación al grupo, como Sebastián, Javier, José Antonio, ..., y especialmente a Mónica, con quien la colaboración ha sido más intensa, lo que ha dado lugar a interesantes aportaciones que han permitido mejorar la cantidad y calidad del trabajo realizado. Asimismo, manifestar lo afortunado de contar con el resto de compañeros de la universidad: José María, Juan Morales, José Victor, Ginés, Pablo, ... por los momentos compartidos tanto en la universidad, como fuera de ella. Todos ellos son sobre todo amigos, además de compañeros.

Asimismo, quiero expresar mi reconocimiento a las instituciones que han financiado parte de este trabajo, a la Fundación Séneca por su beca FPI durante los primeros años de trabajo de la tesis, y también por su financiación de asistencia a congresos, así como a la Universidad Politécnica de Cartagena. También agradecer a David Henarejos y a Juan Antonio Albaladejo del Servicio de Apoyo a la Investigación Tecnológica de la UPCT su imprescindible colaboración en la fabricación de prototipos.

Finalmente, mencionar el cariño y apoyo con el que he contado por parte de mi familia, padres, abuelos y hermanos. Ellos me han dado la oportunidad de llegar hasta aquí.

Y, por supuesto, gracias Raquel, por hacerme feliz y mejor persona.

Resumen

Los filtros de microondas son componentes selectivos en frecuencia, imprescindibles para la separación de canales y el rechazo de señales indeseadas en muchos sistemas de comunicaciones. Diversas aplicaciones con una creciente demanda, como sistemas inalámbricos o comunicaciones vía satélite, requieren de estos dispositivos, que deben satisfacer unos requisitos cada vez más exigentes para un mejor aprovechamiento del limitado espectro electromagnético disponible: miniaturización de circuitos, aumento de los niveles de integración o reducción de costes. Para el correcto funcionamiento de estos sistemas, los filtros requieren ciertas características eléctricas: bajas pérdidas de inserción, elevadas pérdidas de retorno, abruptas pendientes de selectividad o distintos tipos de funciones de transferencia. Estas características se pueden satisfacer con estructuras de filtrado basadas en resonadores, y determinados acoplos electromagnéticos entre ellos.

En este contexto, esta tesis propondrá nuevas estructuras pasivas de filtrado de microondas. La implementación física de estos dispositivos se realizará principalmente en tecnología impresa, lo cual permitirá diseños sencillos, compactos y de bajo coste. Para satisfacer los objetivos comentados anteriormente e incrementar la selectividad, las estructuras propuestas presentarán ceros de transmisión finitos en la función de transferencia del filtro. Además, los circuitos presentados se validarán mediante la fabricación y medida de filtros prototipo.

Se comenzará con una primera parte dedicada a la revisión de técnicas de síntesis de la matriz de acoplo, haciendo especial énfasis en la síntesis de la matriz $N + 2$, que permite calcular de forma directa la matriz de acoplo de una red transversal. La representación de filtros de microondas en forma matricial presenta varias ventajas para su posterior implementación práctica, puesto que incluye algunas de las propiedades físicas reales de los elementos del filtro, y permite la posibilidad de realizar ciertas operaciones de forma sencilla (como la reconfiguración de la topología del filtro).

La segunda parte de la tesis adquiere un punto de vista más aplicado, centrándose en la implementación práctica de dispositivos a partir del modelo matricial obtenido de las especificaciones. Se comenzará con topologías transversales sencillas de segundo orden, que permitirán la implementación compacta de filtros paso banda de alta selectividad gracias a la pres-

encia de un cero de transmisión en frecuencias finitas. Dicho cero de transmisión se producirá debido a la interferencia destructiva de señales que tiene lugar al proveerse más de un camino principal a la señal entre los puertos de entrada y salida. Más adelante se desarrollarán estructuras más complejas, modificando la estructura mediante la introducción de un acoplo directo adicional entre la fuente y la carga. El esquema de acoplo se denomina *doublet* modificado, y permitirá la implementación de funciones de transferencia *fully – canonical*, y por tanto, la implementación de filtros de segundo orden con dos ceros de transmisión en frecuencias finitas especificadas por el diseñador. La flexibilidad de esta topología se mostrará con implementaciones prácticas de filtros con distintas funciones de transferencia, analizadas con la teoría de la matriz de acoplo para redes transversales.

Para la implementación práctica de los filtros se recurrirá a distintos tipos de resonadores, según el signo y la magnitud de cada caso concreto: resonadores de media longitud de onda, resonadores sobredimensionados de lazo abierto o tipo meandro; o incluso *stubs* en $\lambda/4$ cortocircuitados a masa. Asimismo, se propondrá un algoritmo de diseño de filtros transversales, basado en aislar cada resonador de la estructura y diseñarlo de forma independiente. Para ello se establecerán relaciones entre los distintos elementos de la matriz de acoplo, los parámetros geométricos de las estructuras y su correspondiente respuesta eléctrica. Este paso depende de la tecnología de fabricación y se detallará para la tecnología microstrip. Se mostrará como con la utilización del algoritmo de diseño propuesto, la estructura final resultante presenta una respuesta eléctrica que prácticamente cumplirá las especificaciones, evitando de este modo el uso de complejos algoritmos de optimización que pueden presentar un elevado tiempo de cómputo, y cuya convergencia a la solución deseada no está completamente garantizada.

Por otra parte, para mostrar la flexibilidad de las estructuras propuestas, se implementarán filtros con distintos tipos de funciones de transferencia: respuestas paso banda, banda rechazada, filtros con ecualización de fase e incluso respuestas multibanda. Asimismo, se aplicará tanto la teoría de los filtros transversales como el algoritmo de diseño a la novedosa tecnología híbrida guíaonda-circuito impreso para mostrar la validez de las estructuras propuestas en tecnologías distintas a la microstrip.

Por último, se presentarán nuevos filtros de tercer orden en tecnología microstrip. Se mostrarán tanto topologías transversales multicapa que combinarán por primera vez acoplos laterales y verticales, como esquemas de acoplo alternativos uniplanares que requerirán acoplos entre resonadores. Las estructuras propuestas serán capaces de generar dos y hasta tres ceros de transmisión finitos, cuya localización podrá implementarse con gran flexibilidad y precisión, lo que también podrá dar lugar a distintos tipos de funciones de transferencia.

Abstract

Microwave filters are frequency selective components, essential for channel selection and to avoid undesired signals in many communication systems. Several applications with an increasing demand, such as wireless systems or satellite communications, require these devices, that must satisfy an even more stringent requirements for a better use of the limited available electromagnetic spectrum: size reduction, mass-producible or cost reduction. For the correct operation of these systems, filters require certain electric characteristics: low insertion losses, high return losses, sharp slope selectivity or several specific types of transfer functions. These characteristics can be satisfied by using filtering structures based on resonators, and certain electromagnetic couplings between them.

In this context, this PhD Thesis presents novel microwave passive filtering structures. The physical implementation of these devices will be carried out mainly in printed technology, allowing simple, compact and low cost designs. To satisfy the previously commented objectives and to increase the selectivity, the proposed structures will include finite transmission zeros in the insertion loss response of the filter. Besides, filter prototypes will be manufactured and tested to validate the proposed circuits.

First, the coupling matrix synthesis method will be revised, including the $N + 2$ coupling matrix technique, that allows to directly synthesize the coupling matrix of a transversal network. The use of matrix form for microwave filters presents several advantages for its practical implementation: includes some real physical properties of the filter elements, and allows the possibility of making certain operations in a simple way (such as changing the filter topology).

The second part of this PhD Thesis becomes more practical, and deals with the physical implementation of the circuits from the coupling matrix. First, simple transversal topologies of second order will be implemented in a compact circuit, showing a high selectivity transfer function due to the presence of a transmission zero at finite frequencies. By providing more than one main path to the signal between the source and the load, a destructive interference at the output port occurs, providing the sought for transmission zero. Then, more complex structures will be developed, by adding a new direct coupling between the source and the load.

The resulting coupling scheme is known as the Modified-Doublet, and it will allow the implementation of fully-canonical transfer functions, i. e., second order filters with two transmission zeros at finite frequencies specified by the designer. Practical filters with different frequency responses will be designed and tested to show the flexibility of the modified-doublet, related to the coupling matrix theory for transversal networks.

Several types of resonators will be used for the practical implementation of the filters: half-wavelength resonators, oversized open loop or meander type resonators, or even quarter wavelength stubs short-circuited to ground. Also, a design algorithm for transversal filters is proposed. It is based on isolating each resonator of the structure, and then designing each of them independently. To do this, the relationships between the elements of the coupling matrix, the physical parameters of the structure, and its corresponding electrical response will be established. This step depends on the technology and will be detailed only for the microstrip technology. It will be shown how the final obtained structure will present a frequency response very closed to that specified, avoiding in this way the use of complex optimization algorithms, that would require high computational time. This is more important, since the great majority of these optimization algorithms even can not guarantee their convergence to the desired solution.

On the other hand, to show the flexibility of the proposed structures, filters with different transfer functions will be implemented, namely: bandpass responses, stop-band responses, phase equalization filters or even multi-band responses. The design algorithm for transversal filters will also be applied to a novel hybrid waveguide-microstrip technology, showing the validity of the proposed algorithm for different technologies.

Finally, third order filters will be proposed in printed technology. Multilayer transversal topologies will be shown, combining for the first time proximity and broadside couplings. Besides, alternative third order and uniplanar coupling schemes will be proposed, where the broadside coupling will be replaced with coupling between internal resonators. The proposed structures will show two or even three finite transmission zeros, located at flexible and precise frequencies. The combination of the proposed novel topologies will allow a simple implementation of different transfer functions.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Visión general	1
1.2. Objetivos de la tesis	4
1.3. Estructura de la tesis	6
1.4. Contribuciones originales de la tesis	8
2. Método de síntesis de la matriz de acoplo $N \times N$	11
2.1. Introducción	12
2.2. Síntesis de polinomios	13
2.2.1. Técnica recursiva	17
2.2.2. Principio de la singularidad alternativa	19
2.2.3. Ejemplo de síntesis de polinomios	23
2.3. Procedimiento para obtener la matriz de acoplo $N \times N$	25
2.3.1. Síntesis de los polinomios que forman los parámetros de admitancia	25
2.3.2. Procedimiento para obtener las ecuaciones del circuito	28
2.3.3. Relación entre los parámetros de admitancia y los elementos que modelan el circuito	32
2.4. Características de transferencia y reflexión a partir de la matriz $N \times N$	35

2.4.1. Relación entre la admitancia de entrada, la admitancia de transferencia y los parámetros S_{21} y S_{11}	36
2.5. Ejemplo	37
2.6. Conclusiones	38
3. Síntesis de filtros mediante la matriz $N + 2$	41
3.1. Introducción	41
3.2. Síntesis de la función de admitancia	42
3.2.1. Síntesis mediante polinomios de transferencia y reflexión	43
3.2.2. Síntesis mediante aproximación circuital	46
3.3. Características de transferencia y reflexión a partir de la matriz $N + 2$	52
3.4. Ejemplos de síntesis de filtros paso banda con la matriz $N+2$	54
3.5. Extensión a filtros de banda rechazada	56
3.5.1. Relación entre filtros paso banda y banda rechazada	57
3.5.2. Solución dual en filtros de banda rechazada	58
3.6. Transformaciones de la matriz de acoplo: rotaciones.	61
3.6.1. <i>Similarity – transformations</i> y cancelación de elementos de la matriz	63
3.6.2. Otros tipos de transformaciones de la matriz de acoplo.	65
3.6.3. Reducción de la matriz de acoplo a la forma <i>folded – canonical</i>	66
3.6.4. Reducción a la topología <i>cul – de – sac</i>	70
3.7. Conclusiones	74
4. Nuevas implementaciones de filtros microstrip basados en resonadores de lazo abierto	77
4.1. Introducción	77
4.2. Descripción general de la estructura	79
4.2.1. Estado del arte	79
4.2.2. Esquema de acoplo y funcionamiento	79

4.3.	Proceso de diseño	82
4.3.1.	Propiedad de desplazamiento de ceros	82
4.3.2.	Características de la banda de paso	84
4.3.3.	Obtención de respuestas de mayor orden	86
4.4.	Resultados	88
4.4.1.	Prototipo 1: ejemplo de segundo orden	88
4.4.2.	Filtros de cuarto orden	90
4.5.	Conclusiones	93
5.	Síntesis, diseño e implementación de filtros microstrip con ceros de transmisión	95
5.1.	Introducción	95
5.2.	Descripción general de la estructura	97
5.2.1.	Esquema de acoplo y funcionamiento	97
5.2.2.	Principales características y propiedades de la estructura	98
5.3.	Proceso de diseño	100
5.3.1.	Etapas en el proceso de síntesis de filtros de microondas	100
5.3.2.	Revisión teórica	102
5.3.3.	Algoritmo propuesto de diseño	105
5.4.	Ejemplos de síntesis de filtros de segundo orden	106
5.4.1.	Ejemplo 1: Filtro con un cero de transmisión bajo la banda de paso, implementado con resonadores de lazo abierto	106
5.4.2.	Ejemplo 2: Filtro con un cero de transmisión por encima de la banda de paso, implementado con un resonador de lazo y una línea cortocircuitada	112
5.5.	Resultados	117
5.6.	Conclusiones	119
6.	Síntesis, diseño e implementación de filtros transversales <i>fully-canonical</i>	121
6.1.	Introducción	121

6.2.	Descripción general de la estructura	122
6.2.1.	Esquema de acoplo y funcionamiento	123
6.2.2.	Posibles respuestas del bloque <i>Modified – Doublet</i>	124
6.3.	Implementación de filtros paso banda transversales <i>fully – canonical</i> en tecnología microstrip	127
6.3.1.	Proceso de diseño: cálculo del término M_{SL}	128
6.3.2.	Ejemplo de diseño de un filtro paso banda de segundo orden <i>fully – canonical</i> con respuesta pseudo-elíptica en tecnología microstrip	131
6.3.3.	Ejemplo de diseño de filtros paso banda asimétricos de segundo orden <i>fully – canonical</i> en tecnología microstrip	134
6.4.	Implementación de filtros <i>fully – canonical</i> con otro tipo de repuestas	138
6.4.1.	Diseño de filtros transversales microstrip de banda rechazada	139
6.4.2.	Diseño de filtros transversales microstrip con ecualización de fase	141
6.5.	Diseño de un filtro transversal empleando una nueva estructura híbrida guionda-circuito impreso	143
6.5.1.	Descripción de la estructura	144
6.5.2.	Ejemplo de diseño de un filtro paso banda de segundo orden <i>fully – canonical</i> empleando la estructura híbrida guionda-microstrip	147
6.6.	Resultados	148
6.7.	Conclusiones	152
7.	Nuevas implementaciones de filtros paso banda de tercer orden en tecnología microstrip	155
7.1.	Introducción	155
7.2.	Topologías microstrip propuestas	157
7.3.	Formulación general para el coeficiente de acoplo entre resonadores	158
7.4.	Ejemplos de filtros microstrip de tercer orden	161
7.4.1.	Filtro transversal con operación de doble banda y dos ceros de transmisión	161
7.4.2.	Filtro transversal con respuesta pseudo-elíptica	164

7.4.3. Filtro paso banda de tercer orden con ceros de transmisión en el plano complejo	168
7.4.4. Filtro planar de tercer orden con dos bandas de paso y dos ceros de transmisión	171
7.5. Filtro de tercer orden fully-canonical	174
7.6. Resultados y validación experimental	176
7.7. Conclusiones	181
8. Conclusiones y líneas futuras	183
8.1. Conclusiones	183
8.2. Líneas futuras	188
A. Esquemas de acoplo y tipos de respuestas para filtros de microondas con resonadores acoplados	191
B. Condiciones de unitariedad de la matriz de scattering	197
C. Publicaciones relacionadas con la tesis	203
C.1. Publicaciones en revistas internacionales	203
C.2. Publicaciones en congresos internacionales	204
C.3. Publicaciones nacionales	205

Introducción

1.1. Visión general

La ingeniería moderna de microondas es un campo extraordinariamente dinámico y excitante, debido principalmente a los recientes avances en la tecnología electrónica de dispositivos y a la explosión en la demanda de capacidad de los modernos sistemas de comunicaciones. Anteriormente, la tecnología de microondas era un dominio casi exclusivamente de la industria de defensa. El reciente incremento en la demanda de servicios de comunicaciones de la sociedad civil, como telefonía móvil, comunicaciones vía satélite o difusión de vídeo entre otros, ha transformado este campo en un mercado comercial.

Como resultado de la diversidad de aplicaciones y universalización de los productos de microondas encontramos, por un lado, la necesidad de un aprovechamiento más eficiente del limitado espectro electromagnético disponible, y por otro lado, los avances y reducción de costes en los procesos de fabricación de estos componentes. Entre los dispositivos necesarios para cumplir con los nuevos y más exigentes requisitos de los modernos sistemas de comunicaciones se encuentran los filtros de microondas, que serán imprescindibles en aspectos relacionados con la selección de canales y la separación de señales entre distintas aplicaciones. La tendencia actual en la tecnología de microondas se dirige a la miniaturización de circuitos, aumentar los niveles de integración, operación multibanda y reducción de costes, ámbitos todos estos, en los que en mayor o menor medida el trabajo propuesto espera realizar aportaciones.

Por tanto, el diseño de filtros es uno de los campos de mayor actividad e interés dentro de la ingeniería de microondas. Debido a esto, en el pasado se ha desarrollado una intensa actividad que ha producido un elevado número de contribuciones científicas dedicada al diseño y análisis de filtros de microondas. Entre ellos se pueden encontrar interesantes aportaciones sobre diferentes topologías, utilizando distintas tecnologías, que permiten la síntesis de muchísimas funciones de transferencia, útiles en muchas aplicaciones de ingeniería. Una revisión histórica muy interesante sobre las principales técnicas usadas tradicionalmente para el diseño de filtros de microondas, puede encontrarse en [Levy and Cohn, 1984], y la más re-

cienta [Levy et al., 2002]. Desde una perspectiva más práctica y centrada en las aplicaciones, [Hunter et al., 2002] trata sobre el desarrollo tecnológico que han experimentado los filtros de microondas. Dicho trabajo hace una revisión sobre la tecnología de filtros de microondas desarrollada en el pasado reciente, y aplicada a campos tan diferentes como son las aplicaciones militares, en satélites de comunicaciones, y en sistemas celulares. Además, otra referencia que incorpora técnicas de diseño de dispositivos desde una perspectiva actual, puede encontrarse en [Hong and Lancaster, 2001].

Entre las tecnologías disponibles para la implementación de filtros de microondas, los filtros de guíaonda son los más tradicionales por su interés desde un punto de vista práctico: simplicidad de caracterización y facilidad de fabricación. Otra tecnología común para el desarrollo de componentes de microondas es la microstrip [Matthaei et al., 1980], [Hunter, 2001]. Comparando brevemente ambas tecnologías, la guíaonda tiene mayor factor de calidad, admite mayores niveles de potencia y presenta mayor inmunidad al ruido. Sin embargo, la tecnología microstrip presenta ventajas en coste, permite dispositivos más ligeros y compactos, y además admite la integración directa con dispositivos de estado sólido [Chang and Hsu, 2002]. Por estos motivos, será la tecnología principalmente empleada en los diseños prácticos de la presente tesis.

Con respecto a las posibles topologías y funciones de transferencia de filtros, las aplicaciones actuales requieren cada vez mayor selectividad, que permitan mejorar el rechazo de señales interferentes y la separación de canales adyacentes [Williams, 1970], lo que es extensible también a filtros en tecnología microstrip [Hong et al., 2000], [Liao and Chang, 2007]. Estas características se pueden conseguir mediante la inserción de ceros de transmisión finitos en la función de transferencia de filtros paso banda [Kurzok, 1966a], [Chambers and Rhodes, 1981], [Yu and Chang, 1998]. Sin embargo, en algunas aplicaciones de los sistemas de comunicaciones, otro parámetro importante es el retardo de grupo del filtro. Las respuestas presentadas en los trabajos anteriores, de carácter pseudo-elíptico, suelen presentar variaciones muy grandes del retardo de grupo, siendo inapropiadas para ciertas aplicaciones. Para resolver este problema, algunos autores han utilizado ecualizadores externos que permitían reducir el retardo de grupo total del sistema [Lee et al., 2003]. Otras alternativas útiles consisten en el uso de técnicas de diseño para ecualización de fase [Cameron and Rhodes, 1981].

En la literatura pueden encontrarse varios trabajos previos que han tratado de incrementar la selectividad de filtros paso banda en tecnología planar. Por ejemplo, en [Hong and Lancaster, 2000] se presenta un filtro compuesto por resonadores impresos de lazo abierto. En dicho diseño, los ceros de transmisión a frecuencias finitas se implementan introduciendo los clásicos acoplos cruzados entre resonadores no adyacentes. Este trabajo, está basado en otros previos, donde resonadores de lazo abierto se combinan con acoplos cruzados entre resonadores no adyacentes para implementar funciones de transferencia cuasi-elípticas [Hong and Lancaster, 1996], [Yu and Chang, 1998]. Un trabajo más reciente, también basado en resonadores de tipo microstrip de lazo abierto, puede encontrarse en [Hong et al., 2007]. Otro ejemplo interesante de un filtro impreso que usa acoplos laterales cruzados en resonadores de tipo *hairpin* puede verse en [Hong and Lancaster, 1998]. En este trabajo los resonadores *hairpin* se distribuyen en una estructura matricial con el fin de introducir acoplos cruzados, y poder

implementar de esta manera funciones de transferencia elípticas.

Además del uso de acoplos cruzados laterales, como muestran los trabajos anteriores para implementar ceros de transmisión finitos, también se han desarrollado en el pasado estructuras alternativas basadas en introducir acoplos verticales (o acoplos *broadside*) entre resonadores. Un ejemplo muy interesante puede encontrarse en [Yang and Chang, 1999], donde se obtiene una función de transferencia elíptica acoplando dos resonadores verticalmente a través de una ranura abierta en el plano de masa común. La estructura global puede decirse que es multicapa, formada por capas de tipo microstrip. Otro ejemplo interesante se encuentra en [Melcon and Mosig, 1999], donde se presenta un filtro de tercer orden con un cero de transmisión debido a un acoplo cruzado vertical entre el primer y el tercer resonador. Una técnica totalmente diferente se utilizó en [Amari et al., 2001] para generar respuestas elípticas a partir de *stubs* en cuarto de onda. También en [Zhu and Menzel, 2003] se consiguieron respuestas elípticas utilizando resonadores impresos de media longitud de onda, añadiendo elementos *stub – tapped*. Otro diseño que implementa acoplos cruzados entre resonadores microstrip en $\lambda/4$ puede encontrarse en [Chen et al., 2003]. Por otro lado, la búsqueda de topologías de acoplo alternativas, también ha llevado a la adopción de estructuras en línea, utilizando el concepto de nodos no resonantes (NRN o *non resonating node*) [Amari and Rosenberg, 2004c], [Amari and Macchiarella, 2005]. Finalmente, se han presentado interesantes aportaciones basadas en el uso de metamateriales y topologías en línea [Bonache et al., 2006], que han aportando ventajas en tamaño y la posibilidad de obtención de grandes anchos de banda [García et al., 2006], [Gil et al., 2007].

Recientemente se ha propuesto una técnica alternativa para la generación de ceros de transmisión finitos [Rosenberg and Amari, 2002a], que ha producido interesantes aportaciones basadas en el acoplo múltiple de los puertos de entrada/salida a los resonadores internos de la estructura. Estas topologías presentan determinadas ventajas sobre esquemas de acoplo más tradicionales, como los diseños en línea [Rosenberg and Amari, 2002b], o topologías con acoplos cruzados [Cameron et al., 2002], [Amari, 2009]. Como caso particular de estas topologías se encuentran las redes transversales. Dichas redes permiten sintetizar respuestas con un número máximo de ceros de transmisión igual al orden del filtro [Amari and Bornemann, 2000]. Además, cuando el orden es bajo, permiten estructuras compactas para su implementación debido a su topología de acoplos. En el lado de las desventajas de los filtros transversales, se puede mencionar su mayor sensibilidad a las tolerancias de fabricación [Amari and Rosenberg, 2003a], y la dificultad práctica de acoplar un puerto de la red a varios resonadores cuando su número es mayor de dos. Por estas razones las implementaciones prácticas son bastante escasas y se limitan a estructuras de bajo orden, encontrándose algunos ejemplos en tecnología planar [Rebenaque et al., 2004a] y guíaonda [Amari and Rosenberg, 2005].

La gran popularidad de los filtros transversales en los últimos años, también hay que atribuirlo al desarrollo de una técnica de síntesis exacta, publicada en [Cameron, 2003]. Dicha técnica presenta además mayor facilidad de implementación que la tradicional técnica de síntesis basada en resonadores acoplados, desarrollada originalmente para estructuras simétricas en [Rhodes, 1970], [Atia and Williams, 1972], [Atia et al., 1974], [Rhodes and Alseyab, 1980],

[Cameron, 1982b], [Cameron, 1982a], y generalizada más tarde para estructuras arbitrarias no simétricas en [Cameron, 1999]. Un compendio actual y completo sobre filtros de microondas, técnicas de síntesis de funciones de transferencia para distintas topologías y tecnologías, se puede encontrar en [Cameron et al., 2007a].

De lo expuesto anteriormente, se deduce fácilmente que el diseño de dispositivos de microondas requiere de dos etapas fundamentales. En primer lugar hay que escoger el tipo de función de transferencia y el orden del filtro para satisfacer una serie de requerimientos concretos: frecuencias de paso, niveles de rechazo, posición de los ceros de transmisión . . . A través de estos datos que constituyen las especificaciones, y utilizando las técnicas de síntesis disponibles, se obtiene una respuesta eléctrica que cumpla las especificaciones indicadas, cuyas características serán:

- Orden o número de resonadores que forman la red.
- Frecuencias de resonancia de los resonadores.
- Disposición y magnitud de los acoplos entre pares de resonadores y con los puertos de las red.

La segunda etapa consiste en la implementación práctica del dispositivo. A diferencia de la síntesis, se trata de un proceso que depende de la tecnología que se va a emplear en la fabricación, y consiste en encontrar los parámetros físicos o dimensiones de la estructura a construir para obtener la respuesta especificada.

En esta tesis se pretende hacer uso de técnicas actuales de síntesis de filtros de microondas [Cameron et al., 2007a], y a partir de los datos que dichas técnicas proporcionen, aportar nuevas implementaciones prácticas en una tecnología de bajo coste y compacta. De este modo se propondrán estructuras concretas y validadas que cumplan los estrictos requisitos de los nuevos sistemas de comunicaciones.

1.2. Objetivos de la tesis

La presente tesis tiene como principal objetivo el desarrollo de nuevas implementaciones de filtros pasivos de microondas, con especial énfasis en los procesos de síntesis, diseño y principalmente en implementaciones prácticas en tecnología planar, aunque también se abarcarán diseños multicapa o la novedosa tecnología híbrida guíaonda-microstrip. Para poder demostrar la utilidad de los diseños presentados, se fabricarán y medirán filtros prototipo de varios ejemplos de diseño, que permitirán validar las estructuras para aplicaciones de microondas. Los nuevos circuitos propuestos deberán presentar características como fabricación sencilla y poco costosa, tamaño compacto, reconfiguración sencilla para permitir la síntesis de diversos tipos de respuestas y ampliarse hacia la operación multibanda, de creciente interés en los últimos años [Macchiarella and Tamiazzo, 2005], [Lunot et al., 2008]. Estas características son comunes a las principales aplicaciones de la ingeniería de microondas, como pueden ser dispositivos para comunicaciones inalámbricas o comunicaciones espaciales [Lenoir et al., 2006].

La estructura básica a partir de la cual se propondrán las nuevas estructuras de filtrado de microondas, se basa en filtros transversales formados por conjuntos de resonadores de distintas longitudes. Una red transversal presenta las siguientes características:

- No hay acoplos directos entre resonadores.
- Cada puerto de entrada/salida esta acoplado directamente a todos los resonadores.
- Es posible también la existencia de acoplos directos entre los puertos terminales.

La síntesis de este tipo de redes se puede obtener de forma directa [Cameron, 2003]. El caso más sencillo de red transversal sería una estructura de orden 2, formada por dos resonadores. Para implementar un cero de transmisión próximo a la banda de paso del filtro y aumentar la selectividad, uno de los resonadores operará en una resonancia par a la frecuencia central del filtro, mientras que el otro lo hará en una resonancia impar, también a la frecuencia central del filtro. La señal de entrada se acoplará simultáneamente a ambos resonadores, que presentarán una configuración en paralelo, y recorrerá caminos distintos en cada resonador. Cuando las señales que han recorrido dichos caminos diferentes, confluyan en el puerto de salida, lo harán con una diferencia de fase de 180° , motivada por la diferencia de longitud en los caminos, a una determinada frecuencia, implementando el cero de transmisión buscado en la respuesta del filtro [Rosenberg and Amari, 2002a].

Para la primera implementación de este tipo de estructuras, se utilizarán resonadores microstrip en lazo abierto, de distinta longitud. Una vez validada la nueva estructura propuesta, se propondrá un continuo desarrollo de la misma, con el objetivo de introducir mejoras en la función de transferencia y/o estructuras de tamaño más compactas:

- Nuevas topologías para los resonadores que permitan diseños más compactos, mejores características de acoplo y mayor flexibilidad para implementar la magnitud y signo de los acoplos requeridos.
- Posibilidad de incluir un acoplo adicional entre los puertos de entrada y salida para la implementación de respuestas tipo *fully – canonical*.
- Obtención de distintos tipos de respuesta adaptados a distintas aplicaciones [Amari2003]: paso banda, banda rechazada, ecualización de fase, o incluso operación multibanda.
- Introducción de esquemas de acoplo alternativos para conseguir estructuras de mayor orden [Amari and Rosenberg, 2004b], [Amari and Rosenberg, 2004a].
- Adaptación de las técnicas de síntesis para poder considerar topologías alternativas y sintetizar distintos tipos de funciones de transferencia [Amari et al., 2002], [Cameron, 2003], [Mokhtaari et al., 2006].
- Validación de las estructuras propuestas mediante la fabricación de prototipos en diferentes tecnologías: planar, multicapa e híbrida guíaonda-microstrip.

1.3. Estructura de la tesis

En esta sección se desarrolla brevemente el contenido de los diferentes capítulos que forman la presente tesis.

Capítulo 2 Este capítulo revisa la técnica de la matriz de acoplo $N \times N$ y su aplicación a la síntesis de funciones de transferencia de filtros paso banda compuestos por un conjunto de resonadores interacoplados, incluyendo los distintos pasos de la técnica y diversos ejemplos de uso. Se trata de una técnica que permite sintetizar directamente redes de dos puertos, con funciones de filtrado tipo Chebyshev generalizado y con número variable y preestablecido de ceros de transmisión en frecuencias finitas, siendo su número máximo de $N - 2$, donde N es el orden del filtro. También se explicarán las ventajas de la representación de los filtros de microondas en forma matricial.

Los pasos necesarios que comprende esta técnica de síntesis se pueden resumir en: establecimiento de especificaciones, descripción de la técnica recursiva para la obtención de los polinomios que forman la funciones de transferencia y de reflexión, identificación con los parámetros físicos del circuito a modelar, obtención de la matriz de acoplo y, por último, representación de la respuesta en frecuencia a partir de la matriz sintetizada. Los conceptos tratados servirán de base para la técnica de síntesis que se utilizará para los distintos diseños que se proponen a lo largo de la tesis, y que se detalla en el siguiente capítulo.

Capítulo 3 Este capítulo describe la técnica de síntesis de la matriz de acoplo $N + 2$ para topologías transversales [Cameron, 2003], que puede verse como una extensión de la matriz de acoplo $N \times N$, puesto que a las características de ésta, aporta nuevas ventajas: incluye la posibilidad de representar configuraciones con múltiples acoplos entre los nodos terminales y los resonadores internos del filtro, resulta más sencilla de implementar, permite respuestas tipo banda rechazada, así como la capacidad de presentar respuestas con un número máximo de ceros de transmisión igual al orden del filtro, con lo que permite sintetizar funciones tipo *fully – canonical*. Esta técnica sintetiza de forma directa la matriz de acoplo de una red transversal paso banda, por lo resulta extremadamente útil en los distintos diseños que se proponen a lo largo de la tesis. Además, también se revisará el concepto de transformaciones similares, y su aplicación para reconfigurar la topología de la matriz de acoplo obtenida en otra matriz más conveniente, pero que proporcione idéntica respuesta eléctrica, lo cual puede ser muy útil para eliminar acoplos indeseados y así facilitar la implementación práctica de ciertos prototipos.

Capítulo 4 A partir de éste capítulo la tesis adquiere un punto de vista más aplicado, centrándose en implementación práctica de dispositivos. La síntesis de redes proporciona un modelo matricial a partir de unas especificaciones dadas. El siguiente paso en el diseño de filtros, será la transformación de los elementos de la matriz de acoplo en elementos físicos que implementen la función de transferencia especificada. En este capítulo se propondrá una configuración transversal sencilla de segundo orden, a partir de la cual se implementará un filtro paso banda de alta selectividad gracias a la presencia de un cero

de transmisión. Dicho cero de transmisión se producirá gracias a la interferencia destructiva de señales que tiene lugar al proveerse más de un camino principal a la señal entre los puertos de entrada y salida. La implementación práctica se llevará a cabo por primera vez en tecnología microstrip, y estará formada por pares de resonadores de lazo abierto operando a distintas resonancias y situados en configuración paralelo. Asimismo, se estudiarán las propiedades de la estructura, como son la relación entre la respuesta en frecuencia y los parámetros físicos de la estructura, la propiedad de desplazamiento de ceros o la generación de respuestas de mayor orden.

Capítulo 5 El siguiente paso de la tesis, será profundizar en el desarrollo de estas novedosas estructuras de filtrado en tecnología microstrip para aplicaciones de alta selectividad. Para ello se proponen en este capítulo nuevas topologías de resonadores, que mantengan las características de los resonadores de lazo abierto, y que además presenten ventajas adicionales en tamaño y ancho de banda. Otro aspecto destacable de este capítulo, es la propuesta de un algoritmo para el diseño de filtros transversales, basado en aislar cada resonador de la estructura y diseñarlo de forma independiente. Por un lado, se establecerá una relación entre los elementos de la matriz de acoplo y las características frecuenciales del filtro final. Por otro lado, se identificará la influencia de los principales parámetros geométricos de la estructura en las características de la banda de paso del filtro, así como en su sintonización en frecuencia. A continuación, y gracias al uso de un software comercial de onda completa, se podrán relacionar dichos parámetros geométricos con los elementos del modelo matricial, de modo que el proceso de diseño de filtros se realice de forma rápida y sistemática. Este proceso es de una importancia clave para la posterior implementación física del filtro, y se debe realizar según las características propias de cada aplicación práctica y de la tecnología especificada para la fabricación. Entre las posibles tecnologías disponibles, se escogerá y se detallará únicamente el proceso de diseño para filtros microstrip.

Capítulo 6 En este capítulo se modificará la topología de segundo orden empleada hasta el momento en los circuitos implementados. En concreto, se introducirá una modificación en dicha estructura para permitir un acoplo directo adicional entre la fuente y la carga, de modo que se permita la síntesis de funciones de filtrado *fully – canonical*, y por tanto, la implementación de filtros de segundo orden con dos ceros de transmisión en frecuencias finitas. Se demostrará gracias a la versatilidad del esquema propuesto, y dependiendo del signo de este nuevo acoplo, que se pueden obtener respuestas duales paso banda o banda rechazada. Asimismo, se analizarán las distintas posibilidades de situar los ceros de transmisión en el plano real o en el plano complejo como pares conjugados. Todas estas características se relacionarán con los términos de la matriz de acoplo que los modela, y se validarán con distintas implementaciones prácticas. Por último, para extender la validez del algoritmo de diseño de filtros transversales propuesto, y comprobar su utilidad independientemente de la tecnología final de fabricación, se propondrá el diseño e implementación de un filtro de segundo orden *fully – canonical* en tecnología híbrida guíaonda-microstrip.

Capítulo 7 En este capítulo se propondrán nuevos filtros de tercer orden en tecnología mi-

crostrip y multicapa, con distintos esquemas de acoplo y diferentes tipos de respuesta en frecuencia: respuestas pseudo-elípticas, respuestas con doble banda de paso o filtros con equalización de fase. Por primera vez se mostrará la implementación de una estructura transversal de tercer orden con resonadores impresos, combinando los ampliamente usados acoplos laterales con un nuevo acoplo vertical. Además, se propondrán esquemas de acoplo alternativos a la topología transversal, que incorporan acoplos entre resonadores, hasta este momento inéditos en la tesis. Un último aspecto destacable de este capítulo, es que en varios de los ejemplos propuestos el método de síntesis de la matriz de acoplo revisado en el Capítulo 3 no proporciona directamente la matriz de acoplo de la estructura a implementar. Para conseguir calcular la matriz de acoplo buscada, se han realizado modificaciones a partir de la matriz proporcionada por la técnica de síntesis, que pueden consistir en: modificaciones que permitan el uso de funciones de transferencia multibanda, aplicación de rotaciones sobre la matriz transversal obtenida, o el uso de sencillos algoritmos de optimización sobre los elementos de la matriz de acoplo. Las distintas topologías y ejemplos de filtros diseñados se validarán con la fabricación y medidas de filtros prototipo en tecnología microstrip.

Capítulo 8 En el último capítulo de la tesis se recopilan las principales conclusiones a las que se ha llegado tras la realización de ésta. Asimismo, se citan una serie de líneas futuras de investigación sobre las que se llevará a cabo principalmente el trabajo postdoctoral.

Apéndice A Este apéndice realiza una breve descripción de algunas de las topologías más usuales de filtros de microondas con resonadores, incorporando aquellas que se utilizarán a lo largo de la tesis, así como sus principales características y las posibles respuestas en frecuencia que se pueden obtener.

Apéndice B En este apéndice se demuestra que para asegurar que la matriz de scattering de una red satisfaga las condiciones de unitariedad, se deben cumplir una serie de requisitos. Además de cumplir la conocida ley de conservación de la energía; las condiciones de unitariedad también implican la ortogonalidad de las funciones de transferencia y de reflexión, lo cual se debe asegurar para el correcto cálculo de la matriz de acoplo.

Apéndice C En este apéndice se citan las distintas publicaciones a las que ha dado lugar la presente tesis, tanto en revistas como en congresos nacionales e internacionales.

1.4. Contribuciones originales de la tesis

En la presente sección se describen las principales contribuciones originales de la tesis.

Capítulo 4 En este capítulo se presentan filtros de microondas cuya respuesta exhibe ceros de transmisión en la función de transferencia del filtro. La principal novedad reside en el procedimiento de generación del cero de transmisión y su implementación en tecnología microstrip. Tradicionalmente, la técnica más utilizada para la implementación de ceros de transmisión en filtros de microondas se basa en la inserción de acoplos cruzados entre resonadores no adyacentes. El método usado aquí se basa en un principio distinto, la señal

de entrada se acopla directamente a dos resonadores independientes que operan en distinta resonancia, uno de ellos trabajando en resonancia par, mientras que el otro trabaja en una resonancia impar. Cuando las señales que se propagan por dos caminos distintos se vuelven a juntar en el puerto de salida, debido a la diferencia de caminos recorridos, lo hacen con una diferencia de fase de 180° entre ellas, produciendo una cancelación de energía en la proximidad de la banda de paso, y creando el cero de transmisión buscado. En [Rebenaque et al., 2003a] se presenta la primera implementación planar de este tipo de estructuras, con un ejemplo de segundo orden. En [Rebenaque et al., 2003b] se extiende la idea presentada en [Rebenaque et al., 2003a] a órdenes mayores, presentado estructuras de cuarto orden, incluyendo medidas de dos prototipos con distintas características. Finalmente, en el artículo [Rebenaque et al., 2004a] también se analizan las principales características de la estructura: propiedad de desplazamiento de ceros, influencia de los principales parámetros geométricos de la estructura propuesta en la respuesta en frecuencia obtenida, e implementación de funciones de transferencia de mayor orden.

Capítulo 5 Para continuar con el desarrollo de nuevas estructuras de filtrado con topología transversal, en este capítulo se realiza un análisis que relaciona las dimensiones de los parámetros geométricos de la estructura en tecnología microstrip con su correspondiente respuesta eléctrica. A continuación se propone un algoritmo de diseño aplicable a filtros con topología transversal, basado en el diseño independiente de cada uno de los resonadores que formarán la estructura final. Dicho algoritmo se aplicará al diseño de ejemplos prácticos en tecnología microstrip. Para la implementación de estos ejemplos, se proponen nuevas configuraciones de resonador: un stub de longitud $\lambda/4$ cortocircuitado a masa, o una línea de transmisión en forma T también cortocircuitada a masa. Este último resonador permite estructuras más compactas y mayores coeficientes de acoplo, y su uso por primera vez en una implementación práctica de un filtro paso banda dió lugar a la ponencia [Rebenaque et al., 2004c]. Por último, el análisis de las propiedades de los distintos tipos de resonadores propuestos, su utilización para el diseño e implementación de filtros paso banda, así como la fabricación y medida de nuevos prototipos, dieron lugar a la comunicación [Rebenaque et al., 2004b] y permitieron validar el algoritmo de diseño propuesto para filtros transversales de microondas.

Capítulo 6 La principal aportación de este capítulo es la implementación práctica de filtros que presentan funciones de filtrado *fully – canonical*. Al sencillo esquema de acoplo de segundo orden que se ha utilizado en los capítulos anteriores, se le ha añadido un acoplo adicional directo entre los puertos de entrada y salida. El nuevo esquema de acoplo, denominado *Modified – Doublet* permite la implementación de un nuevo cero de transmisión en la respuesta en frecuencia del filtro.

La versatilidad del bloque *Modified – Doublet* quedó demostrada en la comunicación [Rebenaque et al., 2005], donde se presentaron por primera vez dos implementaciones prácticas de filtros transversales *fully – canonical* de segundo orden, con funciones de transferencia duales dependiendo del signo del nuevo acoplo introducido: paso banda y banda rechazada. Más adelante, en [Rebenaque et al., 2007] se analizó la posibilidad de implementación de filtros con ecualización de fase, para lo

cual los dos ceros de transmisión que permite el bloque *Modified – Doublet* se desplazaron al plano complejo como ceros de transmisión complejos conjugados. Además, en [Martínez-Mendoza et al., 2007b] se demostró la validez del algoritmo de diseño presentado, mediante la extensión de su aplicación a la novedosa tecnología guíaonda-microstrip. Por último, el artículo [Rebenaque et al., 2008] presenta un riguroso y completo análisis del bloque *Modified – Doublet*, abarcando sus posibles tipos de respuesta en frecuencia, explicado a partir de la teoría de filtros transversales [Cameron, 2003], y apoyado con sus correspondientes matrices de acoplo. Además incluye tres implementaciones prácticas con distintos tipos de funciones de transferencia que validan el estudio realizado.

Capítulo 7 Este capítulo presenta estructuras de filtrado paso banda de tercer orden realizadas en tecnología microstrip. En primer lugar, se proponen filtros transversales de tercer orden que presentan dos ceros de transmisión, basados en una estructura multicapa que permite el acoplo lateral de los puertos de entrada y salida a dos resonadores, además de un acoplo vertical al tercer resonador de la estructura. Por tanto, se requieren dos sustratos y un preciso alineamiento entre ellos para proveer el acoplo vertical necesario. En la ponencia [Rebenaque et al., 2009b] se presentan dos ejemplos prácticos de estas estructuras con distinta función de transferencia: respuesta con dos bandas de paso y respuesta pseudo-elíptica. A continuación, se proponen topologías de tercer orden distintas a la transversal, que han dado lugar al artículo [Rebenaque et al., 2009a]. Estos esquemas de acoplo alternativos se siguen basando en el acoplo múltiple de la señal de los puertos terminales a los resonadores internos de la estructura. Por un lado, facilitan la implementación práctica de dispositivos, al tratarse de topologías que se pueden implementar en un único sustrato. Sin embargo, tienen el inconveniente de requerir acoplo entre los resonadores internos de la estructura, y que al no tratarse de una red transversal, el método de síntesis de la matriz de acoplo $N + 2$ no se puede usar directamente para modelar estas topologías. Entre las opciones existentes para obtener la matriz final que modele la estructura, se utiliza un método de optimización sencillo basado en el gradiente aplicado a los elementos de la matriz de acoplo.

Método de síntesis de la matriz de acoplo $N \times N$

En este capítulo se estudiará la técnica de la matriz de acoplo y su aplicación a la síntesis de diferentes funciones de transferencia de filtros paso banda, que ha sido la base de la técnica principalmente empleada para el diseño de los distintos circuitos presentados a lo largo de la tesis. Los filtros que se podrán tratar con esta técnica estarán compuestos por un conjunto de resonadores interacoplados, siendo independiente de la tecnología final de fabricación.

El concepto de la matriz de acoplo fue introducido por primera vez por Atia y Williams [Atia and Williams, 1972]-[Atia et al., 1974] a principios de la década de los 70, donde se aplicó a filtros de guíaonda simétricos. La representación de filtros de microondas en forma matricial resulta especialmente útil porque además de modelar el propio circuito, permite realizar ciertas operaciones de forma sencilla, como inversión, fraccionamientos o *similarity transformations* (rotaciones). Tales operaciones pueden ser útiles en la simplificación de la síntesis, mejora de la simulación en circuitos complejos o reconfiguración de la topología que facilite la fabricación de prototipos.

Otra ventaja de la matriz de acoplo es que incluye algunas de las propiedades físicas reales de los elementos del filtro. Como veremos, cada elemento de la matriz se puede identificar exclusivamente con un elemento en el dispositivo de microondas final. Los elementos no nulos de la matriz de acoplo representarán los acoplos presentes entre los resonadores que formen el filtro (topología), y su valor representará la magnitud de dichos acoplos. Esto nos permite considerar las contribuciones de cada elemento a la respuesta eléctrica, como los valores del factor de calidad (Q) para cada resonador o las características de los distintos tipos de acoplos presentes en las estructuras de filtrado, algo imposible de conseguir con una representación polinomial de las características del filtro.

Los métodos que se explicarán son completamente genéricos y permitirán sintetizar directamente filtros prototipo de dos puertos, con funciones de filtrado tipo Chebyshev generalizado

(rizado constante en la banda de paso) y con un número variable de ceros de transmisión en frecuencias finitas, y que además incorporan la posibilidad de:

- orden par o impar.
- siendo N el orden del filtro, establecimiento de un máximo de $N - 2$ ceros transmisión (n_{fz}) en posiciones especificadas, que pueden ser reales y/o complejos conjugados para ecualización del retardo de grupo.
- características simétricas o asimétricas.

El método de síntesis directa que se explicará consta de varios pasos que se irán tratando a lo largo del capítulo. Se comenzará con una técnica recursiva sencilla que a partir de unas especificaciones del filtro dadas (orden, pérdidas de retorno y posición de los ceros de transmisión en frecuencias finitas) calcula los polinomios de la función de filtrado, que coincidirán con los polinomios numeradores de los parámetros de scattering [Cameron, 1999]. Se continuará con el principio de singularidad alternativa para calcular el polinomio denominador de dichos parámetros de scattering (sección 6.2 de [Cameron et al., 2007b]). Por otro lado, a partir de los elementos que modelan el circuito, se obtendrán los parámetros de admitancia que lo representan ([Cameron et al., 2007b], capítulo 8). Con estos datos ya se podrá calcular la matriz de acoplo $N \times N$. Finalmente, a partir de esta matriz y la identificación de sus elementos con los parámetros que modelan el circuito, se verá como representar la respuesta en frecuencia del filtro y comprobar que efectivamente se cumplen las especificaciones establecidas para el mismo.

2.1. Introducción

En este capítulo se va a desarrollar el procedimiento completo de síntesis para obtener la matriz de acoplo de filtros paso banda de Chebyshev [Cameron, 1999], [Cameron et al., 2007b]; incluyendo los casos de grado par o impar del filtro, y tanto características simétricas como asimétricas. El método de síntesis de la matriz $N \times N$ se puede dividir en dos partes:

- **Síntesis de polinomios:** En esta parte se describirá que es y como se comporta la función de filtrado, así como la técnica recursiva y el principio de singularidad alternativa necesarios para obtener los polinomios que determinarán los parámetros S_{21} y S_{11} . También se presentará un ejemplo de la síntesis descrita.
- **Procedimiento para obtener la matriz de acoplo:** La segunda parte tratará de obtener las ecuaciones del circuito, así como el cálculo de los parámetros de admitancia y la relación entre éstos y los parámetros de transmisión y reflexión. Se deberá distinguir entre los casos de filtros de orden par o impar.

Para el proceso de síntesis estableceremos previamente las especificaciones del filtro: situación de los ceros de transmisión, el orden del filtro y las pérdidas de retorno deseadas. A partir de estos datos, lograremos obtener la matriz de acoplo.

2.2. Síntesis de polinomios

En cualquier red de filtros sin pérdidas de 2 puertos, compuesta por una serie de N resonadores interacoplados, las *funciones de reflexión y transferencia* se pueden expresar como un cociente de dos polinomios de grado N , que comparten denominador común:

- Función de reflexión

$$S_{11}(\omega) = \frac{F(\omega)}{E(\omega)} \quad (2.1)$$

- Función de transferencia

$$S_{21}(\omega) = \frac{P(\omega)}{\varepsilon \cdot E(\omega)} \quad (2.2)$$

El objetivo de la presente sección será calcular la **expresión de los polinomios que forman las funciones de reflexión y transferencia**, donde en (2.1) y (2.2), ω es la variable real de frecuencia normalizada, relacionada con la variable compleja s según $s = j \cdot \omega$; y ε es una constante que para una función de filtrado de Chebyshev normaliza el valor de $S_{21}(\omega)$ en $\omega = \pm 1$ según:

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{RL/10} - 1}} \cdot \left. \frac{P(s)}{F(s)} \right|_{s=\pm j} = \frac{1}{\sqrt{10^{RL/10} - 1}} \cdot \left. \frac{P(j\omega)}{F(j\omega)} \right|_{\omega=\pm 1} \quad (2.3)$$

donde RL representa el nivel de pérdidas de retorno expresado en dB , y se asume que todos los polinomios están normalizados (es decir, el coeficiente del término de mayor orden será igual a la unidad).

El polinomio numerador de la función de transferencia $S_{21}(\omega)$, $P(\omega)$, contiene los ceros de transmisión, y por tanto se podrá determinar a partir de éstos (serán las raíces del polinomio). Para desarrollar la expresión de la función de transferencia (2.2) podemos elevar ésta al cuadrado y sustituir en ella la expresión de la función de reflexión (2.1):

$$S_{21}^2(\omega) = \frac{P^2(\omega)}{\varepsilon^2 \cdot E^2(\omega)} = \frac{P^2(\omega)}{\varepsilon^2 \cdot \left(\frac{F^2(\omega)}{S_{11}(\omega)^2} \right)} = \frac{P^2(\omega)}{\varepsilon^2 \cdot \left(\frac{F^2(\omega)}{1 - S_{21}(\omega)^2} \right)} \quad (2.4)$$

donde hemos utilizado la ecuación de la conservación de la energía para una red de dos puertos sin pérdidas ($|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$). Despejando el valor de $S_{21}(\omega)$ de (2.4):

$$|S_{21}(\omega)|^2 \cdot \varepsilon^2 \cdot F^2(\omega) = P^2(\omega) \cdot (1 - |S_{21}(\omega)|^2) \quad (2.5)$$

$$\left(\varepsilon^2 \cdot \frac{F^2(\omega)}{P^2(\omega)} + 1 \right) \cdot |S_{21}(\omega)|^2 = (\varepsilon^2 \cdot C_N^2(\omega) + 1) \cdot |S_{21}(\omega)|^2 = 1 \quad (2.6)$$

$$|S_{21}(\omega)|^2 = \frac{1}{\varepsilon^2 \cdot C_N^2(\omega) + 1} = \frac{1}{(1 + j \cdot \varepsilon \cdot C_N(\omega)) \cdot (1 - j \cdot \varepsilon \cdot C_N(\omega))} \quad (2.7)$$

donde hemos definido en (2.6) la nueva función $C_N(\omega)$ denominada como función de filtrado de grado N , y definida como: $C_N(\omega) = \frac{F(\omega)}{P(\omega)}$. Esta función tiene una forma concreta para la función de Chebyshev generalizada:

$$C_N(\omega) = \cosh \left[\sum_{n=1}^N \cosh^{-1} \left(\frac{\omega - 1/\omega_n}{1 - \omega/\omega_n} \right) \right] = \cosh \left[\sum_{n=1}^N \cosh^{-1}(x_n) \right] \quad (2.8)$$

donde $j \cdot \omega_n = s_n$ es la posición del n -ésimo cero de transmisión en el plano complejo, y se ha tomado $x_n = \frac{\omega - 1/\omega_n}{1 - \omega/\omega_n}$ para simplificar la notación. Por otra parte, se comprueba fácilmente como cuando todos los ceros de transmisión se aproximan a infinito $\omega_n \rightarrow \infty$, la función degenera en la función pura de Chebyshev:

$$C_N(\omega) \Big|_{\omega_n \rightarrow \infty} = \cosh \left[\sum_{n=1}^N \cosh^{-1} \left(\frac{\omega - 0}{1 - 0} \right) \right] = \cosh \left[N \cdot \cosh^{-1}(\omega) \right] \quad (2.9)$$

Asimismo, es sencillo demostrar que para que los coeficientes del polinomio $P(\omega)$ sean puramente reales, se debe cumplir que la posición de los ceros de transmisión debe ser simétrica alrededor del eje imaginario $s = j \cdot \omega$ del plano complejo. Esto implicará que los ceros de transmisión serán o bien reales, o bien pares complejos conjugados. Además, el grado de $P(\omega)$ será igual al número de ceros de transmisión finitos n_{fz} , mientras que el polinomio $F(\omega)$ será de grado N , igual al orden del filtro. Las estructuras que se describirán a lo largo de la presente tesis, así como el método de síntesis que se utilizará, cumplirán que el número de ceros de transmisión en posiciones finitas en el plano s debe ser $n_{fz} \leq N$. Aquellos ceros de transmisión que no se localicen en posiciones finitas $N - n_{fz}$, se situarán en el infinito. Además, en el método de síntesis que se revisará en el presente capítulo, las funciones de transferencia que se podrán implementar deberán situar al menos 2 ceros de transmisión en el infinito, $n_{fz} \leq N - 2$, (ya se verá en el siguiente capítulo como superar esta limitación), puesto que corresponden a redes canónicas (*folded - form*) cuyo esquema se muestra en la Fig. 2.1 para el caso par e impar (Apéndice A).



Figura 2.1: Esquemas de acoplo de redes canónicas (*folded - form*) de grado par e impar.

El objetivo ahora es encontrar los coeficientes de los polinomios de grado N en la variable ω , correspondientes a la ecuación (2.8). Con estos polinomios podremos proceder a la síntesis del prototipo de la red, de donde podremos obtener una red eléctrica real con la función de transferencia característica dada por $S_{21}(\omega)$.

El primer paso en el procedimiento utiliza la definición de la función hiperbólica inversa:

$$\cosh^{-1}(x_n) = \ln \left(x_n + \sqrt{x_n^2 - 1} \right) \quad (2.10)$$

y el desarrollo es el siguiente:

$$C_N(\omega) = \cosh \left[\sum_{n=1}^N \cosh^{-1}(x_n) \right] = \cosh \left[\sum_{n=1}^N \ln \left(x_n + \sqrt{x_n^2 - 1} \right) \right] \quad (2.11)$$

$$\text{Se define} \rightarrow \begin{cases} a_n = x_n, \\ b_n = \sqrt{x_n^2 - 1}. \end{cases} \quad (2.12)$$

y si se aplica la definición de la función coseno hiperbólico y propiedades de los logaritmos, queda:

$$\begin{aligned} C_N(\omega) &= \cosh \left[\sum_{n=1}^N \ln(a_n + b_n) \right] = \frac{1}{2} \cdot \left[\exp \left(\sum_{n=1}^N \ln(a_n + b_n) \right) + \exp \left(- \sum_{n=1}^N \ln(a_n + b_n) \right) \right] = \\ &= \frac{1}{2} \cdot \left[\prod_{n=1}^N \exp(\ln(a_n + b_n)) + \prod_{n=1}^N \exp(-\ln(a_n + b_n)) \right] = \frac{1}{2} \cdot \left[\prod_{n=1}^N (a_n + b_n) + \frac{1}{\prod_{n=1}^N (a_n + b_n)} \right] \end{aligned} \quad (2.13)$$

Si se multiplica y divide el segundo término por $\prod_{n=1}^N (a_n - b_n)$, la expresión $C_N(\omega)$ quedará:

$$C_N(\omega) = \frac{1}{2} \cdot \left[\prod_{n=1}^N (a_n + b_n) + \frac{1}{\prod_{n=1}^N (a_n + b_n)} \cdot \frac{\prod_{n=1}^N (a_n - b_n)}{\prod_{n=1}^N (a_n - b_n)} \right] = \frac{1}{2} \cdot \left[\prod_{n=1}^N (a_n + b_n) + \prod_{n=1}^N (a_n - b_n) \right] \quad (2.14)$$

donde se ha tenido en cuenta que:

$$\begin{aligned} \prod_{n=1}^N (a_n + b_n) \cdot \prod_{n=1}^N (a_n - b_n) &= \prod_{n=1}^N (a_n^2 - b_n^2) \\ \text{deshaciendo el cambio (2.12)} \rightarrow \prod_{n=1}^N (x_n^2 - (x_n^2 - 1)) &= \prod_{n=1}^N 1 = 1 \end{aligned} \quad (2.15)$$

A continuación se tienen en cuenta los valores definidos anteriormente para las variables a_n , b_n y x_n y se sigue desarrollando $C_N(\omega)$ a partir de (2.14):

$$\begin{aligned} C_N(\omega) &= \frac{1}{2} \cdot \left[\prod_{n=1}^N \left(x_n + \sqrt{x_n^2 - 1} \right) + \prod_{n=1}^N \left(x_n - \sqrt{x_n^2 - 1} \right) \right] = \\ &= \frac{1}{2} \cdot \left[\underbrace{\prod_{n=1}^N \left(\frac{\omega - 1/\omega_n}{1 - \omega/\omega_n} + \sqrt{\left(\frac{\omega - 1/\omega_n}{1 - \omega/\omega_n} \right)^2 - 1} \right)} + \prod_{n=1}^N \left(\frac{\omega - 1/\omega_n}{1 - \omega/\omega_n} - \sqrt{\left(\frac{\omega - 1/\omega_n}{1 - \omega/\omega_n} \right)^2 - 1} \right) \right] \end{aligned} \quad (2.16)$$

Desarrollando solamente el primer término de la ecuación anterior:

$$\begin{aligned}
 \prod_{n=1}^N \left(\frac{\omega - 1/\omega_n}{1 - \omega/\omega_n} + \sqrt{\left(\frac{\omega - 1/\omega_n}{1 - \omega/\omega_n} \right)^2 - 1} \right) &= \prod_{n=1}^N \left(\frac{\omega - 1/\omega_n}{1 - \omega/\omega_n} + \sqrt{\frac{(\omega - 1/\omega_n)^2 - (1 - \omega/\omega_n)^2}{(1 - \omega/\omega_n)^2}} \right) = \\
 &= \prod_{n=1}^N \left(\frac{\omega - \frac{1}{\omega_n}}{1 - \frac{\omega}{\omega_n}} + \frac{\sqrt{\omega^2 - \frac{2\omega}{\omega_n} + \frac{1}{\omega_n^2} - 1 + \frac{2\omega}{\omega_n} - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}}}{1 - \frac{\omega}{\omega_n}} \right) = \frac{\prod_{n=1}^N \left(\omega - \frac{1}{\omega_n} + \sqrt{\omega^2 - 1 + \frac{1}{\omega_n^2} \cdot (1 - \omega^2)} \right)}{\prod_{n=1}^N \left(1 - \frac{\omega}{\omega_n} \right)} = \\
 &= \frac{\prod_{n=1}^N \left(\omega - \frac{1}{\omega_n} + \sqrt{\omega^2 - 1} \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{\omega_n^2}} \right)}{\prod_{n=1}^N \left(1 - \frac{\omega}{\omega_n} \right)}
 \end{aligned} \tag{2.17}$$

Si se procede análogamente con el segundo término de la ecuación (2.16), la expresión que queda para la función de filtrado es:

$$C_N(\omega) = \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{\prod_{n=1}^N \left(\omega - \frac{1}{\omega_n} + \sqrt{\omega^2 - 1} \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{\omega_n^2}} \right)}{\prod_{n=1}^N \left(1 - \frac{\omega}{\omega_n} \right)} - \frac{\prod_{n=1}^N \left(\omega - \frac{1}{\omega_n} - \sqrt{\omega^2 - 1} \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{\omega_n^2}} \right)}{\prod_{n=1}^N \left(1 - \frac{\omega}{\omega_n} \right)} \right] \tag{2.18}$$

Se define ahora:

$$\begin{aligned}
 c_n &= \omega - 1/\omega_n \\
 d_n &= \omega' \cdot \left(1 - 1/\omega_n^2 \right)^{1/2} \\
 \omega' &= (\omega^2 - 1)^{1/2}
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

y sustituyendo estos valores se puede reescribir la penúltima ecuación como:

$$C_N(\omega) = \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{\prod_{n=1}^N (c_n + d_n) + \prod_{n=1}^N (c_n - d_n)}{\prod_{n=1}^N \left(1 - \frac{\omega}{\omega_n} \right)} \right] \tag{2.20}$$

Comparando esta ecuación con la definición de la función de filtrado (2.6), se puede identificar el numerador $F(\omega)$ y denominador $P(\omega)$ de $C_N(\omega)$. $P(\omega)$, que es denominador de la función de filtrado y numerador de la función de transmisión $S_{21}(\omega)$, se genera a partir de los ceros de transmisión deseados ω_n .

$$\text{Denominador}(C_N(\omega)) = P(\omega) = \prod_{n=1}^N \left(1 - \frac{\omega}{\omega_n} \right) \tag{2.21}$$

$F(\omega)$ es el polinomio numerador de $C_N(\omega)$, y a su vez también de $S_{11}(\omega)$, y tendrá la siguiente expresión:

$$\begin{aligned}
 \text{Numerador}(C_N(\omega)) = F(\omega) &= \prod_{n=1}^N (c_n + d_n) + \prod_{n=1}^N (c_n - d_n) = \\
 &= \frac{1}{2} \cdot \left[\prod_{n=1}^N \left(\omega - \frac{1}{\omega_n} + \omega' \cdot \left(1 - \frac{1}{\omega_n^2} \right)^{1/2} \right) + \prod_{n=1}^N \left(\omega - \frac{1}{\omega_n} - \omega' \cdot \left(1 - \frac{1}{\omega_n^2} \right)^{1/2} \right) \right]
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

De la expresión de $F(\omega)$ se puede destacar que parece una mezcla de dos polinomios de grado finito, uno de ellos en la variable pura ω , y el otro con cada uno de sus coeficientes multiplicado por la variable transformada $\omega' = (\omega^2 - 1)^{1/2}$. Sin embargo, los coeficientes que multiplican a la variable transformada, se cancelarán unos con otros cuando operemos sobre la expresión (2.21). Esto se puede comprobar en el siguiente ejemplo para $N = 2$, fácilmente generalizable para cualquier valor de N :

$$\begin{aligned} F(\omega) &= \prod_{n=1}^2 (c_n + d_n) + \prod_{n=1}^2 (c_n - d_n) = (c_1 + d_1) \cdot (c_2 + d_2) + (c_1 - d_1) \cdot (c_2 - d_2) = \\ &= (c_1 \cdot c_2 + \underbrace{c_1 \cdot d_2 + d_1 \cdot c_2 + d_1 \cdot d_2}) + (c_1 \cdot c_2 - \underbrace{c_1 \cdot d_2 - d_1 \cdot c_2 + d_1 \cdot d_2}) = \\ &= 2 \cdot c_1 \cdot c_2 + 2 \cdot d_1 \cdot d_2 \end{aligned} \quad (2.23)$$

Se observa como los términos indicados, que continen un número impar de elementos d_n se cancelan unos con otros. Por tanto, quedarán únicamente aquellos que continen un número par de dichos elementos. Debido a que $\omega' = (\omega^2 - 1)^{1/2}$ es multiplicador común para todos los elementos d_n , la variable transformada ω' sólo estará presente elevada a potencias pares, produciendo entonces subpolinomios únicamente en la variable pura ω . Por tanto, se puede concluir que $F(\omega)$ será un polinomio en la variable pura ω .

2.2.1. Técnica recursiva

Volviendo a la expresión del numerador de la función de filtrado $C_N(\omega)$, se puede escribir éste como:

$$\text{Numerador}(C_N(\omega)) = F(\omega) = \frac{1}{2} \cdot [G_N(\omega) + G'_N(\omega)] \quad (2.24)$$

siendo:

$$\begin{aligned} G_N(\omega) &= \prod_{n=1}^N (c_n + d_n) = \prod_{n=1}^N \left[\left(\omega - \frac{1}{\omega_n} \right) + \omega' \cdot \left(1 - \frac{1}{\omega_n^2} \right)^{1/2} \right] \\ G'_N(\omega) &= \prod_{n=1}^N (c_n - d_n) = \prod_{n=1}^N \left[\left(\omega - \frac{1}{\omega_n} \right) - \omega' \cdot \left(1 - \frac{1}{\omega_n^2} \right)^{1/2} \right] \end{aligned} \quad (2.25)$$

El método para el cálculo de los coeficientes de $F(\omega)$ consiste en una técnica recursiva, por tanto, la solución para el grado n se construye a partir de los resultados obtenidos para el grado $n - 1$ [Cameron, 1999]. Considerando en primer lugar el polinomio $G_N(\omega)$, éste puede reescribirse como la suma de los polinomios $U_N(\omega)$ y $V_N(\omega)$. El polinomio $U_N(\omega)$ contiene los coeficientes de los términos en la variable ω , mientras que el polinomio auxiliar $V_N(\omega)$ contiene los coeficientes multiplicados por la variable transformada ω' :

$$\begin{aligned} G_N(\omega) &= U_N(\omega) + V_N(\omega) \quad (2.26) \\ \text{donde:} \quad U_N(\omega) &= u_0 + u_1 \cdot \omega + u_2 \cdot \omega^2 + \dots + u_N \cdot \omega^N \\ V_N(\omega) &= \omega' \cdot (v_0 + v_1 \cdot \omega + v_2 \cdot \omega^2 + \dots + v_N \cdot \omega^N) \end{aligned}$$

El ciclo recursivo se inicia con los términos correspondientes al primer cero de transmisión deseado ω_1 , esto es, sustituyendo $N = 1$ en $G_N(\omega)$ y utilizando las definiciones de (2.19):

$$G_1(\omega) = \prod_{n=1}^N [c_n + d_n] \Big|_{N=1} = c_1 + d_1 = \left(\omega - \frac{1}{\omega_1} \right) + \omega' \cdot \left(1 - \frac{1}{\omega_1^2} \right)^{1/2} = U_1(\omega) + V_1(\omega) \quad (2.27)$$

En el siguiente ciclo del proceso, $G_1(\omega)$ se debe multiplicar por el término correspondiente al siguiente cero deseado ω_2 :

$$\begin{aligned} G_2(\omega) &= \prod_{n=1}^N [c_n + d_n] \Big|_{N=2} = [c_1 + d_1] \cdot [c_2 + d_2] = G_1(\omega) \cdot [c_2 + d_2] = \\ &= [U_1(\omega) + V_1(\omega)] \cdot \left[\left(\omega - \frac{1}{\omega_2} \right) + \omega' \cdot \left(1 - \frac{1}{\omega_2^2} \right)^{1/2} \right] = U_2(\omega) + V_2(\omega) \end{aligned} \quad (2.28)$$

Se observa que el producto $\omega' \cdot V_N(\omega)$ resultará en $\omega' \cdot V_N(\omega) = (\omega^2 - 1) \cdot (v_0 + v_1 \cdot \omega + v_2 \cdot \omega^2 + \dots + v_N \cdot \omega^N)$, es decir, un polinomio en la variable pura ω , y que, por tanto, se debe reubicar en $U_2(\omega)$. Teniendo esto en cuenta, se opera y se reordenan de nuevo los términos, en $U_2(\omega)$ y $V_2(\omega)$ según corresponda a la variable pura o la transformada. De forma detallada, la reagrupación queda como sigue:

$$\begin{aligned} G_2(\omega) &= \underbrace{U_1(\omega) \cdot \left(\omega - \frac{1}{\omega_2} \right)}_{\text{siendo } \underline{U_2(\omega)} = \omega \cdot U_1(\omega) - \frac{U_1(\omega)}{\omega_2} + \left(1 - \frac{1}{\omega_2^2} \right)^{1/2} \cdot \omega' \cdot V_1(\omega)} + \underbrace{U_1(\omega) \cdot \omega' \cdot \left(1 - \frac{1}{\omega_2^2} \right)^{1/2}}_{\text{siendo } \underline{V_2(\omega)} = \omega \cdot V_1(\omega) - \frac{V_1(\omega)}{\omega_2} + \left(1 - \frac{1}{\omega_2^2} \right)^{1/2} \cdot \omega' \cdot U_1(\omega)} + \underbrace{V_1(\omega) \cdot \left(\omega - \frac{1}{\omega_2} \right)}_{\text{siendo } \underline{U_2(\omega)} = \omega \cdot U_1(\omega) - \frac{U_1(\omega)}{\omega_2} + \left(1 - \frac{1}{\omega_2^2} \right)^{1/2} \cdot \omega' \cdot V_1(\omega)} + \underbrace{V_1(\omega) \cdot \omega' \cdot \left(1 - \frac{1}{\omega_2^2} \right)^{1/2}}_{\text{siendo } \underline{V_2(\omega)} = \omega \cdot V_1(\omega) - \frac{V_1(\omega)}{\omega_2} + \left(1 - \frac{1}{\omega_2^2} \right)^{1/2} \cdot \omega' \cdot U_1(\omega)} \end{aligned} \quad (2.29)$$

Tras obtener estos nuevos polinomios $U_2(\omega)$ y $V_2(\omega)$, el ciclo se repetiría con el tercer cero de transmisión deseado, y así sucesivamente con los N ceros, hasta completar todas las iteraciones (incluyendo aquellos ceros situados en el infinito, $\omega_n = \infty$).

Se puede realizar análogamente este proceso, pero esta vez para obtener $G_N'(\omega) = U_N'(\omega) + V_N'(\omega)$, y es sencillo comprobar que se llegaría al siguiente resultado:

$$\begin{aligned} U_N'(\omega) &= U_N(\omega) \\ V_N'(\omega) &= -V_N(\omega) \end{aligned} \quad (2.30)$$

Por tanto, tras finalizar el método recursivo, $V_N(\omega)$ y $V_N'(\omega)$ se anularán, y se cumplirá

que:

$$\begin{aligned}
 \text{Numerador } (C_N(\omega)) = F_N(\omega) &= \frac{1}{2} \cdot [G_N(\omega) + G_N'(\omega)] = \\
 &= \frac{1}{2} \cdot [U_N(\omega) + V_N(\omega) + U_N'(\omega) + V_N'(\omega)] = \\
 &= \frac{1}{2} \cdot [U_N(\omega) + V_N(\omega) + U_N(\omega) - V_N(\omega)] \Rightarrow \boxed{F_N(\omega) = U_N(\omega)} \quad (2.31)
 \end{aligned}$$

El objetivo planteado al principio de la presente sección era calcular la función de reflexión y la función de transferencia de una red de dos puertos. Con este último resultado se calcula el numerador de $S_{11}(\omega)$, también es conocido el valor del numerador de $S_{21}(\omega)$, $F(\omega)$, y el valor de ε . Queda por determinar el valor del denominador de ambas funciones $E(\omega)$. Para ello, se utilizará el principio de singularidad alternativa, que se describe a continuación.

2.2.2. Principio de la singularidad alternativa

El principio de singularidad alternativa (Alternating Pole Method) servirá para **determinar el polinomio $E(s)$** en la síntesis de polinomios descrita anteriormente. Conocidos ya dos de los tres polinomios a determinar, el tercero se puede calcular a partir de una ecuación que los relacione, como es la ecuación de conservación de la energía:

$$S_{11}(s) = \frac{F(s)}{\varepsilon_R \cdot E(s)}; \quad S_{21}(s) = \frac{P(s)}{\varepsilon \cdot E(s)}; \quad (2.32)$$

$$|S_{11}(s)|^2 + |S_{21}(s)|^2 = 1 \implies S_{11}(s) \cdot S_{11}(s)^* + S_{21}(s) \cdot S_{21}(s)^* = 1 \quad (2.33)$$

Se ha incluido una nueva constante en la función de reflexión, ε_R , no contemplada hasta ahora y cuyo significado se verá en el siguiente capítulo. El valor de esta constante sólo es distinto de la unidad cuando el grado del filtro es igual al número de ceros transmisión en posiciones finitas $N = n_{fz}$, esto no ocurrirá en redes sintetizadas mediante matrices $N \times N$.

A continuación se sustituyen los parámetros S de la ecuación (2.33) por su expresión como cociente de polinomios, así quedará:

$$\begin{aligned}
 \left(\frac{F(s)}{\varepsilon_R \cdot E(s)} \right) \cdot \left(\frac{F(s)}{\varepsilon_R \cdot E(s)} \right)^* + \left(\frac{P(s)}{\varepsilon \cdot E(s)} \right) \cdot \left(\frac{P(s)}{\varepsilon \cdot E(s)} \right)^* &= 1 \\
 \left(\frac{F(s) \cdot F(s)^*}{\varepsilon_R^2} \right) + \left(\frac{P(s) \cdot P(s)^*}{\varepsilon^2} \right) &= E(s) \cdot E(s)^* \quad (2.34)
 \end{aligned}$$

Los polinomios de la parte izquierda de la ecuación son conocidos, por tanto se puede calcular el valor de este término mediante multiplicaciones de polinomios y encontrar de este modo $E(s) \cdot E(s)^*$, que debe ser una cantidad real. Esto significa que las $2 \cdot N$ raíces de $E(s) \cdot E(s)^*$ serán simétricas alrededor del eje imaginario del plano complejo, ya que a cualquier frecuencia s , el producto $E(s) \cdot E(s)^*$ es real.

Las raíces de $E(s)$ son también los polos de $S_{21}(s)$. Para que el circuito sea estable, $E(s)$ será un polinomio de Hurwitz. Por tanto, las raíces de $E(s)$ deben estar todas en la mitad izquierda

del plano complejo, es decir, la parte real de todas ellas es negativa. Así, una vez se tengan las raíces de $E(s) \cdot E(s)^*$ a partir de la ecuación (2.34), se sabe que las que estén en la parte derecha del plano complejo pertenecerán a $E(s)^*$; mientras que eligiendo las N raíces del lado izquierdo se podrá reconstruir el polinomio $E(s)$.

El método que se acaba de explicar es genérico, pero presenta la desventaja de tener que trabajar con el doble del grado del polinomio, y a veces, con funciones de filtrado de grado muy alto, las raíces de $E(s) \cdot E(s)^*$ tienden a acercarse mucho a $s = \pm j$, lo que puede dar lugar a una baja precisión. A continuación se presenta un método alternativo [Rhodes and Alseyab, 1980] en el que las raíces de $E(s)$ se pueden determinar sin tener que trabajar con polinomios de grado $2 \cdot N$.

2.2.2.1. Método de Rhodes&Alseyab:

En este método se van a distinguir dos casos, en función de si la diferencia entre el grado del filtro N y el número de ceros de transmisión finitos n_{fz} es par o impar. La razón por la que hay que distinguir entre los casos par e impar se detalla en el Apéndice B.

- Caso en el que $N - n_{fz}$ es un número impar

Partiendo de nuevo del desarrollo de la ecuación (2.34), se expresa de la siguiente forma:

$$(\varepsilon^2 \cdot F(s) \cdot F(s)^*) + (\varepsilon_R^2 \cdot P(s) \cdot P(s)^*) = \varepsilon^2 \cdot \varepsilon_R^2 \cdot E(s) \cdot E(s)^* \quad (2.35)$$

A continuación se suma y resta al término izquierdo de la ecuación anterior $\varepsilon \cdot \varepsilon_R \cdot P(s)^* \cdot F(s) + \varepsilon \cdot \varepsilon_R \cdot P(s) \cdot F(s)^*$, y se reagrupa, quedando:

$$\begin{aligned} & (\varepsilon^2 \cdot F(s) \cdot F(s)^*) + (\varepsilon_R^2 \cdot P(s) \cdot P(s)^*) + \\ & + \varepsilon \cdot \varepsilon_R \cdot P(s)^* \cdot F(s) + \varepsilon \cdot \varepsilon_R \cdot P(s) \cdot F(s)^* \\ & - \varepsilon \cdot \varepsilon_R \cdot P(s)^* \cdot F(s) - \varepsilon \cdot \varepsilon_R \cdot P(s) \cdot F(s)^* = \varepsilon^2 \cdot \varepsilon_R^2 \cdot E(s) \cdot E(s)^* \end{aligned} \quad (2.36)$$

$$\begin{aligned} & \varepsilon_R \cdot P(s) \cdot [\varepsilon_R \cdot P(s)^* + \varepsilon \cdot F(s)^*] + \varepsilon \cdot F(s) \cdot [\varepsilon \cdot F(s)^* + \varepsilon_R \cdot P(s)^*] \\ & - \varepsilon \cdot \varepsilon_R \cdot [P(s)^* \cdot F(s) + P(s) \cdot F(s)^*] = \varepsilon^2 \cdot \varepsilon_R^2 \cdot E(s) \cdot E(s)^* \end{aligned} \quad (2.37)$$

$$\begin{aligned} & [\varepsilon_R \cdot P(s) + \varepsilon \cdot F(s)] \cdot [\varepsilon_R \cdot P(s)^* + \varepsilon \cdot F(s)^*] \\ & - \varepsilon \cdot \varepsilon_R \cdot [P(s)^* \cdot F(s) + P(s) \cdot F(s)^*] = \varepsilon^2 \cdot \varepsilon_R^2 \cdot E(s) \cdot E(s)^* \end{aligned} \quad (2.38)$$

$$\text{Para que el término subrayado se anule: } P(s)^* \cdot F(s) = -P(s) \cdot F(s)^* \quad (2.39)$$

Por otra parte, la condición de ortogonalidad unitaria es la siguiente:

$$S_{11} \cdot S_{21}^* + S_{21} \cdot S_{11}^* = 0 \quad (2.40)$$

por lo que para el caso $N - n_{fz}$ impar se tiene:

$$\left(\frac{F(s)}{\varepsilon_R \cdot E(s)} \right) \cdot \left(\frac{P(s)}{\varepsilon \cdot E(s)} \right)^* + \left(\frac{P(s)}{\varepsilon \cdot E(s)} \right) \cdot \left(\frac{F_{22}(s)}{\varepsilon_R \cdot E(s)} \right)^* = 0 \quad (2.41)$$

$$\text{Simplificando queda: } F(s) \cdot P(s)^* + P(s) \cdot F_{22}(s)^* = 0 \quad (2.42)$$

Se observa que para que se cumplan simultáneamente las condiciones (2.39) y (2.42) debe ocurrir que:

$$F(s) = F_{22}(s) \quad (2.43)$$

Además, según se demuestra en el Apéndice B, la condición de ortogonalidad unitaria implica una condición de fase, según la cual los N ceros del numerador de $S_{22}(s)$, es decir, de $F_{22}(s)$, deben ser o bien coincidentes con los del numerador de $S_{11}(s)$, $F(s)$, o bien formar pares reflejados sobre el eje imaginario con los N ceros de $S_{11}(s)$. Por tanto, la única posibilidad para que se cumpla la condición (2.43), es que todos los ceros de $F(s)$ estén en el eje imaginario y coincidan con los de $F_{22}(s)$.

■ Caso en el que $N - n_{fz}$ es un número par

Como en el caso anterior se parte de la ecuación (2.34), pero ahora se suma y resta una cantidad distinta. En concreto se utiliza: $\varepsilon \cdot \varepsilon_R \cdot P(s)^* \cdot j \cdot F(s) + \varepsilon \cdot \varepsilon_R \cdot P(s) \cdot j \cdot F(s)^*$, y de nuevo se reagrupa:

$$\begin{aligned} & (\varepsilon^2 \cdot F(s) \cdot F(s)^*) + (\varepsilon_R^2 \cdot P(s) \cdot P(s)^*) + \\ & + \varepsilon \cdot \varepsilon_R \cdot P(s)^* \cdot j \cdot F(s) + \varepsilon \cdot \varepsilon_R \cdot P(s) \cdot j \cdot F(s)^* \\ & - \varepsilon \cdot \varepsilon_R \cdot P(s)^* \cdot j \cdot F(s) - \varepsilon \cdot \varepsilon_R \cdot P(s) \cdot j \cdot F(s)^* = \varepsilon^2 \cdot \varepsilon_R^2 \cdot E(s) \cdot E(s)^* \end{aligned} \quad (2.44)$$

$$\begin{aligned} & \varepsilon_R \cdot j \cdot P(s) \cdot [\varepsilon \cdot F(s)^* + \varepsilon_R \cdot P(s)^* \cdot (-j)] + \varepsilon \cdot F(s) \cdot [\varepsilon \cdot F(s)^* + \varepsilon_R \cdot P(s)^* \cdot (-j)] \\ & - \varepsilon \cdot \varepsilon_R \cdot [(-j) \cdot P(s)^* \cdot F(s) + (j \cdot P(s)) \cdot F(s)^*] = \varepsilon^2 \cdot \varepsilon_R^2 \cdot E(s) \cdot E(s)^* \end{aligned} \quad (2.45)$$

$$\begin{aligned} & [\varepsilon_R \cdot (j \cdot P(s)) + \varepsilon \cdot F(s)] \cdot [\varepsilon_R \cdot (j \cdot P(s))^* + \varepsilon \cdot F(s)^*] \\ & - \varepsilon \cdot \varepsilon_R \cdot \left[\underline{(j \cdot P(s))^* \cdot F(s) + (j \cdot P(s)) \cdot F(s)^*} \right] = \varepsilon^2 \cdot \varepsilon_R^2 \cdot E(s) \cdot E(s)^* \end{aligned} \quad (2.46)$$

$$\text{Para que el término subrayado se anule: } P(s)^* \cdot F(s) = P(s) \cdot F(s)^* \quad (2.47)$$

Como en este caso se trata de $N - n_{fz}$ par, el polinomio $P(s)$ se ha tenido que multiplicar por j . Entonces, la condición de ortogonalidad unitaria (2.40) tendrá la siguiente expresión:

$$\left(\frac{F(s)}{\varepsilon_R \cdot E(s)} \right) \cdot \left(\frac{j \cdot P(s)}{\varepsilon \cdot E(s)} \right)^* + \left(\frac{j \cdot P(s)}{\varepsilon \cdot E(s)} \right) \cdot \left(\frac{F_{22}(s)}{\varepsilon_R \cdot E(s)} \right)^* = 0 \quad (2.48)$$

$$-F(s) \cdot j \cdot P(s)^* + j \cdot P(s) \cdot F_{22}(s)^* = 0 \quad (2.49)$$

$$\text{Simplificando queda: } F(s) \cdot P(s)^* - P(s) \cdot F_{22}(s)^* = 0 \quad (2.50)$$

Se observa que para que se cumplan simultáneamente las condiciones (2.47) y (2.50) debe ocurrir que:

$$F(s) = F_{22}(s) \quad (2.51)$$

De nuevo, al igual que en primer caso, la única posibilidad es que todos los ceros de $F(s)$ estén en el eje imaginario y coincidan con los de $F_{22}(s)$.

Por tanto, si los ceros de $F(s)$ y $F_{22}(s)$ cumplen la condición $F(s) = F_{22}(s)$, las ecuaciones vistas para los casos par e impar se reducen a:

- Caso $N - n_{fz}$ impar

$$\begin{aligned} \varepsilon^2 \cdot \varepsilon_R^2 \cdot E(s) \cdot E(s)^* &= [\varepsilon_R \cdot P(s) + \varepsilon \cdot F(s)] \cdot [\varepsilon_R \cdot P(s)^* + \varepsilon \cdot F(s)^*] \\ &= [\varepsilon_R \cdot P(s) + \varepsilon \cdot F(s)] \cdot [\varepsilon_R \cdot P(s) + \varepsilon \cdot F(s)]^* \end{aligned} \quad (2.52)$$

- Caso $N - n_{fz}$ par

$$\begin{aligned} \varepsilon^2 \cdot \varepsilon_R^2 \cdot E(s) \cdot E(s)^* &= [\varepsilon_R \cdot (j \cdot P(s)) + \varepsilon \cdot F(s)] \cdot [\varepsilon_R \cdot (j \cdot P(s))^* + \varepsilon \cdot F(s)^*] \\ &= [\varepsilon_R \cdot (j \cdot P(s)) + \varepsilon \cdot F(s)] \cdot [\varepsilon_R \cdot (j \cdot P(s)) + \varepsilon \cdot F(s)]^* \end{aligned} \quad (2.53)$$

Si se trabaja en el plano ω , entonces $P(\omega)$ y $F(\omega)$ tendrán coeficientes puramente reales, y se podrán encontrar las singularidades en el caso $N - n_{fz}$ par o impar indistintamente, utilizando la ecuación (2.53) modificada como sigue:

$$\varepsilon^2 \cdot \varepsilon_R^2 \cdot E(\omega) \cdot E(\omega)^* = [\varepsilon_R \cdot P(\omega) - j \cdot \varepsilon \cdot F(\omega)] \cdot [\varepsilon_R \cdot P(\omega) - j \cdot \varepsilon \cdot F(\omega)]^* \quad (2.54)$$

Calculando las raíces de uno de los términos de la parte derecha de la ecuación (2.54), se tendrá un patrón de singularidades que alternará entre la mitad derecha y la mitad izquierda del plano complejo. Buscando además las raíces del otro término, se obtendrá el conjunto de singularidades complementarias, completando la simetría del patrón alrededor del eje imaginario y confirmando que el producto de ambos términos es escalar, como indica el término de la parte izquierda de la ecuación (2.54) e ilustra la siguiente figura.

Únicamente es necesario, por tanto, construir uno de los dos términos del miembro derecho de la ecuación (2.54) a partir de los polinomios $P(\omega)$ y $F(\omega)$, y luego encontrar las raíces del polinomio resultante de grado N con coeficientes complejos para encontrar las singularidades.

Al ser conocido que el polinomio $E(s)$ es de Hurwitz, cualquier singularidad en el plano derecho se debe reflejar alrededor del eje imaginario en el plano izquierdo. Para encontrar $E(s)$ solo se tendrá que tratar con polinomios de grado N , y como las singularidades tienden a estar menos cercanas a $s = \pm j$, se garantiza mayor precisión.

En la práctica, para la mayoría de los casos utilizando distintas funciones de filtrado, los ceros de reflexión (raíces del polinomio $F(s)$) están en el eje imaginario, y el método de la singularidad alternativa se puede aplicar para encontrar el polinomio $E(s)$. Para ciertos casos

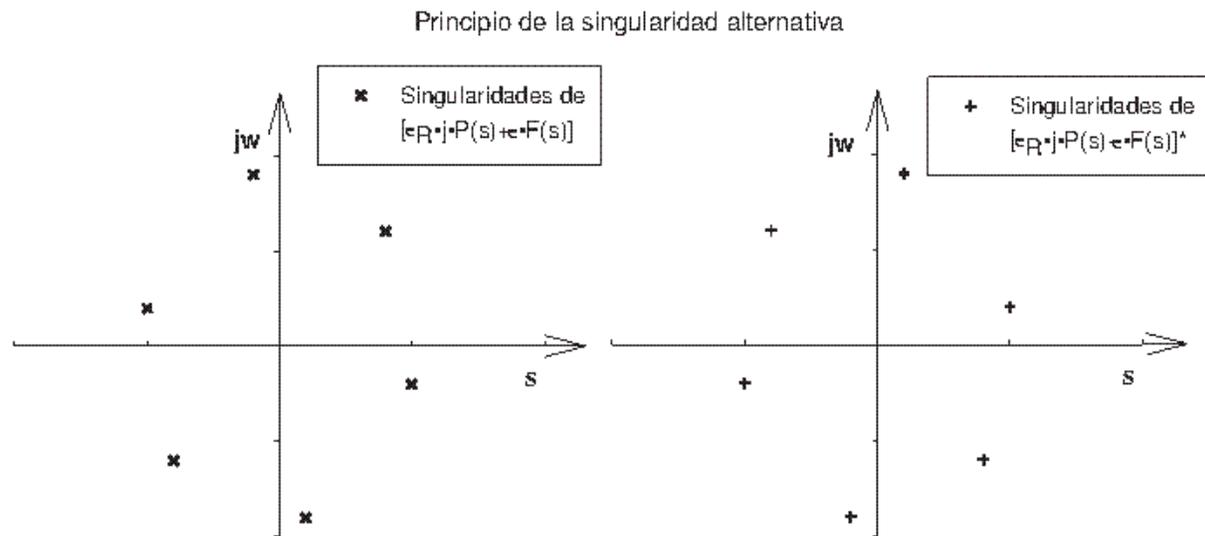


Figura 2.2: Ejemplo de ceros para el caso $N = n_{fz}$ impar.

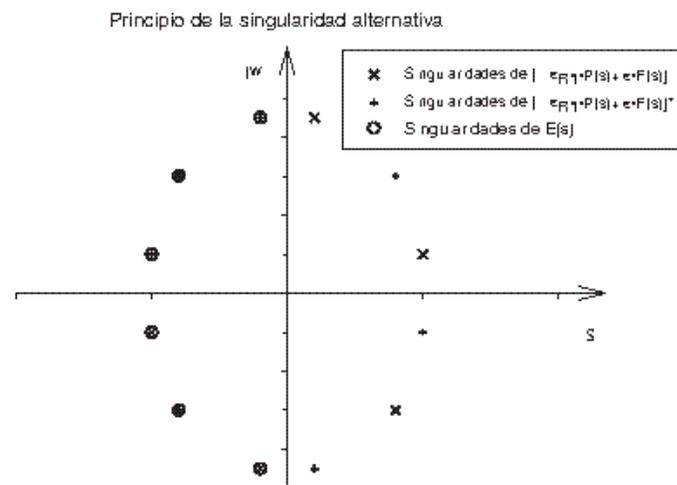


Figura 2.3: Distribución de las raíces de los polinomios de la ecuación (2.53).

específicos, por ejemplo en filtros predistorsionados [Cameron et al., 2007b], en los que algunos o todos los ceros de reflexión están en el plano complejo y no en el eje imaginario, se tendrá que usar el método general que utiliza la ecuación de conservación de la energía para encontrar $E(s)$.

2.2.3. Ejemplo de síntesis de polinomios

Para ilustrar el proceso recursivo de síntesis de polinomios, se va a aplicar a un ejemplo de un filtro asimétrico de cuarto orden, con un nivel de pérdidas de retorno de 20dB y ceros de transmisión situados en $s_1 = j \cdot 1,2$ y $s_2 = j \cdot 2$.

Iniciando el proceso con $\omega_1 = 1,2$ a partir de (2.27) se tiene:

$$\begin{aligned} U_1(\omega) &= \omega - 0,8333 \\ V_1(\omega) &= \omega' \cdot (0,5528) \end{aligned} \quad (2.55)$$

En el segundo ciclo del proceso, con $\omega_2 = 2$ se obtiene:

$$\begin{aligned} U_2(\omega) &= 1,4787 \cdot \omega^2 - 1,3333 \cdot \omega - 0,0620 \\ V_2(\omega) &= \omega' \cdot (1,4188 \cdot \omega - 0,9981) \end{aligned} \quad (2.56)$$

y en el tercer ciclo, con $\omega_3 = \infty$:

$$\begin{aligned} U_3(\omega) &= 2,8975 \cdot \omega^3 - 2,3314 \cdot \omega^2 - 1,4808 \cdot \omega + 0,9981 \\ V_3(\omega) &= \omega' \cdot (2,8975 \cdot \omega^2 - 2,3314 \cdot \omega - 0,0620) \end{aligned} \quad (2.57)$$

por último, en el cuarto ciclo, con $\omega_4 = \infty$:

$$\begin{aligned} U_4(\omega) &= 5,7950 \cdot \omega^4 - 4,6628 \cdot \omega^3 - 4,4404 \cdot \omega^2 + 3,3295 \cdot \omega + 0,0620 \\ V_4(\omega) &= \omega' \cdot (5,7950 \cdot \omega^3 - 4,6628 \cdot \omega^2 - 1,5429 \cdot \omega + 0,9981) \end{aligned} \quad (2.58)$$

En este momento, y a falta de normalizar, el polinomio $U_4(\omega)$ es el polinomio numerador de la función de reflexión $S_{11}(\omega)$, $F_4(\omega)$. Encontrando sus raíces se obtendrán los N ceros de reflexión en la banda de paso. Las raíces del polinomio $V_4(\omega)$ darán los $N - 1$ máximos de reflexión dentro de la banda de paso. Aplicando el principio de singularidad alternativa, se obtienen las raíces de $E_4(s)$. Las raíces de los polinomios obtenidos se resumen en:

$$\begin{aligned} \text{Raíces de } F_4(s): & \quad -j \cdot 0,8564; j \cdot 0,9742; j \cdot 0,7050; -j \cdot 0,0182. \\ \text{Ceros de transmisión: } & \quad s_1 = j \cdot 1,2; s_2 = j \cdot 2; s_3 = \infty; s_4 = \infty. \\ \text{Raíces de } E_4(s): & \quad -0,6776 - j \cdot 1,3381; -1,0195 + j \cdot 0,1212; \\ & \quad -0,0749 + j \cdot 1,0729; -0,4168 + j \cdot 0,9490. \\ \text{Raíces de } V_4(s): & \quad -j \cdot 0,4834; j \cdot 0,8857; j \cdot 0,4023; \end{aligned} \quad (2.59)$$

La respuesta obtenida se muestra en Fig. 2.4, mientras que los polinomios y constantes que forman los parámetros de transferencia y reflexión de dicha respuesta serán:

$$\begin{aligned} P(s) &= j \cdot s^2 + 3,200 \cdot s - j \cdot 2,4000 \\ F(s) &= s^4 - j \cdot 0,8046 \cdot s^3 + 0,7662 \cdot s^2 - j \cdot 0,5745 \cdot s + 0,0107 \\ E(s) &= s^4 + (2,1889 - j \cdot 0,8046) \cdot s^3 + (3,1618 - j \cdot 2,0687) \cdot s^2 + \\ & \quad + (1,9683 - j \cdot 3,1752) \cdot s + 0,1773 - j \cdot 1,7078 \\ \varepsilon &= 1,3978; \quad \varepsilon_R = 1 \end{aligned} \quad (2.60)$$

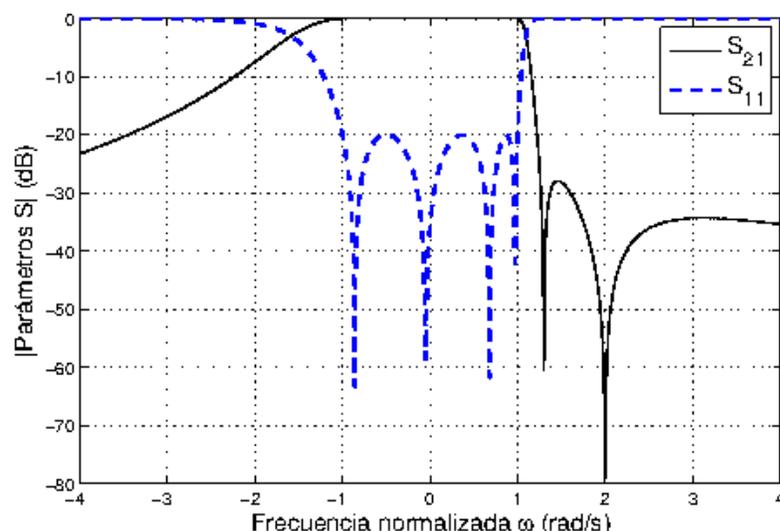


Figura 2.4: Características de transferencia y reflexión prototipo paso bajo de un filtro de Chebyshev asimétrico con ceros de transmisión en $s_1 = j \cdot 1,2$ y $s_2 = j \cdot 2$.

2.3. Procedimiento para obtener la matriz de acoplo $N \times N$

El punto de partida para la síntesis de la matriz de acoplo son los polinomios calculados previamente para la obtención de las funciones de transferencia y reflexión, $E(s)$, $F(s)$ y $P(s)$:

$$S_{11} = \frac{F(s)}{E(s)}; \quad S_{21} = \frac{P(s)}{\varepsilon \cdot E(s)}; \quad \varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{RL/10} - 1}} \cdot \frac{P(s)}{F(s)} \Big|_{s=j} \quad (2.61)$$

En general, los coeficientes de $E(s)$ serán complejos, y los de $F(s)$ y $P(s)$ alternarán entre puramente reales y puramente imaginarios según aumente la potencia de s . El grado de $E(s)$ y $F(s)$ será N , y el grado de $P(s)$ se corresponde con el número de ceros de transmisión en posiciones finitas especificados, n_{fz} .

A continuación se describirá la síntesis de polinomios racionales para los parámetros de admitancia y_{21} ($= y_{12}$) e y_{22} de redes de dos puertos, recíprocas y sin pérdidas, a partir de los polinomios de transferencia y reflexión $E(s)$, $F(s)$ y $P(s)$. Posteriormente, el método utilizado mostrará como sintetizar la matriz de acoplo de la red a partir de los parámetros y_{21} e y_{22} , así como la relación entre éstos y los parámetros de scattering S_{21} y S_{11} .

2.3.1. Síntesis de los polinomios que forman los parámetros de admitancia

La siguiente figura muestra una red típica de filtrado de dos puertos, sin pérdidas, con fuente de tensión e impedancia de carga:

Se tratará de obtener la impedancia de entrada del sistema $Z(s) = V_1(s) / I_1(s)$, para ello se parte de las ecuaciones básicas que definen la red, dadas por la matriz de admitancias e

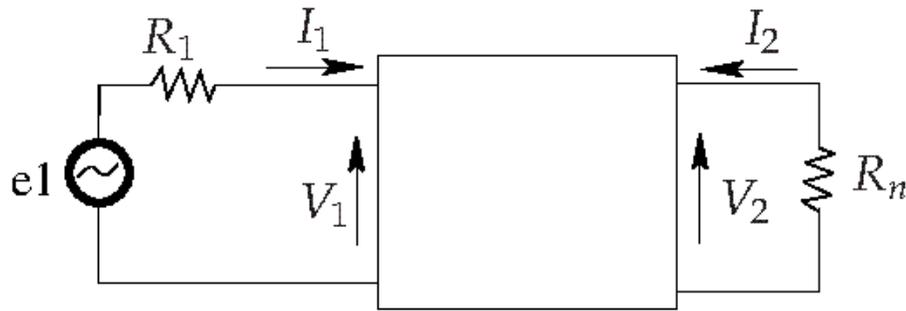


Figura 2.5: Análisis de la red

impedancias:

$$I_1 = y_{11} \cdot V_1 + y_{12} \cdot V_2 \quad (2.62)$$

$$I_2 = y_{21} \cdot V_1 + y_{22} \cdot V_2 \quad (2.63)$$

$$V_1 = z_{11} \cdot I_1 + z_{12} \cdot I_2 \quad (2.64)$$

$$V_2 = z_{21} \cdot I_1 + z_{22} \cdot I_2 \quad (2.65)$$

Observando el circuito, se observa que se cumple: $V_2 = -I_2 \cdot R_n$ (2.66)

De donde, utilizando (2.63), se deduce: $I_2 = y_{21} \cdot V_1 - y_{22} \cdot I_2 \cdot R_n$ (2.67)

Despejando I_2 en esta última ecuación: $I_2 = \frac{y_{21} \cdot V_1}{1 + y_{22} \cdot R_n} \Rightarrow I_2 = \frac{\frac{y_{21}}{y_{22}} \cdot V_1}{R_n + \frac{1}{y_{22}}}$ (2.68)

Y sustituyendo ahora en (2.64) queda: $V_1 = z_{11} \cdot I_1 + z_{12} \cdot \left(\frac{\frac{y_{21}}{y_{22}} \cdot V_1}{R_n + \frac{1}{y_{22}}} \right)$ (2.69)

Con estos resultados ya se puede determinar la relación entre $V_1(s)$ e $I_1(s)$ que dará la impedancia de entrada buscada. Reagrupando a partir de la ecuación anterior:

$$V_1 \cdot \left(1 - \frac{\frac{y_{21}}{y_{22}} \cdot z_{12}}{R_n + \frac{1}{y_{22}}} \right) = z_{11} \cdot I_1$$

$$Z_{in}(s) = \frac{V_1}{I_1} = \frac{z_{11}}{\left(1 - \frac{\frac{y_{21}}{y_{22}} \cdot z_{12}}{R_n + \frac{1}{y_{22}}} \right)} = \frac{z_{11} \cdot \left(R_n + \frac{1}{y_{22}} \right)}{R_n + \frac{1}{y_{22}} - \frac{y_{21}}{y_{22}} \cdot z_{12}} = \frac{z_{11} \cdot \left(R_n + \frac{1}{y_{22}} \right)}{R_n + \left(\frac{1}{y_{22}} - \frac{y_{21} \cdot z_{12}}{y_{22}} \right)} \quad (2.70)$$

Si además se tiene en cuenta que en redes recíprocas, como las que se están tratando, se cumple la siguiente relación entre los parámetros $ABCD$ de la red, definidos en [Collin, 1966], página 258, y se expresa ésta en función de los parámetros Y y Z [Pozar, 1998]:

$$A \cdot D - B \cdot C = 1 \quad (2.71)$$

$$-\frac{z_{22}}{z_{21}} \cdot \frac{y_{22}}{y_{21}} + \frac{1}{y_{21}} \cdot \frac{1}{z_{21}} = 1 \quad (2.72)$$

$$-z_{22} \cdot y_{22} + 1 = y_{21} \cdot z_{21} \Rightarrow 1 = y_{21} \cdot z_{21} + z_{22} \cdot y_{22} \quad (2.73)$$

Al ser una red recíproca también se verifica $z_{ij} = z_{ji}$, por lo que la última ecuación se puede expresar como:

$$1 = y_{21} \cdot z_{12} + z_{22} \cdot y_{22} \Rightarrow z_{22} = \frac{1 - y_{21} \cdot z_{12}}{y_{22}} \quad (2.74)$$

Ahora, teniendo en cuenta esta última ecuación, se sustituye en (2.70), y se obtiene la expresión de la impedancia de entrada que se estaba buscando:

$$Z_{in}(s) = \frac{V_1}{I_1} = \frac{z_{11} \cdot \left(R_R + \frac{1}{y_{22}} \right)}{R_R + z_{22}} \quad (2.75)$$

Normalizando R_R a 1Ω , la impedancia de entrada queda finalmente:

$$Z_{in}(s) = \frac{V_1}{I_1} = \frac{z_{11} \cdot \left(1 + \frac{1}{y_{22}} \right)}{1 + z_{22}} \quad (2.76)$$

Por otra parte, si la impedancia de carga está normalizada, la impedancia de entrada también se puede expresar en función de los polinomios $E(s)$ y $F(s)$ como:

$$Z_{in}(s) = \frac{1 + S_{11}(s)}{1 - S_{11}(s)} = \frac{1 + \frac{F(s)}{E(s)}}{1 - \frac{F(s)}{E(s)}} = \frac{E(s) + F(s)}{E(s) - F(s)} = \frac{m_1 + n_1}{m_2 + n_2} \quad (2.77)$$

donde m_1 , m_2 , n_1 y n_2 son los polinomios complejos par e impar respectivamente, en la variable s , contruidos a partir de $E(s)$ y $F(s)$; concretamente:

$$m_1 + n_1 = \text{numerador}(Z(s)) = E(s) + F(s) \quad (2.78)$$

por lo que:

$$\begin{aligned} m_1 &= \text{Re}(e_0 + f_0) + j \cdot \text{Im}(e_1 + f_1) \cdot s + \text{Re}(e_2 + f_2) \cdot s^2 + \dots \\ n_1 &= j \cdot \text{Im}(e_0 + f_0) + \text{Re}(e_1 + f_1) \cdot s + j \cdot \text{Im}(e_2 + f_2) \cdot s^2 + \dots \end{aligned} \quad (2.79)$$

donde:
 e_i = Coeficientes complejos de $E(s)$;
 f_i = Coeficientes complejos de $F(s)$;
 $i = 0, 1, 2, \dots, N$.

Se distinguirán 2 casos:

- Orden N del filtro PAR

Sacando n_1 de los paréntesis en (2.77), se tiene:

$$Z_{in}(s) = \frac{n_1 \cdot \left(\frac{m_1}{n_1} + 1 \right)}{m_2 + n_2} \quad (2.80)$$

y comparando esta expresión con (2.76), se deduce:

$$y_{22} = \frac{n_1}{m_1} \quad (2.81)$$

y como el denominador de y_{21} es el mismo que el de y_{22} , y el numerador de y_{21} tiene los mismos ceros de transmisión que $S_{21}(s) = \frac{P(s)}{\varepsilon \cdot E(s)}$, también se cumplirá que:

$$y_{21} = \frac{P(s)}{\varepsilon \cdot m_1} \quad (2.82)$$

■ Orden N del filtro IMPAR

Sacando m_1 de los paréntesis en (2.77), se tiene:

$$Z_{in}(s) = \frac{m_1 \cdot \left(1 + \frac{n_1}{m_1}\right)}{m_2 + n_2} \quad (2.83)$$

y comparando esta expresión con (2.76), se deduce:

$$y_{22} = \frac{m_1}{n_1} \quad (2.84)$$

y como el denominador de y_{21} es el mismo que el de y_{22} , y el numerador de y_{21} tiene los mismos ceros de transmisión que $S_{21}(s)$, también se cumplirá que:

$$y_{21} = \frac{P(s)}{\varepsilon \cdot n_1} \quad (2.85)$$

En este momento ya se tienen calculados **los polinomios numerador y denominador que componen y_{21} e y_{22}** , el siguiente paso será la síntesis de la matriz de acoplo de la red eléctrica.

2.3.2. Procedimiento para obtener las ecuaciones del circuito

Bajo el análisis eléctrico, la red prototipo producirá exactamente las mismas características de transferencia y reflexión que aquellas expresadas por las representaciones polinómicas de $S_{11}(s)$ y $S_{21}(s)$. A continuación se detallará el procedimiento para la síntesis de la matriz de acoplo $N \times N$. Se asumirá que los coeficientes de acoplo son invariantes con la frecuencia, y las impedancias de terminación de la red están normalizadas y también son invariantes en frecuencia. La red a modelar será normalmente un filtro paso banda, por tanto, se puede realizar la siguiente transformación para un prototipo paso bajo:

$$s = j \cdot \frac{\omega_c}{\omega_2 - \omega_1} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega} \right) \quad (2.86)$$

donde ω es la variable frecuencial en el prototipo paso banda; $\omega_c = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2}$ será la frecuencia central del filtro; mientras que ω_1 y ω_2 serán las frecuencias superior e inferior que limitan el ancho de banda del filtro. Así pues, partiendo del prototipo paso banda se podrán obtener las ecuaciones del paso bajo. Se debe tener en cuenta que para la red prototipo paso banda, la frecuencia central y el ancho de banda son ambos de 1 rad/s, y la ecuación (2.86) quedaría simplificada a:

$$s = j \cdot \left(\omega - \frac{1}{\omega} \right) \quad (2.87)$$

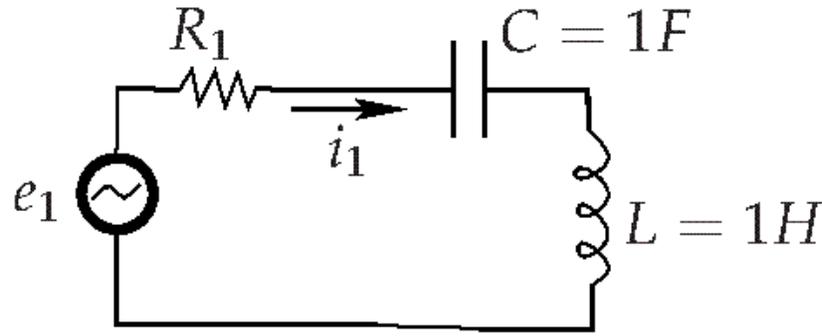


Figura 2.6: Cavity aislada del prototipo paso banda

A continuación se modelará el funcionamiento interior del prototipo genérico de la red paso banda, para obtener las ecuaciones del circuito. Supongamos una única cavity:

Se puede calcular ahora la impedancia equivalente de los tres elementos en serie que aparecen en el circuito:

$$Z_{eq} = R_1 + \frac{1}{j \cdot \omega} + j \cdot \omega; \text{ correspondiente a los elementos en serie } \begin{cases} R_1, \\ \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} = \frac{1}{j \cdot \omega}, \\ j \cdot \omega \cdot L = j \cdot \omega. \end{cases} \quad (2.88)$$

$$Z_{eq} = R_1 + j \cdot \left(\omega - \frac{1}{\omega} \right) = R_1 + s \quad (2.89)$$

Por tanto se cumplirá:

$$e_1 = i_1 \cdot Z_{eq} = i_1 \cdot (R_1 + s) \quad (2.90)$$

Si ahora, en lugar de considerar una cavity aislada, se consideran múltiples cavidades modeladas como circuitos LC colocados en cascada y acopladas mediante transformadores. Además, teóricamente, cada cavity se puede acoplar con cualquier otra por medio de acoplos cruzados a partir de las inductancias que forman la línea principal de transformadores. Por tanto, se tendrán que considerar acoplos mutuos entre cualesquiera dos cavidades (M_{ij}), donde $i \neq j; i, j = 1, 2, \dots, N$:

Ya se ha visto como en la primera malla aislada se cumplía $e_1 = i_1 \cdot (R_1 + s)$. Si además se tienen en cuenta los acoplos entre cavidades, la ecuación quedará:

$$e_1 = i_1 \cdot (R_1 + s) + i_2 \cdot j \cdot M_{12} + i_3 \cdot j \cdot M_{13} + \dots \quad (2.91)$$

En la segunda malla, primero suponiendo que se encuentra aislada:

$$0 = i_2 \cdot \left(\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} + j \cdot \omega \cdot L + j \cdot \omega \cdot L \right) = i_2 \cdot \left(\frac{1}{j \cdot \omega} + j \cdot \omega \cdot \frac{1}{2} + j \cdot \omega \cdot \frac{1}{2} \right) = i_2 \cdot \left(j \cdot \left(\omega - \frac{1}{\omega} \right) \right) = i_2 \cdot s \quad (2.92)$$

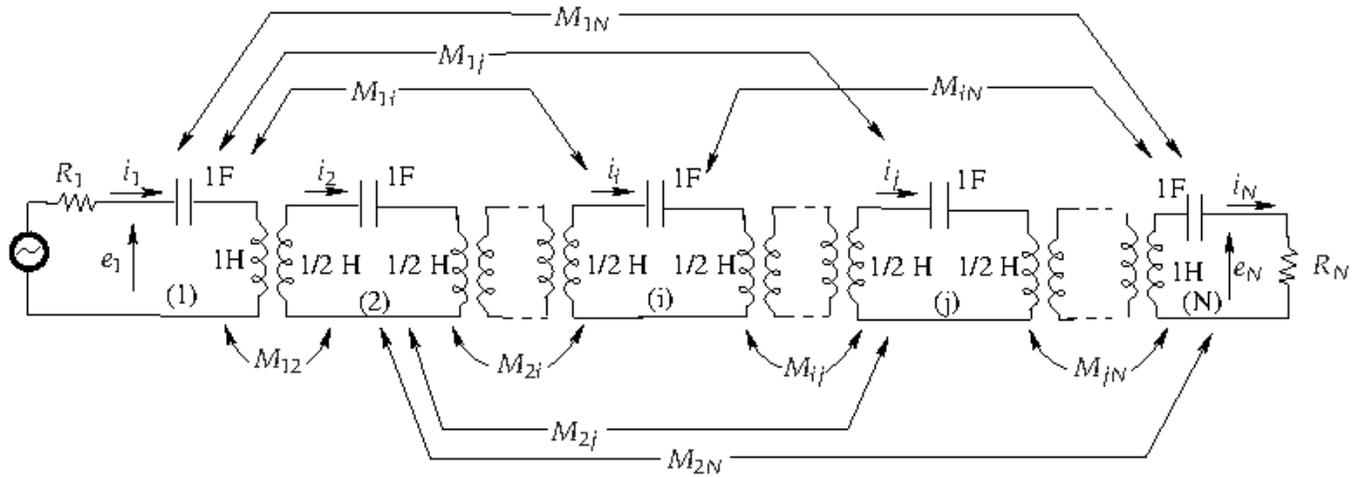


Figura 2.7: Varias cavidades acopladas. Prototipo paso banda

Si además se tiene en cuenta los acoplos cruzados con el resto de cavidades, quedará:

$$0 = i_1 \cdot j \cdot M_{21} + i_2 \cdot s + i_3 \cdot j \cdot M_{23} + \dots \quad (2.93)$$

Si se repite este proceso con cada una de las mallas, se llega a una expresión general, que se puede expresar en forma matricial como sigue:

$$\begin{pmatrix} e_1 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s + R_1 & j \cdot M_{12} & j \cdot M_{13} & \dots & j \cdot M_{1N} \\ j \cdot M_{21} & s & j \cdot M_{23} & \dots & j \cdot M_{2N} \\ j \cdot M_{31} & j \cdot M_{32} & s & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & j \cdot M_{N-1,N} \\ j \cdot M_{N1} & j \cdot M_{N2} & \dots & j \cdot M_{N,N-1} & s + R_N \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ \vdots \\ i_N \end{pmatrix} \quad (2.94)$$

Si se denomina \mathbf{Z} a la matriz total, se puede descomponer esta matriz como:

$$\mathbf{Z} = s \cdot \mathbf{I} + \mathbf{R} + j \cdot \mathbf{M} = s \cdot \mathbf{I} + \mathbf{M}_R =$$

$$s \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} R_1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & R_N \end{pmatrix} + j \cdot \begin{pmatrix} 0 & M_{12} & M_{13} & \dots & M_{1N} \\ M_{21} & 0 & M_{23} & \dots & M_{2N} \\ M_{31} & M_{32} & 0 & \dots & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & M_{N-1,N} \\ M_{N1} & M_{N2} & \dots & M_{N,N-1} & 0 \end{pmatrix} \quad (2.95)$$

donde \mathbf{Z} es la matriz de impedancia de la red de N -resonadores y sus terminaciones (representada en la Fig. 2.7); \mathbf{I} es la matriz identidad; \mathbf{R} es una matriz cuyos únicos elementos no nulos R_{11} y R_{NN} contienen las resistencias terminales R_1 y R_N ; y \mathbf{M} es la matriz de acoplo.

Y por tanto, el sistema total quedará representado por las siguientes ecuaciones:

$$\left[s \cdot \mathbf{I} + \mathbf{R} + j \cdot \mathbf{M} \right]_{N \times N} \cdot \left[i_1 \ i_2 \ \dots \ i_N \right]^t = \left[e_1 \ 0 \ \dots \ 0 \ 0 \right]^t \quad (2.96)$$

donde $[\cdot]^t$ denota matriz traspuesta y \mathbf{M} , \mathbf{I} y \mathbf{R} son matrices de tamaño $N \times N$ definidas en (2.95). El circuito modelado hasta ahora se corresponde con el estudiado a principios de los 70 en la introducción del concepto de matriz de acoplo [Atia and Williams, 1972],[Atia and Williams, 1974],[Atia et al., 1974] y presenta las limitaciones de considerar filtros síncronos y características simétricas. A continuación se verá como se puede modificar el circuito prototipo para incluir características asimétricas y, por tanto, generalizar la representación dada por la matriz de acoplo \mathbf{M} .

Matriz de acoplo \mathbf{M}

La matriz \mathbf{M} tiene dimensiones $N \times N$ y sus elementos contienen los valores de los acoplos entre los nodos o cavidades de la red (provista por transformadores o acoplos mutuos), por lo que se denomina matriz de acoplo. En general, todos los elementos de la matriz \mathbf{M} pueden tener valores no nulos, si bien, dada la reciprocidad de la redes pasivas se cumplirá que $M_{ij} = M_{ji}$. En cuanto a sus elementos, si el acoplo M_{ij} se produce entre nodos consecutivos ($|i - j| = 1$), el término representa la línea de acoplo principal; mientras que el resto de acoplos entre nodos de numeración no consecutiva (M_{ij} , donde $i \neq j$) se denominan acoplos cruzados. En el desarrollo revisado hasta ahora, los elementos de la diagonal principal M_{ii} se mantenían nulos, lo que implica una red a modelar síncrona.

Para generalizar las posibles representaciones de la red de acoplo y poder considerar filtros asíncronos y respuestas asimétricas se debe modificar el circuito prototipo mostrado en la Fig. 2.7. La modificación consiste en la introducción de un nuevo elemento en la formulación del modelo paso bajo, concretamente una reactancia de valor B_i . En cuanto a la representación matricial (2.95), el nuevo término se incorporaría en la diagonal principal de la matriz de acoplo \mathbf{M} ; $M_{ii} \equiv B_i$, y se denomina autoacoplo.

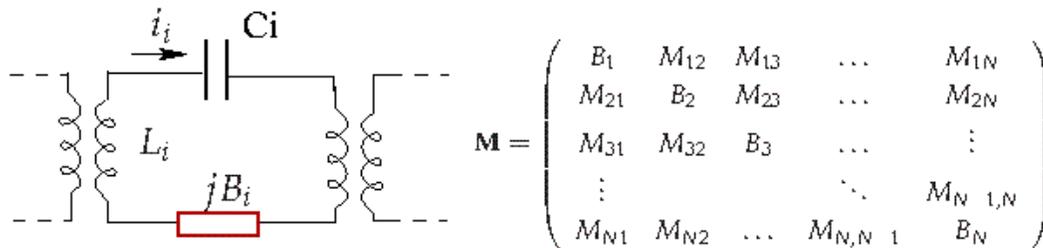


Figura 2.8: Modificación de la cavidad prototipo y su efecto en la matriz \mathbf{M} para poder incorporar filtros asíncronos

En la Fig. 2.8 se observa como quedaría una cavidad ejemplo i . Teniendo en cuenta el nuevo circuito, la representación matricial también se vería modificada como se muestra a la derecha de dicha figura (matriz \mathbf{M}). La ecuación que cumpliría en este caso generalizado una cavidad i y que justifica el valor de los elementos M_{ii} sería:

$$\begin{aligned} 0 &= i_1 \cdot j \cdot M_{i1} + \dots + i_i \cdot \left(\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_i} + j \cdot \omega \cdot L_i + j \cdot B_i \right) + \dots + i_N \cdot j \cdot M_{iN} = \\ &= i_1 \cdot j \cdot M_{i1} + \dots + i_i \cdot (s + j \cdot B_i) + \dots + i_N \cdot j \cdot M_{iN} \end{aligned} \quad (2.97)$$

Esta herramienta matemática utilizada por primera vez en [Baum, 1957] permite que la respuesta del filtro sea asimétrica con respecto a la frecuencia central. Este nuevo elemento representará un desplazamiento en frecuencia del circuito resonante que modela la cavidad, requisito éste que deben cumplir los filtros paso banda asimétricos.

2.3.3. Relación entre los parámetros de admitancia y los elementos que modelan el circuito

El siguiente paso en el proceso de síntesis será obtener la relación de los parámetros de admitancia con las matrices anteriores que modelan el sistema total. Para ello se calcularán primero los parámetros de admitancia. Se comienza con el cambio de variable $s = j \cdot \omega$. A continuación, si se pretende obtener el parámetro $y_{21}(s)$ se tendrá que excitar en el puerto 1, y medir i_N/e_1 , de forma que e_N sea nulo. El circuito para esta medida tendría la siguiente forma:

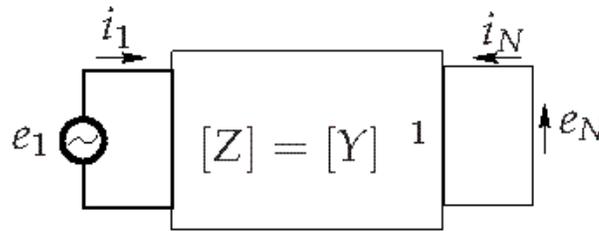


Figura 2.9: Circuito para calcular $y_{21}(s)$.

Se observa que en el circuito se cumple que $R_1 = R_N = 0$, por lo tanto la matriz \mathbf{R} será una matriz completamente nula. El sistema, por tanto, con la excitación a la entrada e_1 y las resistencias de fuente y carga nulas, será:

$$j \cdot [\omega \cdot \mathbf{I} + \mathbf{M}] \cdot [i_1 \ i_2 \ \dots \ i_N]^t = [e_1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^t \quad (2.98)$$

Expresando el sistema anterior en función de la matriz de admitancia, $[\mathbf{Y}] = [\mathbf{Z}]^{-1} = (j \cdot [\omega \cdot \mathbf{I} + \mathbf{M}])^{-1}$, y teniendo en cuenta que para el análisis actual únicamente interesan las corrientes y tensiones en los puertos terminales, la ecuación anterior se puede expresar:

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [y]_{11} & [y]_{1N} \\ [y]_{N1} & [y]_{NN} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} e_1 \\ e_N \end{pmatrix} \quad (2.99)$$

donde los elementos $[y]_{11}$, $[y]_{1N}$, ... son los elementos de las esquinas de la matriz de admitancia. Particularizando para calcular el parámetro $y_{21}(s)$, según indica la figura Fig. 2.9:

$$y_{21}(s) = y_{12}(s) = [z]_{N1}^{-1} = \frac{i_N}{e_1} \Big|_{e_N=0} = [s \cdot \mathbf{I} + j \cdot \mathbf{M}]_{N1}^{-1} = j \cdot [-\omega \cdot \mathbf{I} - \mathbf{M}]_{N1}^{-1} \quad (2.100)$$

Tomando las definiciones conocidas para el resto de elementos de la matriz de admitancias $[\mathbf{Y}]$, se continúa considerando las resistencias de fuente y carga nulas, y anulando e_1 o e_N según

corresponda, se pueden expresar los parámetros y para una red de dos puertos a partir de la matriz \mathbf{M} como sigue:

$$y_{11}(s) = [z]_{11}^{-1} = \frac{i_1}{e_1} \Big|_{e_N=0} = [s \cdot \mathbf{I} + j \cdot \mathbf{M}]_{11}^{-1} = j \cdot [-\omega \cdot \mathbf{I} - \mathbf{M}]_{11}^{-1} \quad (2.101)$$

$$y_{22}(s) = [z]_{NN}^{-1} = \frac{i_N}{e_N} \Big|_{e_1=0} = [s \cdot \mathbf{I} + j \cdot \mathbf{M}]_{NN}^{-1} = j \cdot [-\omega \cdot \mathbf{I} - \mathbf{M}]_{NN}^{-1} \quad (2.102)$$

Este es el paso principal en el procedimiento de síntesis de red, puesto que relaciona la función de transferencia expresada en términos puramente matemáticos (es decir, $S_{11}(s)$, $y_{21}(s)$, etc. expresados como polinomios racionales), con el mundo real modelado por la matriz de acoplo, cada uno de cuyos elementos corresponde únicamente a un elemento físico de acoplo en el filtro a realizar.

Como \mathbf{M} es real, y simétrica a lo largo de su diagonal principal, todos sus valores propios serán reales [Kreiszig, 1972]. Por tanto, existe una matriz \mathbf{T} de tamaño $N \times N$ compuesta por filas de vectores unitarios ortogonales, que satisface la ecuación:

$$-\mathbf{M} = \mathbf{T} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{T}^t \quad (2.103)$$

donde:

$$\mathbf{\Lambda} = \text{diag} \left[\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N \right]; \text{ siendo } \lambda_i \text{ los valores propios de la matriz } -\mathbf{M}, y : \\ \mathbf{T} \cdot \mathbf{T}^t = \mathbf{T}^t \cdot \mathbf{T} = \mathbf{I} \quad (2.104)$$

Si se sustituye (2.103) en (2.100) y (2.102), se tiene:

$$y_{21}(s) = j \cdot [\mathbf{T} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{T}^t - \omega \cdot \mathbf{I}]_{N1}^{-1} \\ y_{22}(s) = j \cdot [\mathbf{T} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{T}^t - \omega \cdot \mathbf{I}]_{NN}^{-1} \quad (2.105)$$

La solución general para cualquier elemento $[\mathbf{T} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{T}^t - \omega \cdot \mathbf{I}]_{ij}^{-1}$ se puede expresar como una descomposición en fracciones simples:

$$[\mathbf{T} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{T}^t - \omega \cdot \mathbf{I}]_{ij}^{-1} = \sum_{k=1}^N \frac{T_{ik} \cdot T_{jk}}{\omega - \lambda_k}; \quad \text{con } i, j=1, 2, \dots, N \quad (2.106)$$

y los parámetros $y_{21}(s)$ e $y_{22}(s)$ a partir de las dos ecuaciones anteriores, vendrán dados por:

$$y_{21}(s) = j \cdot \sum_{k=1}^N \frac{T_{Nk} \cdot T_{1k}}{\omega - \lambda_k} \\ y_{22}(s) = j \cdot \sum_{k=1}^N \frac{T_{Nk}^2}{\omega - \lambda_k} \quad (2.107)$$

Se observa entonces que los valores propios λ_k de $-\mathbf{M}$ son también las raíces del polinomio denominador común de $y_{21}(s)$ e $y_{22}(s)$ (2.81)-(2.85). Se puede, por tanto, obtener la primera y última filas \vec{T}_{1k} y \vec{T}_{kN} de la matriz ortogonal \mathbf{T} igualando los residuos de $y_{21}(s)$ e $y_{22}(s)$ con $T_{1k} \cdot T_{kN}$ y T_{kN} según corresponda:

$$\begin{aligned} T_{Nk} &= \sqrt{r_{22k}} \\ T_{1k} &= \frac{r_{21k}}{T_{Nk}} = \frac{r_{21k}}{\sqrt{r_{22k}}}; \quad \text{con } k = 1, 2, \dots, N. \end{aligned} \quad (2.108)$$

La red se puede conectar directamente a resistencias terminales R_S y R_L , que en general, pueden tener valores distintos a la unidad. En la presente tesis siempre se considerarán resistencias terminales normalizadas a 1Ω . Sin embargo, para no perder generalidad y poder adaptar cualquier valor de impedancia terminal, se puede considerar un circuito equivalente con transformadores, cuyo valor permitirá normalizar los valores de las impedancias de fuente/carga:

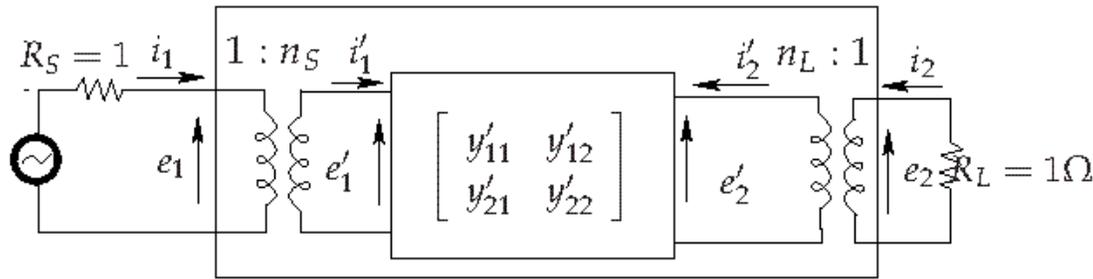


Figura 2.10: Red con transformadores para normalizar a la unidad las impedancias.

De las ecuaciones del transformador se deduce:

$$n_S = \frac{e'_1}{e_1} = \frac{i_1}{i'_1}; \quad n_L = \frac{e'_2}{e_2} = \frac{-i_2}{-i'_2} \quad (2.109)$$

Y aplicando las definiciones para los parámetros de admitancia, junto con las ecuaciones anteriores, es sencillo obtener:

$$\begin{aligned} y_{11} &= \left. \frac{i_1}{e_1} \right|_{e_2=0} = \frac{n_S \cdot i'_1}{e'_1/n_S} = n_S^2 \cdot y'_{11} \\ \text{Análogamente:} \quad y_{12} &= n_S \cdot n_L \cdot y'_{12}; \\ y_{21} &= n_S \cdot n_L \cdot y'_{21}; \\ y_{22} &= n_L^2 \cdot y'_{21}. \end{aligned} \quad (2.110)$$

Teniendo en cuenta estos resultados, la ecuación (2.107) se puede reescribir como:

$$\begin{aligned} y_{21}(s) &= n_S \cdot n_L \cdot y'_{21}(s) = j \cdot \sum_{k=1}^N \frac{T_{Nk} \cdot T_{1k}}{\omega - \lambda_k} \\ y_{22}(s) &= n_L^2 \cdot y'_{22}(s) = j \cdot \sum_{k=1}^N \frac{T_{Nk}^2}{\omega - \lambda_k} \end{aligned} \quad (2.111)$$

Si se busca expresar los parámetros Y' de la misma forma que los parámetros Y , se puede reescribir cualquiera de las igualdades anteriores, por ejemplo:

$$y'_{21}(s) = j \cdot \sum_{k=1}^N \frac{(T_{Nk}/n_L) \cdot (T_{1k}/n_S)}{\omega - \lambda_k} \quad (2.112)$$

de donde se concluye de forma inmediata:

$$\begin{aligned} T'_{1k} &= \frac{T_{1k}}{n_S} \\ T'_{rk} &= \frac{T_{Nk}}{n_L} \end{aligned} \quad (2.113)$$

De este modo se tienen ya dos filas que servirán de punto de partida para el cálculo de la matriz \mathbf{T} . El resto de filas necesarias ($N - 2$) para completar la matriz se pueden obtener de la matriz identidad. Restará por aplicar el proceso de ortonormalización de Gram-Schmidt [Frame, 1964], [Hamburger and Grimshaw, 1951], [Golub and Loan, 1989] para obtener la definitiva matriz \mathbf{T} . Finalmente se sintetizará la matriz de acoplo \mathbf{M} usando la igualdad $-\mathbf{M} = \mathbf{T} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{T}^t$.

2.4. Características de transferencia y reflexión a partir de la matriz $N \times N$

Una vez conocida la matriz de acoplo, es sencillo obtener a partir de sus elementos la respuesta en frecuencia de la red que representa. Para ello primero se debe calcular la admitancia de reflexión y la admitancia de transferencia. Para ello, se procede a excitar en el puerto 1. Las ecuaciones del circuito serán:

$$\begin{pmatrix} e_1 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s + R_1 + j \cdot B_1 & j \cdot M_{12} & j \cdot M_{13} & \dots & j \cdot M_{1N} \\ j \cdot M_{21} & s + j \cdot B_2 & j \cdot M_{23} & \dots & j \cdot M_{2N} \\ j \cdot M_{31} & j \cdot M_{32} & s + j \cdot B_3 & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & j \cdot M_{N-1,N} \\ j \cdot M_{N1} & j \cdot M_{N2} & \dots & j \cdot M_{N,N-1} & s + R_N + j \cdot B_N \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ \vdots \\ i_N \end{pmatrix} \quad (2.114)$$

Si se divide en ambos lados de la igualdad por e_1 , se tiene:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}^t = \begin{bmatrix} s \cdot \mathbf{I} + \mathbf{R} + j \cdot \mathbf{M} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1/e_1 & i_2/e_1 & \dots & i_N/e_1 \end{bmatrix}^t \quad (2.115)$$

El valor de la matriz de acoplo \mathbf{M} es conocido. Del mismo modo, el valor de \mathbf{R} se puede determinar a partir de las resistencias R_1 y R_N . Por tanto, sabiendo que $s = j \cdot \omega$, y resolviendo el sistema (2.114) para cada frecuencia, se pueden encontrar las admitancias buscadas. Concretamente, el **vector de soluciones** tras resolver el sistema (2.115) será $\vec{s} \vec{0} =$

$\left[i_1/e_1 \quad i_2/e_1 \quad \dots \quad i_N/e_1 \right]$, por lo que:

$$\begin{aligned} Y_{in} &= \vec{s} \vec{0} l(1) = \frac{i_1}{e_1} \\ Y_{trans} &= \vec{s} \vec{0} l(N) = \frac{i_N}{e_1} \end{aligned} \quad (2.116)$$

Conocidas la admitancia de entrada $Y_{in}(s)$ y la de transferencia $Y_{trans}(s)$, quedará encontrar la relación de éstas y los parámetros de scattering que darán la respuesta en frecuencia del sistema, $S_{11}(s)$ y $S_{21}(s)$.

2.4.1. Relación entre la admitancia de entrada, la admitancia de transferencia y los parámetros S_{21} y S_{11} .

Para el análisis circuital que permitirá expresar $S_{11}(s)$ y $S_{21}(s)$ en función de $Y_{trans}(s)$ e $Y_{in}(s)$ en redes de dos puertos, se verifican las siguientes relaciones entre tensiones, corrientes, ondas reflejadas e incidentes [Balanis, 2003]:

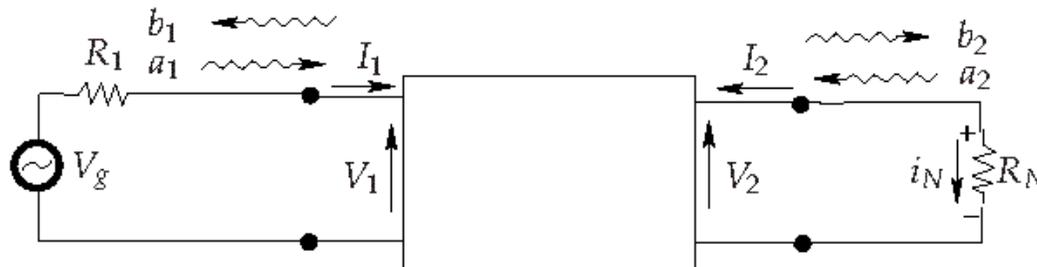


Figura 2.11: Análisis de red con dos terminaciones.

$$\begin{aligned} \text{a) } V_1 &= \sqrt{R_1} \cdot (a_1 + b_1); & \text{b) } V_2 &= \sqrt{R_N} \cdot (a_2 + b_2); \\ \text{c) } I_1 &= \frac{1}{\sqrt{R_1}} \cdot (a_1 - b_1); & \text{d) } I_2 &= \frac{1}{\sqrt{R_N}} \cdot (a_2 - b_2) \end{aligned} \quad (2.117)$$

El siguiente paso será expresar las ondas incidentes y reflejadas en función de las corrientes y tensiones del circuito. Para encontrar a_1 sumamos las ecuaciones (2.117)a) y c), y despejamos su valor:

$$\begin{aligned} \frac{V_1}{\sqrt{R_1}} + \sqrt{R_1} \cdot I_1 &= (a_1 + b_1) + (a_1 - b_1) = 2 \cdot a_1 \\ a_1 &= \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_1}{\sqrt{R_1}} + \sqrt{R_1} \cdot I_1 \right) \end{aligned} \quad (2.118)$$

$$\text{Restando para obtener } b_1: \quad b_1 = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_1}{\sqrt{R_1}} - \sqrt{R_1} \cdot I_1 \right) \quad (2.119)$$

$$\text{Análogamente, para las ecuaciones (2.117)b) y d): } a_2 = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_2}{\sqrt{R_N}} + \sqrt{R_N} \cdot I_2 \right) \quad (2.120)$$

$$b_2 = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_2}{\sqrt{R_N}} - \sqrt{R_N} \cdot I_2 \right) \quad (2.121)$$

Del circuito de la Fig. 2.11 se observa que también se cumple lo siguiente:

$$V_1 = V_g - I_1 \cdot R_1; \quad V_2 = -I_2 \cdot R_N; \quad I_N = -I_2 \quad (2.122)$$

Por tanto, sustituyendo estas últimas ecuaciones en las expresiones (2.118)-(2.121):

$$a_1 = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_1}{\sqrt{R_1}} + \sqrt{R_1} \cdot I_1 \right) = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_g - I_1 \cdot R_1}{\sqrt{R_1}} + \sqrt{R_1} \cdot I_1 \right) = \frac{V_g}{2 \cdot \sqrt{R_1}} \quad (2.123)$$

$$a_2 = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_2}{\sqrt{R_N}} + \sqrt{R_N} \cdot I_2 \right) = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{R_N}} \cdot (-I_2 \cdot R_N + I_2 \cdot R_N) = 0 \quad (2.124)$$

$$b_1 = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_1}{\sqrt{R_1}} - \sqrt{R_1} \cdot I_1 \right) = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_g - I_1 \cdot R_1}{\sqrt{R_1}} - \sqrt{R_1} \cdot I_1 \right) = \frac{V_g - 2 \cdot I_1 \cdot R_1}{2 \cdot \sqrt{R_1}} \quad (2.125)$$

$$b_2 = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_2}{\sqrt{R_N}} - \sqrt{R_N} \cdot I_2 \right) = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{R_N}} \cdot (-I_2 \cdot R_N - I_2 \cdot R_N) = -\sqrt{R_N} \cdot I_2 \quad (2.126)$$

Finalmente, la relación buscada se obtiene operando a partir de la definición de los parámetros S, la ecuación (2.116) y las expresiones anteriores:

$$S_{21}(s) = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{-I_2 \cdot \sqrt{R_N}}{V_g / (2 \cdot \sqrt{R_1})} = \frac{2 \cdot I_N \cdot \sqrt{R_N} \cdot \sqrt{R_1}}{V_g}$$

$$\boxed{S_{21}(s) = 2 \cdot \sqrt{R_N} \cdot \sqrt{R_1} \cdot Y_{trans}(s)} \quad (2.127)$$

$$S_{11}(s) = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{V_g - 2 \cdot I_1 \cdot R_1}{2 \cdot \sqrt{R_1}} \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{R_1}}{V_g} = 1 - \frac{2 \cdot R_1 \cdot I_1}{V_g}$$

$$\boxed{S_{11}(s) = 1 - 2 \cdot R_1 \cdot Y_{in}(s)} \quad (2.128)$$

2.5. Ejemplo

En este apartado se va a continuar con el ejemplo empezado en la Sección 2.2.3 para ilustrar el proceso de obtención de los parámetros de admitancia y la descomposición en fracciones simples necesarios para obtener la matriz de acoplo. Las especificaciones del ejemplo eran: filtro asimétrico de 4º orden, con un nivel de pérdidas de retorno inferior a 20dB y dos ceros de transmisión situados en $s_1 = j \cdot 1,2$ y $s_2 = j \cdot 2$.

En este ejemplo ya se habían calculado los polinomios que formaban las funciones de transferencia y reflexión (2.60). A partir de éstos, y teniendo en cuenta que se trata de un caso

de orden par, se obtienen los polinomios de admitancia (2.81)-(2.82):

$$\begin{aligned} y_{21}(s) &= \frac{j \cdot 0,3577 \cdot s^2 + 1,1446 \cdot s - j \cdot 0,8585}{s^4 - j \cdot 0,8046 \cdot s^3 + 1,9640 \cdot s^2 - j \cdot 1,8749 \cdot s - 0,0833} \\ y_{22}(s) &= \frac{1,0944 \cdot s^3 - j \cdot 1,0344 \cdot s^2 + 0,9841 \cdot s - j \cdot 0,8133}{s^4 - j \cdot 0,8046 \cdot s^3 + 1,9640 \cdot s^2 - j \cdot 1,8749 \cdot s - 0,0833} \end{aligned} \quad (2.129)$$

A partir de la descomposición en fracciones simples de los parámetros de admitancia, se obtendrán los residuos asociados y los valores propios de la matriz de acoplo (2.107):

$$\begin{aligned} r_{21k} &= [-0,3327 \quad 0,0694 \quad -0,2145 \quad 0,4778]; \\ r_{22k} &= [0,3327 \quad 0,0694 \quad 0,2145 \quad 0,4778]; \\ \lambda_k &= [-1,4559 \quad 1,1473 \quad 1,0665 \quad 0,0468]; \end{aligned} \quad (2.130)$$

Con estos datos y utilizando las ecuaciones (2.108) y (2.113) se obtienen 2 filas necesarias para el cálculo de la matriz \mathbf{T} :

$$\begin{aligned} T_{1k} &= [-0,5768 \quad 0,2634 \quad -0,4631 \quad 0,6912]; \\ T_{Nk} &= [0,5768 \quad 0,2634 \quad 0,4631 \quad 0,6912]; \end{aligned} \quad (2.131)$$

A partir de estas filas y tras el proceso de ortonormalización de Gram-Schmidt se obtiene la matriz \mathbf{T} definitiva. Por último, para formar la matriz \mathbf{M} se utilizará la ecuación (2.103), donde la matriz \mathbf{A} tendrá como únicos elementos no nulos los correspondientes a su diagonal principal, que coincidirán con los valores propios λ_k .

$$\mathbf{T} = \begin{pmatrix} -0,5514 & 0,2518 & -0,4427 & 0,6607 \\ -0,6260 & 0 & 0,7798 & 0 \\ 0 & -0,9344 & 0 & 0,3561 \\ 0,5514 & 0,2518 & 0,4427 & 0,6607 \end{pmatrix}; \quad \mathbf{M} = \begin{pmatrix} 0,1405 & 0,8707 & 0,2590 & -0,3268 \\ -0,8707 & -0,0779 & 0 & -0,8707 \\ 0,2590 & 0 & -1,0077 & 0,2590 \\ -0,3268 & 0,8707 & 0,2590 & 0,1405 \end{pmatrix}; \quad (2.132)$$

La respuesta de la matriz de acoplo ya se ha mostrado en Fig. 2.4, donde se comprueba como cumple con las especificaciones dadas.

2.6. Conclusiones

En este capítulo se ha revisado un método genérico para sintetizar la matriz de acoplo $N \times N$, describiendo todos los pasos necesarios e incluyendo ejemplos para facilitar la comprensión: establecimiento de especificaciones, descripción de la técnica recursiva para la obtención de polinomios que forman la funciones de transferencia y reflexión, identificación con los parámetros físicos del circuito a modelar, obtención de la matriz de acoplo y, por último, representación de la respuesta en frecuencia a partir de la matriz sintetizada.

Esta matriz de acoplo se puede aplicar a funciones de filtrado paso banda de dos puer-
tos, simétricas o asimétricas, de grado par o impar, incluyendo todas las ventajas que presenta

la representación matricial de las funciones de filtrado: modelado del circuito a sintetizar y sus propiedades físicas, y posibilidad de realizar operaciones de forma sencilla. También se debe comentar la restricción que presenta este método de síntesis, pues sólo se podrán implementar funciones de filtrado que presenten un máximo de ceros de transmisión en posiciones $n_{fz} = N - 2$, siendo N el orden del filtro. Estos ceros de transmisión deberán ser reales o pares conjugados (simétricos con respecto al eje imaginario).

Por otro lado, la teoría mostrada en el capítulo se ha descrito de un modo lo más automatizado posible, con el objetivo de acabar implementando un software de síntesis. Los ejemplos mostrados se han obtenido con éste software, mostrando las especificaciones y respuestas obtenidas para el caso paso bajo normalizado (ancho de banda de -1 a 1 rad/s). La transformación en frecuencia de estos datos, se realizará a partir de la fórmula:

$$\omega = \frac{f_c}{\Delta f} \cdot \left(\frac{f}{f_c} - \frac{f_c}{f} \right) \quad (2.133)$$

donde f_c será la frecuencia central del filtro y Δf el ancho de banda.

La teoría explicada en el presente capítulo servirá de base para la síntesis de la matriz $N + 2$ que se estudiará en el siguiente capítulo, que permitirá superar la limitación en cuanto al número máximo de ceros de transmisión finitos posibles en la red a implementar.

Síntesis de filtros mediante la matriz $N + 2$

3.1. Introducción

En este capítulo se continuará con el estudio de la técnica de la matriz de acoplo y su aplicación a la síntesis de diferentes funciones de transferencia de filtros. La principal ventaja y diferencia con el caso visto en el capítulo anterior, es que con la introducción de la matriz $N + 2$ se va a poder incluir el caso *fully – canonical*, es decir, cuando el orden del filtro N coincide con el número de ceros de transmisión en posiciones finitas n_{fz} . Filtros de este tipo, que requieren la presencia de un acoplo directo entre la fuente y la carga, se han presentado en el pasado, [Röchmann, 1973], [Zaki et al., 1988] o [Montejo-Garai, 2000]. Sin embargo, ha sido más recientemente cuando se han presentado sus ventajas en aplicaciones prácticas [Hunter et al., 1999], lo que ha motivado un creciente interés en la investigación de técnicas de síntesis. Una referencia muy completa e interesante fue expuesta en [Cameron, 2003] y puede verse como una extensión de la tradicional matriz $N \times N$, puesto que incluye en la matriz de acoplo dos nuevas filas y dos nuevas columnas que representarán los posibles acoplos entre la fuente y carga del circuito y los resonadores internos, pasando por tanto las dimensiones de la matriz de $N \times N$ a $(N + 2) \times (N + 2)$. El nuevo método sintetiza de forma directa la matriz de acoplo de una red transversal paso banda, una red transversal presenta las siguientes características:

- Permite múltiples acoplos de los nodos terminales con los distintos resonadores.
- Se puede implementar el acoplo directo fuente-carga necesario para los casos en los que la red es *fully – canonical*.
- No existen acoplos entre los resonadores internos de la red.

La matriz de acoplo $N + 2$ permite mayor generalidad que la matriz tradicional $N \times N$, manteniendo las propiedades ya vistas en el capítulo anterior puesto que se mantiene el mode-

lado en forma matricial de circuitos. Las nuevas **ventajas que aporta la matriz $N + 2$** se pueden resumir en:

- Se pueden incluir múltiples acoplos de entrada/salida, es decir, se pueden incluir acoplos directamente desde la fuente hacia los resonadores internos, o desde éstos hacia la carga, incluso acoplos directos fuente-carga.
- Debido a la posible inclusión de acoplo directo fuente-carga, permitirá la síntesis de redes *fully – canonical*.
- La matriz $N + 2$ permite además mayor flexibilidad en el proceso de síntesis. Al disponer de nuevas filas y columnas externas, se facilitan las rotaciones y por tanto el cambio de topología de la red sintetizada.
- Finalmente, el proceso de síntesis de la matriz $N + 2$ es más sencillo que el de la matriz $N \times N$, debido a que no es necesaria la etapa de ortonormalización de Gram-Schmidt.

En el presente capítulo se comenzará con el estudio del proceso de síntesis de la matriz acoplo $N + 2$, similar al capítulo anterior: se sintetizará la función de admitancia que modela el circuito mediante dos métodos distintos, a partir de los polinomios de transferencia y reflexión y mediante la aproximación circuital. Este proceso se completará mostrando cómo se obtiene la respuesta en frecuencia a partir de la matriz de acoplo. A continuación, se verá cómo la nueva matriz de acoplo $N + 2$ permite de forma sencilla la extensión a respuestas duales tipo banda rechazada.

Una diferencia a tener en cuenta con respecto a la matriz que se obtiene directamente a partir del método de síntesis de matriz $N \times N$ (Capítulo 2), y el método de síntesis que se explicará a continuación, es que en el primer caso, la matriz resultante corresponde a una topología *folded – form*, mientras que la matriz resultado $N + 2$ corresponderá a una topología transversal, normalmente poco útil desde el punto de vista práctico. En la última parte de este capítulo se verá como se puede reconfigurar la matriz de acoplo resultado en otras matrices de idéntica respuesta en frecuencia, pero tecnológicamente de más sencilla realización [Cameron, 1979], [Cameron and Rhodes, 1981] como la *folded – form*, o cómo utilizar esta última como punto de partida para otro tipo de topologías. Este tipo de transformaciones se pueden realizar de modo idéntico con la matriz de acoplo $N \times N$, pero su explicación se ha dejado para este capítulo puesto que la matriz $N + 2$ será la utilizada para los diseños propuestos a lo largo de la tesis.

Por último señalar que a lo largo del capítulo se irán mostrando ejemplos de aplicación de las distintas secciones con el objetivo de validar los conceptos teóricos expuestos.

3.2. Síntesis de la función de admitancia

Para contruir la matriz de acoplo transversal $N + 2$ se procederá con una estrategia similar a la empleada en el capítulo anterior. Se necesitará obtener los parámetros de admitancia de la red total $[Y]$ que representan las características del filtro a sintetizar de dos formas distintas:

- A partir de los coeficientes de los polinomios racionales que determinan los parámetros de scattering S_{21} y S_{11} .
- La segunda forma será a partir de los elementos del circuito de array transversal de la red.

Así, mediante las dos expresiones de la matriz de admitancias $[Y]$ obtenidas, se podrá relacionar los elementos de la matriz $N + 2$ con los coeficientes de los polinomios $S_{21}(s)$ y $S_{11}(s)$.

3.2.1. Síntesis mediante polinomios de transferencia y reflexión

En cualquier red de filtros sin pérdidas de 2 puertos, compuesta por una serie de N resonadores interacoplados, las funciones de reflexión y transferencia pueden expresarse como un cociente de dos polinomios de grado N , que comparten denominador común:

- Función de reflexión

$$S_{11}(s) = \frac{F(s)}{\varepsilon_R \cdot E(s)} \quad (3.1)$$

- Función de transferencia

$$S_{21}(s) = \frac{P(s)}{\varepsilon \cdot E(s)} \quad (3.2)$$

donde se mantienen las siguientes características ya comentadas en el capítulo anterior:

- Los polinomios $E(s)$, $F(s)$ y $P(s)$ están normalizados a su grado mayor.
- $E(s)$ y $F(s)$ son polinomios de grado N , igual al orden del filtro.
- $P(s)$ es un polinomio de grado igual al número de ceros de transmisión del filtro en frecuencias finitas, n_{fz} .

Pero además, por tratarse de la síntesis de la matriz $N + 2$, se debe tener en cuenta:

- El número de ceros de transmisión finitos puede ser menor o igual que el orden del filtro, $n_{fz} \leq N$, a diferencia de lo que ocurría en la síntesis de la matriz de acoplo $N \times N$, donde la limitación era $n_{fz} \leq N - 2$.
- Aparece una nueva constante ε_R , cuyo valor es la unidad para todos los casos, excepto en funciones de filtrado *fully – canonical* ($n_{fz} = N$). En el capítulo anterior se obviaba esta constante puesto que la situación *fully – canonical* no era implementable.

A diferencia del caso anterior, los valores de las constantes ε y ε_R se calculan de forma diferente según la función de filtrado de que se trate:

Cálculo general de ε y ε_R :

En la mayor parte de los casos, los valores de estas constantes se calculan como:

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{RL/10} - 1}} \cdot \left. \frac{P(s)}{F(s)} \right|_{s=j}; \text{ con RL} = \text{Nivel de pérdidas de retorno}$$

$$\varepsilon_R = 1 \quad (3.3)$$

Cálculo de ε y ε_R en funciones de filtrado *fully – canonical*:

En este caso concreto, la constante ε_R tendrá un valor mayor que la unidad, dado por:

$$\varepsilon_R = \frac{\varepsilon}{\sqrt{\varepsilon^2 - 1}} \quad (3.4)$$

Para poder calcular el valor de las constantes se deben conocer los polinomios $P(s)$ y $F(s)$, además de la ecuación anterior que las relaciona:

$$k = \frac{1}{\sqrt{10^{RL/10} - 1}} \cdot \left. \frac{P(s)}{F(s)} \right|_{s=j} = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_R} = \sqrt{\varepsilon^2 - 1}$$

de donde se deduce el valor de la constante ε : $\varepsilon = \sqrt{k^2 - 1}$ (3.5)

También se debe cumplir la condición de ortogonalidad entre los parámetros de transferencia y reflexión. Como se demuestra en la ecuación (B.13) del Apéndice B, será necesario multiplicar el polinomio $P(s)$ por j cuando la resta $(N - n_{fz})$ sea un número par.

Por otra parte, los polinomios numerador y denominador de los elementos $y_{21}(s)$ y $y_{22}(s)$ de la matriz $[Y_N]$ se pueden construir directamente a partir de los polinomios de transferencia y reflexión, $S_{21}(s)$ y $S_{11}(s)$.

Ya se vió en el capítulo anterior, ecuaciones (2.81)-(2.85), que en una red de dos puertos con impedancias de fuente y carga normalizadas se cumple:

$$\begin{aligned} \text{Para } N \text{ par: } \quad y_{22}(s) &= \frac{y_{22n}(s)}{y_d(s)} = \frac{n_1(s)}{m_1(s)}; \\ y_{21}(s) &= \frac{y_{21n}(s)}{y_d(s)} = \frac{P(s)}{\varepsilon \cdot m_1(s)}; \\ \text{Para } N \text{ impar: } \quad y_{22}(s) &= \frac{y_{22n}(s)}{y_d(s)} = \frac{m_1(s)}{n_1(s)}; \\ y_{21}(s) &= \frac{y_{21n}(s)}{y_d(s)} = \frac{P(s)}{\varepsilon \cdot n_1(s)}; \end{aligned}$$

donde $m_1 = \text{Re}(e_0 + f_0) + j \cdot \text{Im}(e_1 + f_1) \cdot s + \text{Re}(e_2 + f_2) \cdot s^2 + \dots$; $i=0, 1, 2, \dots, N$
 $n_1 = j \cdot \text{Im}(e_0 + f_0) + \text{Re}(e_1 + f_1) \cdot s + j \cdot \text{Im}(e_2 + f_2) \cdot s^2 + \dots$
 $e_i =$ Coeficientes complejos de $E(s)$
 $f_i =$ Coeficientes complejos de $F(s) / \varepsilon_R$ (3.6)

Conociendo entonces los polinomios numerador y denominador de $y_{21}(s)$ e $y_{22}(s)$, se podrá obtener su expansión en fracciones simples, así como sus residuos $r_{21k}(s)$ y $r_{22k}(s)$ ($k = 1, 2, \dots, N$); mientras que los valores propios puramente reales λ_k de la red, se pueden encontrar a partir de las raíces puramente imaginarias del polinomio denominador común $y_d(s)$, que vendrán dadas por $j \cdot \lambda_k$.

Si se expresan los residuos de forma matricial, obtenemos la siguiente matriz de admitancias:

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_N &= \begin{pmatrix} y_{11}(s) & y_{12}(s) \\ y_{21}(s) & y_{22}(s) \end{pmatrix} = \frac{1}{y_d(s)} \cdot \begin{pmatrix} y_{11n}(s) & y_{12n}(s) \\ y_{21n}(s) & y_{22n}(s) \end{pmatrix} \\ \mathbf{Y}_N &= j \cdot \begin{pmatrix} 0 & K_0 \\ K_0 & 0 \end{pmatrix} + \sum_{k=1}^N \frac{1}{s - j \cdot \lambda_k} \cdot \begin{pmatrix} r_{11n} & r_{12n} \\ r_{21n} & r_{22n} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.7)$$

donde la constante K_0 es nula excepto en el caso *fully – canonical*. En ese caso particular, donde $N = n_{fz}$ y por tanto el grado del numerador de $y_{21}(s)$ es igual al grado del denominador (al no haber ningún cero de transmisión en el infinito, la función de transferencia cuando $s \rightarrow \infty$ tenderá a un valor finito); K_0 se debe extraer previamente de $y_{21}(s)$, consiguiendo de este modo reducir el grado de su polinomio numerador en uno, antes de encontrar sus residuos r_{21k} . Además, y como ya se ha comentado, en el caso *fully – canonical* se cumple que $N - n_{fz} = 0$ es una cantidad par, por lo que es necesario multiplicar $P(s)$ por j para asegurar que se cumplen las condiciones de unitariedad de la matriz de scattering.

El valor de la constante K_0 es independiente de la variable frecuencial s , por tanto se evalúa en $s = j \cdot \infty$ como sigue:

$$j \cdot K_0 = \left. \frac{y_{21n}(s)}{y_d(s)} \right|_{s=j \cdot \infty} = \left. \frac{j \cdot P(s)/\varepsilon}{y_d(s)} \right|_{s=j \cdot \infty} \quad (3.8)$$

Dado el proceso para construir el polinomio denominador $y_d(s)$ (3.6), y que la ecuación (3.8) conduce al coeficiente de grado más alto de los polinomios que intervienen (se recuerda que se ha asumido que los polinomios $E(s)$, $F(s)$ y $P(s)$ se han normalizado a su grado más alto), la ecuación anterior quedará:

$$K_0 = \left. \frac{1}{\varepsilon} \cdot \frac{P(s)}{y_d(s)} \right|_{s=j \cdot \infty} = \frac{1}{\varepsilon} \cdot \frac{1}{\text{Re}(e_N + f_N)} = \frac{1}{\varepsilon} \cdot \frac{1}{1 + 1/\varepsilon_R} = \frac{\varepsilon_R}{\varepsilon} \cdot \frac{1}{\varepsilon_R + 1} \quad (3.9)$$

Entonces, el nuevo polinomio numerador $y'_{21n}(s)$ será de grado $N - 1$, y se calculará como:

$$y'_{21n}(s) = y_{21n}(s) - j \cdot K_0 \cdot y_d(s) \quad (3.10)$$

En este punto, los residuos r_{21k} de $y'_{21}(s) = \frac{y'_{21n}(s)}{y_d(s)}$, ya se pueden encontrar de la forma habitual, mediante la expansión en fracciones simples.

3.2.2. Síntesis mediante aproximación circuital

Los elementos de la matriz de admitancia $[Y_N]$ de la red de dos puertos también se pueden sintetizar directamente a partir la red transversal *fully – canonical*. Una red transversal cumple tres condiciones:

- Los puertos de entrada y salida están acoplados a todos los resonadores.
- Los resonadores no se encuentran acoplados entre ellos.
- Puede existir o no acoplo directo entre la fuente y la carga.

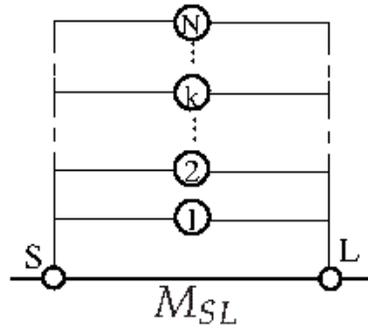


Figura 3.1: Array de N resonadores transversales incluyendo el acoplo directo fuente/carga M_{SL}

Un ejemplo genérico de red transversal se observa en la Fig. 3.1, donde se muestran una serie de N secciones individuales paso bajo de primer orden, conectadas en paralelo entre los terminales de fuente y carga. Asimismo, se incluye el inversor de acoplo directo entre la fuente y la carga, representado por M_{SL} , cuya existencia permitirá la realización de funciones de transferencia *fully – canonical*, de acuerdo a la *regla del camino mínimo* (Apéndice A). Esta regla indicaba que el número máximo de ceros de transmisión en posiciones finitas $n_{fz_{max}}$ que puede sintetizar una red, viene dado por el grado de ésta, menos el número de resonadores existente en la ruta más corta de la red n_{min} entre la terminación de fuente y la carga. En las redes *fully – canonical*, $n_{min} = 0$, por lo que $n_{fz_{max}} = N - n_{min} = N$, esto es, el número máximo de ceros de transmisión en posiciones finitas que puede realizar la red coincide con el grado de la función de filtrado.

Cada una de las N secciones paso bajo que forma las ramas de la Fig. 3.1 comprende un condensador C_k conectado en paralelo, y una susceptancia B_k invariante con la frecuencia, conectada mediante inversores de admitancia, cuyas admitancias características de fuente y carga serán M_{S_k} y M_{L_k} respectivamente.

3.2.2.1. Funciones de filtrado *fully – canonical*: cálculo de M_{SL}

El inversor de acoplo directo entre fuente y carga, M_{SL} en Fig. 3.1, es nulo excepto para funciones de filtrado *fully – canonical*, en las que el número de ceros de transmisión en posiciones finitas es igual al orden del filtro N . En este apartado se va a calcular su valor para este

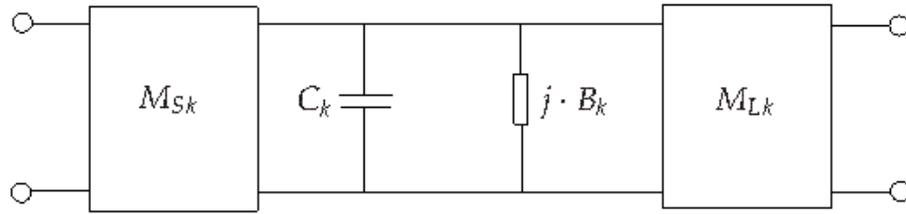


Figura 3.2: Sección paso bajo k -ésima, que representa la rama k -ésima de la Fig. 3.1.

caso particular. Para ello, se tendrá en cuenta que a frecuencias infinitas ($s = \pm j \cdot \infty$) todos los condensadores C_k se comportan como cortocircuitos en paralelo:

$$Z_c = \frac{1}{s \cdot C_k} = \frac{1}{\infty} = 0 \quad (3.11)$$

Estos cortocircuitos creados por los condensadores en las distintas secciones, aparecen como circuitos abiertos en los puertos de fuente y carga debido a los inversores M_{S_k} y M_{L_k} . Por tanto, el único camino restante entre fuente y carga se produce a través del inversor de admitancia M_{S_L} invariante con la frecuencia (ver Fig. 3.3(a)). Si la impedancia de carga es de 1Ω , el circuito equivalente del array transversal a frecuencia infinitas será el mostrado en Fig. 3.3(b):

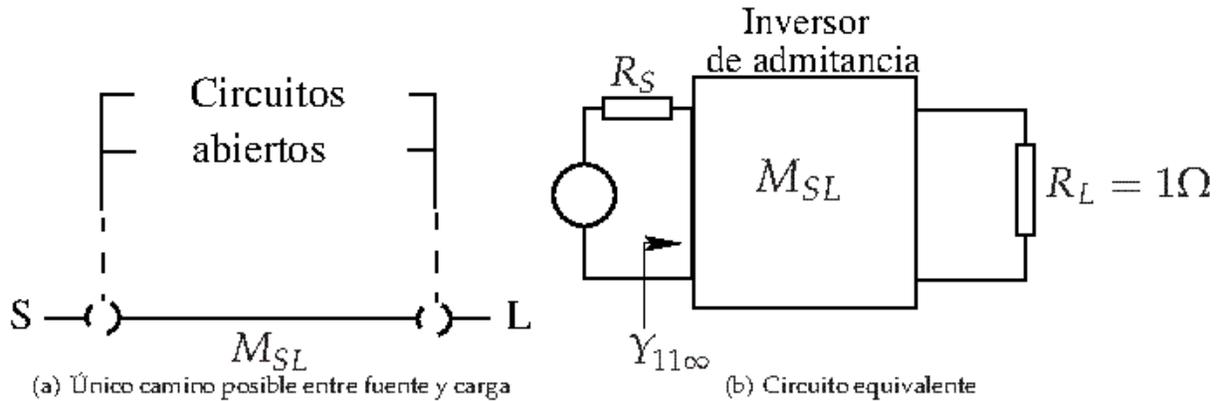


Figura 3.3: Array transversal en $s = \pm j \cdot \infty$.

Por tanto, la admitancia de entrada (*driving port admittance*) en $s = \pm j \cdot \infty$, $Y_{11\infty}$, conociendo el valor del inversor, se podrá calcular como:

$$Y_{in} \Big|_{s=j\infty} = Y_{11\infty} = \frac{M_{S_L}^2}{Y_L} = M_{S_L}^2 \quad (3.12)$$

A partir de este valor, es sencillo calcular el coeficiente de reflexión a la entrada cuando $s \rightarrow \pm j \cdot \infty$:

$$S_{11}(s) \Big|_{s=j\infty} \equiv |S_{11\infty}| = \left| \frac{1 - Y_{11\infty}}{1 + Y_{11\infty}} \right| \quad (3.13)$$

Sustituyendo el valor anterior en la ecuación de conservación de la energía, queda:

$$|S_{21\infty}| = \sqrt{1 - |S_{11\infty}|^2} = \sqrt{1 - \left(\frac{1 - Y_{11\infty}}{1 + Y_{11\infty}}\right)^2} = \frac{2 \cdot \sqrt{Y_{11\infty}}}{1 + Y_{11\infty}} = \frac{2 \cdot M_{S_L}}{1 + M_{S_L}^2} \quad (3.14)$$

Operando con la expresión anterior para llegar a calcular M_{S_L} , se llega una ecuación de segundo grado, cuya solución analítica es conocida y vendrá dada por:

$$|S_{21\infty}| \cdot M_{S_L}^2 - 2 \cdot M_{S_L} + |S_{21\infty}| = 0 \implies M_{S_L} = \frac{2 \pm \sqrt{4 - 4 \cdot |S_{21\infty}|^2}}{2 \cdot |S_{21\infty}|} = \frac{1 \pm |S_{11\infty}|}{|S_{21\infty}|} \quad (3.15)$$

donde además se ha tenido en cuenta la ecuación de conservación de la energía. Por otro lado, es conocido que a frecuencias infinitas también se cumple:

$$|S_{21\infty}(s)| = |S_{21}(j \cdot \infty)| = \left| \frac{P(j \cdot \infty)}{\varepsilon \cdot E(j \cdot \infty)} \right| = \frac{1}{\varepsilon}; \quad |S_{11\infty}(s)| = |S_{11}(j \cdot \infty)| = \left| \frac{F(j \cdot \infty)}{\varepsilon_R \cdot E(j \cdot \infty)} \right| = \frac{1}{\varepsilon_R} \quad (3.16)$$

puesto que los polinomios $P(s)$, $F(s)$ y $E(s)$ se encuentran normalizados a su grado más alto. Por tanto:

$$M_{S_L} = \frac{1 \pm |S_{11\infty}|}{|S_{21\infty}|} = \frac{1 \pm 1/\varepsilon_R}{1/\varepsilon} = \frac{\varepsilon \cdot (\varepsilon_R \pm 1)}{\varepsilon_R} \quad (3.17)$$

Se vió al principio del capítulo como ε_R tenía un valor igual a la unidad para una red en caso general, siendo un valor ligeramente mayor que la unidad para una red *fully - canonical*. Por un lado, se observa como en el caso general ($\varepsilon_R = 1$) efectivamente se cumple que $M_{S_L} = 0$. Por otro lado, en el caso de redes *fully - canonical*, en la expresión (3.17) se elegirá el signo negativo en lugar del signo positivo (al que se denominará M'_{S_L}). A continuación se verá la relación entre ambos casos, M_{S_L} y M'_{S_L} ; y el motivo de esta elección.

Si se continúa con el desarrollo de M_{S_L} a partir de (3.15) con el signo positivo:

$$M_{S_L} = \frac{1 + |S_{11\infty}|}{|S_{21\infty}|} = \frac{1 + |S_{11\infty}|}{\sqrt{1 - |S_{11\infty}|^2}} \cdot \left(\frac{\sqrt{1 - |S_{11\infty}|^2}}{\sqrt{1 - |S_{11\infty}|^2}} \right) = \frac{(1 + |S_{11\infty}|) \cdot \sqrt{1 - |S_{11\infty}|^2}}{1 - |S_{11\infty}|^2} =$$

$$M_{S_L} = \frac{(1 + |S_{11\infty}|) \cdot (\sqrt{1 + |S_{11\infty}|} \cdot \sqrt{1 - |S_{11\infty}|})}{(1 + |S_{11\infty}|) \cdot (1 - |S_{11\infty}|)} = \sqrt{\frac{1 + |S_{11\infty}|}{1 - |S_{11\infty}|}} \quad (3.18)$$

donde se ha utilizado de nuevo la ecuación de conservación de la energía. Si se procede análogamente con M'_{S_L} utilizando el signo negativo de (3.15) se llega a:

$$M'_{S_L} = \frac{1 - |S_{11\infty}|}{|S_{21\infty}|} = \frac{1 - |S_{11\infty}|}{\sqrt{1 - |S_{11\infty}|^2}} \cdot \left(\frac{\sqrt{1 - |S_{11\infty}|^2}}{\sqrt{1 - |S_{11\infty}|^2}} \right) = \frac{(1 - |S_{11\infty}|) \cdot \sqrt{1 - |S_{11\infty}|^2}}{1 - |S_{11\infty}|^2} =$$

$$M'_{S_L} = \frac{(1 - |S_{11\infty}|) \cdot (\sqrt{1 - |S_{11\infty}|} \cdot \sqrt{1 + |S_{11\infty}|})}{(1 - |S_{11\infty}|) \cdot (1 + |S_{11\infty}|)} = \sqrt{\frac{1 - |S_{11\infty}|}{1 + |S_{11\infty}|}} = \frac{1}{M_{S_L}} \quad (3.19)$$

Se observa que la segunda solución M'_{S_L} tiene el valor inverso a la que se obtiene tomando el signo negativo. Al ser el valor de ε_R ligeramente mayor que la unidad, M_{S_L} tendrá un valor

relativamente pequeño. Como consecuencia, la magnitud de M'_{SL} será mayor que la de M_{SL} , haciendo complicada su implementación física. En la práctica para filtros paso banda nunca se tomará el signo positivo debido a las dificultades de realización tecnológica de acoplos muy grandes [Amari, 2001].

3.2.2.2. Síntesis de la matriz de admitancia Y_N

El siguiente paso será el cálculo de la matriz de parámetros $ABCD$ de cada una de las secciones que forman el circuito de la Fig. 3.1. Para el cálculo de la matriz total, se toma en primer lugar la sección k -ésima (Fig. 3.2), y se consideran tres etapas conectadas en cascada Fig. 3.4. Se calculará la matriz $ABCD_i$ de cada una de ellas $i = 1, 2, 3$; para posteriormente multiplicarlas y obtener la matriz completa de la sección k -ésima.

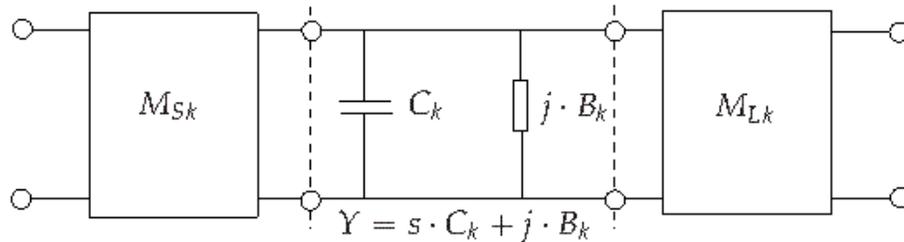


Figura 3.4: Etapas para el cálculo de la matriz $ABCD$

- La **primera etapa** consiste en un inversor de admitancia, cuya admitancia característica es $Y_c = M_{Sk}$, y por tanto su matriz se puede obtener a partir de la matriz de una línea de transmisión de longitud $l = \lambda/4$ y una impedancia característica $Z_c = 1/M_{Sk}$. A partir de las expresiones generales [Pozar, 1998] calculamos sus parámetros $ABCD$:

$$\begin{aligned}
 A &= \cos(\beta \cdot l) = \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4}\right) = 0 \\
 B &= j \cdot Z_c \cdot \sin(\beta \cdot l) = j \cdot \frac{1}{M_{Sk}} \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4}\right) = j \cdot \frac{1}{M_{Sk}} \\
 C &= j \cdot Y_c \cdot \sin(\beta \cdot l) = j \cdot M_{Sk} \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4}\right) = j \cdot M_{Sk} \\
 D &= \cos(\beta \cdot l) = \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4}\right) = 0
 \end{aligned} \tag{3.20}$$

De esta forma, la matriz $ABCD_1$ será:

$$\mathbf{ABCD}_1 = \begin{pmatrix} 0 & j \cdot \frac{1}{M_{Sk}} \\ j \cdot M_{Sk} & 0 \end{pmatrix} \tag{3.21}$$

- La **segunda etapa** consiste en una admitancia Y conectada en paralelo. Como antes, se pueden calcular sus parámetros $ABCD_2$ a partir de las expresiones generales de [Pozar, 1998], obteniendo:

$$\mathbf{ABCD}_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ s \cdot C_k + j \cdot B_k & 1 \end{pmatrix} \tag{3.22}$$

- Por último, la **tercera etapa** es similar a la primera, con la diferencia de que en este caso la admitancia característica del inversor es M_{Lk} . Procediendo análogamente al primer caso, se llega a la matriz \mathbf{ABCD}_3 :

$$\mathbf{ABCD}_3 = \begin{pmatrix} 0 & j \cdot \frac{1}{M_{Lk}} \\ j \cdot M_{Lk} & 0 \end{pmatrix} \quad (3.23)$$

Para obtener la matriz total \mathbf{ABCD}_k de la sección k -ésima, basta con multiplicar las tres matrices \mathbf{ABCD}_i que se acaban de calcular:

$$\begin{aligned} \mathbf{ABCD}_k &= \begin{pmatrix} 0 & j \cdot \frac{1}{M_{Sk}} \\ j \cdot M_{Sk} & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ s \cdot C_k + j \cdot B_k & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 0 & j \cdot \frac{1}{M_{Lk}} \\ j \cdot M_{Lk} & 0 \end{pmatrix} = \\ &= \begin{pmatrix} j \cdot \frac{s \cdot C_k + j \cdot B_k}{M_{Sk}} & j \cdot \frac{1}{M_{Sk}} \\ j \cdot M_{Sk} & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 0 & j \cdot \frac{1}{M_{Lk}} \\ j \cdot M_{Lk} & 0 \end{pmatrix} \\ \mathbf{ABCD}_k &= \begin{pmatrix} -\frac{M_{Lk}}{M_{Sk}} & -\frac{s \cdot C_k + j \cdot B_k}{M_{Sk} \cdot M_{Lk}} \\ 0 & -\frac{M_{Lk}}{M_{Lk}} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.24)$$

Esta matriz se puede convertir de forma directa a su equivalente de matriz de parámetros \mathbf{Y}_k utilizando la siguiente expresión [Pozar, 1998]:

$$\mathbf{Y}_k = \begin{pmatrix} y_{11k}(s) & y_{12k}(s) \\ y_{21k}(s) & y_{22k}(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{D}{B} & -\frac{(A \cdot B - B \cdot C)}{B} \\ -\frac{1}{B} & \frac{A}{B} \end{pmatrix} \quad (3.25)$$

donde cada uno de los parámetros y será:

$$y_{11k}(s) = \frac{D}{B} = \frac{-M_{Sk}/M_{Lk}}{-(s \cdot C_k + j \cdot B_k)/(M_{Sk} \cdot M_{Lk})} = \frac{M_{Sk} \cdot M_{Lk}}{s \cdot C_k + j \cdot B_k} \cdot \frac{M_{Sk}}{M_{Lk}} \quad (3.26)$$

$$y_{12k}(s) = -\frac{A \cdot D - B \cdot C}{B} = -\frac{(-M_{Sk}/M_{Lk}) \cdot (-M_{Lk}/M_{Sk})}{-(s \cdot C_k + j \cdot B_k)/(M_{Sk} \cdot M_{Lk})} = \frac{M_{Sk} \cdot M_{Lk}}{s \cdot C_k + j \cdot B_k} \quad (3.27)$$

$$y_{21k}(s) = -\frac{1}{B} = -\frac{1}{-(s \cdot C_k + j \cdot B_k)/(M_{Sk} \cdot M_{Lk})} = \frac{M_{Sk} \cdot M_{Lk}}{s \cdot C_k + j \cdot B_k} \quad (3.28)$$

$$y_{22k}(s) = \frac{A}{B} = \frac{-M_{Lk}/M_{Sk}}{-(s \cdot C_k + j \cdot B_k)/(M_{Sk} \cdot M_{Lk})} = \frac{M_{Sk} \cdot M_{Lk}}{s \cdot C_k + j \cdot B_k} \cdot \frac{M_{Lk}}{M_{Sk}} \quad (3.29)$$

Ahora ya se puede construir la matriz de parámetros de admitancia para la sección k -ésima:

$$\mathbf{Y}_k = \frac{M_{Sk} \cdot M_{Lk}}{s \cdot C_k + j \cdot B_k} \cdot \begin{pmatrix} \frac{M_{Sk}}{M_{Lk}} & 1 \\ 1 & \frac{M_{Lk}}{M_{Sk}} \end{pmatrix} = \frac{1}{s \cdot C_k + j \cdot B_k} \cdot \begin{pmatrix} M_{Sk}^2 & M_{Sk} \cdot M_{Lk} \\ M_{Sk} \cdot M_{Lk} & M_{Lk}^2 \end{pmatrix} \quad (3.30)$$

Finalmente, la matriz de admitancia en cortocircuito de la red de dos puertos $[\mathbf{Y}_N]$ del array de las N secciones conectadas en paralelo (ver Fig. 3.1), será la suma de la matrices de

parámetros \mathbf{Y}_k de cada una de las secciones individuales, más la matriz de parámetros \mathbf{Y}_{SL} del inversor directo de acoplo fuente/carga, M_{SL} :

$$\mathbf{Y}_N = \begin{pmatrix} y_{11}(s) & y_{12}(s) \\ y_{21}(s) & y_{22}(s) \end{pmatrix} = \mathbf{Y}_{SL} + \sum_{k=1}^N \begin{pmatrix} y_{11k}(s) & y_{12k}(s) \\ y_{21k}(s) & y_{22k}(s) \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{Y}_N = j \cdot \begin{pmatrix} 0 & M_{SL} \\ M_{SL} & 0 \end{pmatrix} + \sum_{k=1}^N \frac{1}{s \cdot C_k + j \cdot B_k} \cdot \begin{pmatrix} M_{Sk}^2 & M_{Sk} \cdot M_{Lk} \\ M_{Sk} \cdot M_{Lk} & M_{Lk}^2 \end{pmatrix} \quad (3.31)$$

3.2.2.3. Síntesis de la matriz transversal $N + 2$

Se ha conseguido expresar la matriz \mathbf{Y}_N de dos formas distintas, la primera en términos de los residuos de la función de transferencia (3.7), y la segunda en términos de los elementos circuitales del array transversal (3.31). Si se igualan ambas expresiones se deducen las siguientes relaciones:

$$K_0 = M_{SL} \quad (3.32)$$

$$\frac{r_{21k}}{s - j \cdot \lambda_k} = \frac{M_{Sk} \cdot M_{Lk}}{s \cdot C_k + j \cdot B_k}$$

$$\frac{r_{22k}}{s - j \cdot \lambda_k} = \frac{M_{Lk}^2}{s \cdot C_k + j \cdot B_k} \quad (3.33)$$

Los residuos r_{21k} y r_{22k} , así como los valores propios λ_k ya se han obtenido a partir de los polinomios $S_{11}(s)$ y $S_{21}(s)$ de la función de filtrado deseada. Por tanto, igualando las partes reales e imaginarias de las ecuaciones (3.33) se pueden relacionar directamente con los parámetros del circuito:

$$C_k = 1$$

$$B_k (\equiv M_{kk}) = -\lambda_k$$

$$M_{Lk}^2 = r_{22k} \implies M_{Lk} = \sqrt{r_{22k}} = T_{Nk}$$

$$M_{Sk} \cdot M_{Lk} = r_{21k} \implies M_{Sk} = \frac{r_{21k}}{\sqrt{r_{22k}}}; \quad \text{con } k = 1, 2, \dots, N \quad (3.34)$$

A partir de las dos últimas relaciones anteriores, se puede identificar que los términos M_{Sk} y M_{Lk} constituyen los vectores fila \vec{T}_{1k} y \vec{T}_{Nk} de la matriz ortogonal \mathbf{T} definida en el capítulo anterior. En este punto se conocen los valores de los condensadores C_k de las subredes en paralelo (tienen todos un valor igual a la unidad), de las susceptancias invariantes con la frecuencia ($B_k = \lambda_k$, que representarán los valores de la matriz $M_{11}, M_{22}, \dots, M_{NN}$), además, de los acoplos de entrada M_{Sk} , los acoplos de salida M_{Lk} y el acoplo directo fuente-carga M_{SL} . Por tanto, ya se puede construir la matriz de acoplo \mathbf{M} recíproca y transversal $N + 2$ que representa la red, teniendo en cuenta que:

- Los elementos M_{Sk} son los N acoplos de entrada, y ocupan la primera fila y columna de la matriz, de la posición 1 a la N .
- Los elementos M_{Lk} son los N acoplos de salida, y ocupan la última fila y columna de la matriz, de la posición 1 a la N .

	S	1	2	...	k	...	N	L
S	0	M_{S1}	M_{S2}	...	M_{Sk}	...	M_{SN}	M_{SL}
1	M_{S1}	M_{11}	0	0	0	0	0	M_{L1}
2	M_{S2}	0	M_{22}	0	0	0	0	M_{L2}
⋮	⋮	0	0	⋱	0	0	0	⋮
k	M_{Sk}	0	0	0	M_{kk}	0	0	M_{Lk}
⋮	⋮	0	0	0	0	⋱	0	⋮
N	M_{SN}	0	0	0	0	0	M_{NN}	M_{LN}
L	M_{SL}	M_{L1}	M_{L2}	...	M_{Lk}	...	M_{LN}	0

Tabla 3.1: Matriz transversal $N + 2$.

- Los elementos de la diagonal principal M_{kk} , $k = 1, 2, \dots, N$ se corresponden con los λ_k . Representan la desviación en la frecuencia de resonancia de cada resonador con respecto a la frecuencia central del filtro, serán nulos para filtros síncronos.
- Los elementos M_{SL} se corresponden con el acoplo directo fuente/carga.
- El resto de elementos de la matriz son nulos.

3.3. Características de transferencia y reflexión a partir de la matriz $N + 2$

Para obtener la respuesta frecuencial del filtro a partir de la matriz $N + 2$, a la que se denominará \mathbf{M} , se procederá prácticamente del mismo modo que se vió en el caso de la matriz $N \times N$, Sección 2.4. La diferencia es que ahora se ha de eliminar la dependencia frecuencial de los elementos Z_{11} y Z_{NN} de la matriz total $\mathbf{Z} = s \cdot \mathbf{I} + \mathbf{R} + j \cdot \mathbf{M}$, puesto que en este caso ya no representan un desplazamiento respecto de la frecuencia de resonancia para el primer resonador y para el último, sino que se refieren a la fuente y la carga. Por tanto, la diferencia será que la matriz diagonal \mathbf{I} tendrá sus elementos I_{11} e I_{NN} iguales a 0, quedando la matriz total \mathbf{Z} descompuesta como:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{Z} &= s \cdot \mathbf{I} + \mathbf{R} + j \cdot \mathbf{M} = \\
 &= s \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}}_{\mathbf{I}} + \underbrace{\begin{pmatrix} R_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ & & & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & R_N \end{pmatrix}}_{\mathbf{R}} + j \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & M_{12} & M_{13} & \dots & & M_{1N} \\ M_{21} & B_1 & M_{23} & \dots & & \\ M_{31} & M_{32} & B_2 & \dots & & M_{3N} \\ \vdots & & & \ddots & & \vdots \\ & & & & B_N & M_{N-1,N} \\ M_{N1} & M_{N2} & \dots & M_{N,N-1} & 0 \end{pmatrix}}_{\mathbf{M}}
 \end{aligned} \tag{3.35}$$

Una vez construida la matriz de impedancia Z como se ha indicado, el resto del proceso y relación entre los parámetros de impedancia/admitancia y los parámetros S serán idénticos a los vistos en la Sección 2.4, y que se resumen en la expresiones (2.127)-(2.128):

$$\begin{aligned} S_{21}(s) &= 2 \cdot \sqrt{R_N} \cdot \sqrt{R_1} \cdot Y_{trans}(s) \\ S_{11}(s) &= 1 - 2 \cdot R_1 \cdot Y_{in}(s) \end{aligned} \tag{3.36}$$

3.4. Ejemplos de síntesis de filtros paso banda con la matriz $N+2$

La teoría desarrollada a lo largo de los apartados anteriores se ha implementado en un programa en Matlab. Este software permite obtener a partir de las especificaciones de un filtro tanto su matriz de acoplo $N + 2$ como la respuesta frecuencia, permitiendo de este modo comprobar que dicha respuesta cumple las especificaciones propuestas:

Ejemplo 1: Filtro paso banda de segundo orden con dos ceros de transmisión

En este ejemplo se verán los pasos y resultados intermedios para la síntesis de un filtro panda simétrico de orden 2, con impedancias terminales normalizadas, pérdidas de retorno de 20 dB y dos ceros de transmisión en $\omega_{1,2} = \pm 6$. Se trata por tanto de una red *fully – canonical* ($N = n_{fz}$).

Primero, se determinan mediante la técnica recursiva los coeficientes de los polinomios $U(\omega)$ y $V(\omega)$ (Sección 2.2.1):

$$\begin{aligned} U_1(\omega) &= \omega + 0,1667; & V_1(\omega) &= 0,0860 \cdot \omega'; & \text{con } \omega_1 &= -6 \\ U_2(\omega) &= 1,9722 \cdot \omega^2 - 1; & V_2(\omega) &= (1,9720 \cdot \omega) \cdot \omega'; & \text{con } \omega_2 &= 6 \end{aligned} \quad (3.37)$$

Normalizando al grado mayor a partir del valor anterior de $U(\omega)$ y de los ceros de transmisión del filtro, se obtiene:

$$\begin{aligned} F(\omega) &= \omega^2 - 0,507; \\ P(\omega) &= \omega^2 - 36; \end{aligned} \quad (3.38)$$

A partir de estos polinomios ya se puede calcular el valor de las constantes ε y ε_r . Además, para determinar el polinomio denominador de los parámetros de scattering, también se necesitan la raíces obtenidas mediante el principio de la singularidad alternativa (Sección 2.2.2) para determinar $E(s)$:

$$\begin{aligned} \varepsilon &= 7,2055; \\ \varepsilon_r &= 1,0098; \\ E(s) &= s^2 - 2,7679 \cdot s - 5,0214; & \text{donde } s &= j \cdot \omega \end{aligned} \quad (3.39)$$

Para obtener la expresión de los parámetros de scattering se deben tener en cuenta además de las constantes de la expresión anterior, que se está tratando un caso donde $N - n_{fz}$ es par, por tanto, para satisfacer la condición de unitariedad habrá que incluir un factor j en $S_{21}(s)$:

$$\begin{aligned} S_{21}(s) &= j \cdot \frac{0,1388 \cdot s^2 + 4,9962}{s^2 - 2,7679 \cdot s - 5,0214}; \\ S_{11}(s) &= \frac{0,9903 \cdot s^2 + 0,5021}{s^2 - 2,7679 \cdot s - 5,0214}; \end{aligned} \quad (3.40)$$

A partir de $S_{21}(s)$ y $S_{11}(s)$ se obtienen los polinomios $m_1(s)$ y $n_1(s)$ ((2.79)):

$$\begin{aligned} m_1(s) &= 1,9903 \cdot s^2 + 5,5235; \\ n_1(s) &= 2,7679 \cdot s; \end{aligned} \quad (3.41)$$

A partir los polinomios $m_1(s)$ y $n_1(s)$ y del numerador de $S_{21}(s)$ se obtiene la expresión de los parámetros de admitancia ((2.81)-(2.85)). Finalmente, con la expansión en fracciones simples de estos parámetros y sus residuos y valores propios asociados (2.107) se obtienen los elementos de la matriz de acoplo:

$$\begin{aligned} y_{21}(s) &= j \cdot \frac{0,0697 \cdot s^2 + 2,5102}{s^2 + 2,7752} = 0,0697 \cdot j - \frac{0,6953}{s + 1,6659 \cdot j} + \frac{0,6953}{s - 1,6659 \cdot j}; \\ y_{22}(s) &= \frac{1,3907}{s^2 + 2,7752} = \frac{0,6953}{s + 1,6659 \cdot j} + \frac{0,6953}{s - 1,6659 \cdot j}; \end{aligned} \quad (3.42)$$

Con estos polinomios, de forma prácticamente directa y aplicando las ecuaciones (2.108) se obtienen los elementos que forman la matriz de acoplo:

$$\begin{aligned} M_{SL} &= 0,0697; \\ M_{kk} &= -\lambda_{kk} = [1,6659 \quad -1,6659]; \\ M_{Sk} &= T_{1k} = [-0,8339 \quad 0,8339]; \\ M_{Lk} &= T_{Nk} = [0,8339 \quad 0,8339]; \end{aligned} \quad (3.43)$$

Destacar que para redes de dos puertos cuyas terminaciones de fuente y carga sean iguales, se cumplirá que r_{22k} será real para una red realizable, y que además $|r_{21k}| = |r_{22k}|$, lo cual se puede comprobar como se cumple en la expresión (3.42).

En la Fig. 3.5 se representa gráficamente la respuesta frecuencial del filtro que se ha sintetizado, junto con los elementos de la matriz de acoplo. Además, también se presenta una segunda solución de dicha matriz, con idéntica respuesta y que corresponde al caso $M'_{SL} = 1/M_{SL}$ comentado en las expresiones (3.15)-(3.19) según la elección de signo. Se comprueba como por razones prácticas, la elección será siempre M_{SL} .

Ejemplo 2: Filtro paso banda asimétrico de tercer orden con dos ceros de transmisión

En este segundo ejemplo se tratará un filtro asimétrico de orden 3, por tanto impar, donde se mantienen las impedancias terminales normalizadas y se situarán dos ceros de transmisión en frecuencias finitas, es decir, $N = 3$, $n_{fz} = 2$ y los ceros de transmisión se representarán como $\omega_1 = -6$, $\omega_2 = -4$ y $\omega_3 = \infty$. De este modo se comprobará la validez del método de síntesis también para casos de filtros asimétricos, impares y cuando no se trate del caso *fully - canonical*.

Por otro lado, se obviarán los pasos y resultados intermedios del proceso de síntesis, mostrando únicamente los resultados correspondientes a los parámetros de scattering y mante-

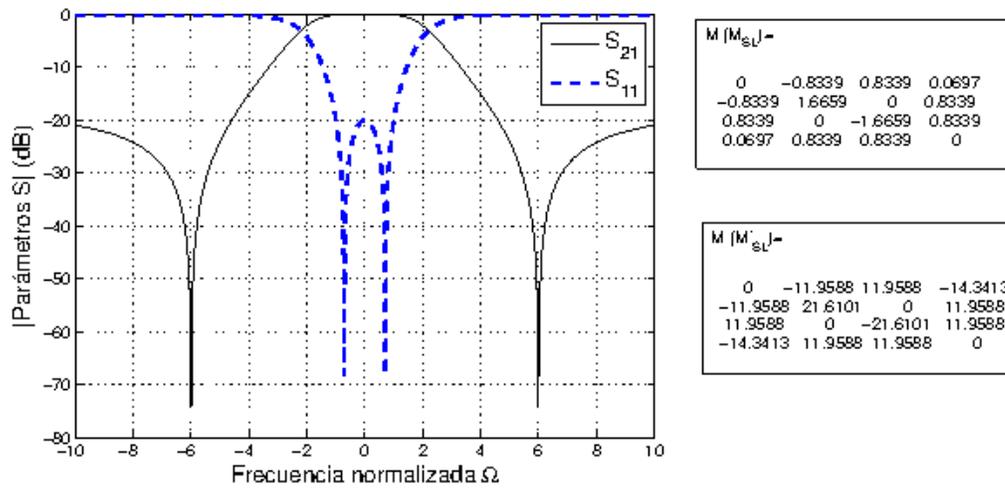


Figura 3.5: Respuesta y matriz de un filtro paso banda *fully canonical* de segundo orden.

niendo también la representación en frecuencia. Como no se trata de un filtro *fully – canonical*, $M_{SL} = 0$, y sólo obtendremos una solución de la matriz de acoplo.

Las funciones de los parámetros de transferencia y reflexión serán:

$$S_{21}(s) = \frac{1}{9,4288} \cdot \frac{s^2 + j \cdot 10 \cdot s - 24}{s^3 + (2,3709 + j \cdot 0,2109) \cdot s^2 + (3,5386 + j \cdot 0,7919)s + 2,2039 + j \cdot 1,2778j}$$

$$S_{11}(s) = \frac{s^3 + j \cdot 0,2109 \cdot s^2 + 0,7335 \cdot s + j \cdot 0,1043}{s^3 + (2,3709 + j \cdot 0,2109) \cdot s^2 + (3,5386 + j \cdot 0,7919)s + 2,2039 + j \cdot 1,2778j} \quad (3.44)$$

Mientras que se obtienen los siguientes polinomios de admitancia, matriz \mathbf{M} y respuesta en frecuencia:

$$y_{21}(s) = \frac{0,053 \cdot s^2 + j \cdot 0,5303 \cdot s - 1,2727}{s^3 + j \cdot 0,2109 \cdot s^2 + 2,1309 \cdot s + j \cdot 0,6911j}$$

$$y_{22}(s) = \frac{1,1855 \cdot s^2 + j \cdot 0,3960 \cdot s + 1,1020}{s^3 + j \cdot 0,2109 \cdot s^2 + 2,1309 \cdot s + j \cdot 0,6911j} \quad (3.45)$$

3.5. Extensión a filtros de banda rechazada

En esta sección se pretende mostrar como se puede extender la técnica vista ahora para filtros paso banda y de forma directa obtener la síntesis de filtros banda rechazada. Se continuará considerando la existencia de acoplo directo entre carga y fuente mediante un inversor de admitancia para poder generar hasta N ceros de reflexión (para filtros de banda rechazada, se tratará de ceros de reflexión en lugar de los ceros de transmisión del caso paso banda). También se comprobará como se pueden obtener dos soluciones distintas e igualmente válidas de la matriz de acoplo, que no están relacionadas mediante *similarity transformations* (se verán en la Sección 3.6), y que a diferencia del caso paso banda, ambas son realizables en la práctica.

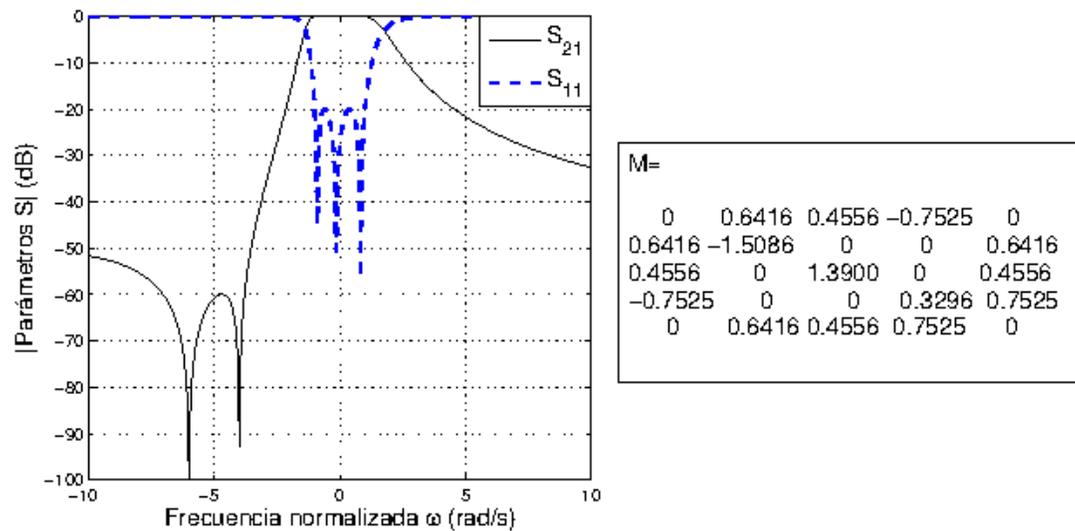


Figura 3.6: Respuesta y matriz de un filtro paso banda asimétrico de tercer orden.

Paso Banda	Banda rechazada	Paso Banda	Banda rechazada
$P(s)$	$F(s)$	ϵ_R	ϵ
$F(s)$	$P(s)$	ϵ	ϵ_R

Tabla 3.2: Cambios entre parámetros de filtro paso banda y banda rechazada

3.5.1. Relación entre filtros paso banda y banda rechazada

Las ecuaciones que determinarán la respuesta banda rechazada de un esquema similar al de la figura Fig. 3.1 serán idénticas a las que determinan una respuesta del tipo paso banda vistas hasta ahora. Con unos ajustes sencillos, el procedimiento de síntesis de filtros paso banda con acoplo directo entre la fuente y la carga (es decir, un software que implemente dicha síntesis), se podrá utilizar para sintetizar filtros de banda rechazada. Únicamente se requerirá el intercambio de los roles de ciertas especificaciones: las que antes determinaban la respuesta en transmisión del filtro paso banda, serán ahora las que determinen la repuesta en reflexión, y viceversa. En un filtro paso banda la síntesis comienza con la definición de n_{fz} ceros de transmisión y un nivel de pérdidas de retorno RL . En el caso banda rechazada, un filtro cuyo nivel de rechazo en banda sea igual a las pérdidas de retorno del filtro anterior, y cuyos ceros de reflexión coincidan con los ceros de transmisión de éste, se puede sintetizar simplemente intercambiando S_{11} y S_{21} . Por tanto, se puede aprovechar esta propiedad para utilizar un programa de síntesis de filtros paso banda mediante la matriz $N + 2$ ya implementado, para sintetizar filtros de banda rechazada [Amari and Rosenberg, 2004a].

Las relaciones entre ambos tipos de filtros para el caso *fully – canonical*, o cambios a realizar para pasar de un filtro paso banda a otro de banda rechazada, se resumen en la Tabla 3.2.

Se ha considerado en todo momento la existencia de acoplo fuente-carga. El valor del co-

eficiente M_{SL} se extraerá, como ya se ha visto, a partir de los coeficientes de admitancia en el límite $s \rightarrow \infty$, donde los condensadores de la red actúan como cortocircuitos, y a través de los inversores, se comportan como circuitos abiertos para la fuente y la carga. En este límite, el único camino entre la fuente y la carga es el inversor M_{SL} , por lo que se cumplen las ecuaciones ya introducidas en (3.14)-(3.19):

$$|S_{21\infty}| = \frac{2 \cdot M_{SL}}{1 + M_{SL}^2}; \quad (3.46)$$

y los posibles valores para el acoplo fuente-carga:

$$|M_{SL}| = \sqrt{\frac{1 - |S_{11\infty}|}{1 + |S_{11\infty}|}}, \quad |M'_{SL}| = \sqrt{\frac{1 + |S_{11\infty}|}{1 - |S_{11\infty}|}} = \frac{1}{|M_{SL}|}; \quad (3.47)$$

Los ceros de reflexión de la estructura pueden no encontrarse todos en frecuencias finitas, es decir, tratarse de un caso distinto al *fully - canonical*. Para este caso, la ecuación (3.47) implica un resultado a tener en cuenta: en el límite $s \rightarrow \infty$, S_{11} tendrá al menos un cero de reflexión, es decir, $|S_{11\infty}| = 0$, por tanto, a partir de (3.47), el coeficiente M_{SL} tendrá una magnitud igual a la unidad ($M_{SL} = \pm 1$). El signo se determinará en función de la solución escogida entre las dos posibles, como se explicará en el siguiente apartado. Una vez se conoce el valor de este coeficiente, el resto de elementos de la matriz $N + 2$ se puede determinar de la forma habitual a partir de la expansión en fracciones simples y sus residuos.

3.5.2. Solución dual en filtros de banda rechazada

Se demostró en un apartado anterior la existencia de dos posibles soluciones de la matriz $N + 2$, en función del signo tomado en la ecuación (3.17). Dependiendo de esta elección, el coeficiente de acoplo fuente-carga puede ser M_{SL} o $M'_{SL} = 1/M_{SL}$. En el caso de filtros paso banda también se vió que sólo la elección del signo negativo era válida para diseños prácticos, puesto que tomando el signo positivo, los valores de la matriz de acoplo tomaban valores muy altos.

En contraste con lo anterior, otro resultado interesante del caso banda rechazada es que las dos soluciones M_{SL} y $M'_{SL} = 1/M_{SL}$ pueden ser válidas [Amari and Rosenberg, 2004a]. Ahora, el valor asintótico de $|S_{11\infty}|$ es pequeño para cualquier aplicación práctica de banda rechazada. Por ejemplo, si las pérdidas de retorno en la banda de paso de un filtro de banda rechazada son de 20dB mínimo, los dos valores que se obtendrían para el coeficiente fuente-carga serían $|M_{SL}| = 0,8698$ y $|M'_{SL}| = 1,1499$, ambos de magnitud similar. Por contra, para un filtro paso banda con similares características de pérdidas de inserción en la banda eliminada de al menos 20dB, los valores serían $|M_{SL}| = 0,0697$ y $|M'_{SL}| = 14,3413$, la segunda opción es prácticamente inviable.

A continuación se muestran dos ejemplos para ilustrar las propiedades comentadas de los filtros de banda rechazada.

Ejemplo 1: Filtro simétrico de segundo orden:

En primer lugar se procederá a la síntesis de la matriz de un filtro de orden 2 con las siguientes características: pérdidas de retorno mínimas de 20dB, dos ceros de reflexión situados en $\pm j \cdot 6$. Las especificaciones coinciden con las dadas para el ejemplo 1 visto en el caso paso banda. Como entonces, se comienza determinando los polinomios $U(\omega)$ y $V(\omega)$ mediante la técnica recursiva los coeficientes (Sección 2.2.1):

$$\begin{aligned} U_1(\omega) &= \omega + 0,1667; & V_1(\omega) &= 0,0860 \cdot \omega'; & \text{con } \omega_1 &= -6 \\ U_2(\omega) &= 1,9722 \cdot \omega^2 - 1; & V_2(\omega) &= (1,9720 \cdot \omega) \cdot \omega'; & \text{con } \omega_2 &= 6 \end{aligned} \quad (3.48)$$

Normalizando al grado mayor a partir del valor anterior de $U(\omega)$ y de los ceros de transmisión del filtro, se obtiene:

$$\begin{aligned} F(\omega) &= \omega^2 - 36; \\ P(\omega) &= \omega^2 - 0,507; \end{aligned} \quad (3.49)$$

A partir de estos polinomios ya se puede calcular el valor de las constantes ε y ε_r . Además, para determinar el polinomio denominador de los parámetros de scattering, también se necesitan las raíces obtenidas mediante el principio de la singularidad alternativa (Sección 2.2.2) para determinar $E(s)$:

$$\begin{aligned} \varepsilon &= 1,0098; \\ \varepsilon_r &= 7,2055; \\ E(s) &= s^2 - 2,7679 \cdot s - 5,0214; & \text{donde } s &= j \cdot \omega \end{aligned} \quad (3.50)$$

Para obtener la expresión de los parámetros de scattering se deben tener en cuenta además de las constantes de la expresión anterior, que se está tratando un caso donde $N - n_{fz}$ es par, por tanto, para satisfacer la condición de unitariedad habrá que incluir un factor j en $S_{21}(s)$:

$$\begin{aligned} S_{21}(s) &= j \cdot \frac{0,9903 \cdot s^2 + 0,5021}{s^2 - 2,7679 \cdot s - 5,0214}; \\ S_{11}(s) &= \frac{0,1388 \cdot s^2 + 4,9962}{s^2 - 2,7679 \cdot s - 5,0214}; \end{aligned} \quad (3.51)$$

Hasta ahora, se puede comprobar al comparar con el ejemplo 1 del caso paso banda ((3.37)-(3.43)), como se cumplen las relaciones indicadas en la Tabla 3.2. Siguiendo con el ejemplo, a partir de $S_{21}(s)$ y $S_{11}(s)$ se obtienen los polinomios $m_1(s)$ y $n_1(s)$ ((2.79)):

$$\begin{aligned} m_1(s) &= 1,1388 \cdot s^2 + 10,0175; \\ n_1(s) &= 2,7679 \cdot s; \end{aligned} \quad (3.52)$$

A partir los polinomios $m_1(s)$ y $n_1(s)$ y del numerador de $S_{21}(s)$ se obtiene la expresión de los parámetros de admitancia ((2.81)-(2.85)). Finalmente, con la expansión en fracciones simples

de estos parámetros y sus residuos y valores propios asociados (2.107) se obtienen los elementos de la matriz de acoplo:

$$\begin{aligned}
 y_{21}(s) &= j \cdot \frac{0,8696 \cdot s^2 + 0,4409}{s^2 + 8,7967} = 0,8696 \cdot j - \frac{1,2153}{s - 2,9659 \cdot j} + \frac{1,2153}{s + 2,9659 \cdot j}; \\
 y_{22}(s) &= \frac{2,4306 \cdot s}{s^2 + 8,7967} = \frac{1,2153}{s - 2,9659 \cdot j} + \frac{1,2153}{s + 2,9659 \cdot j};
 \end{aligned}
 \tag{3.53}$$

Con estos polinomios, de forma prácticamente directa y aplicando las ecuaciones (2.108) se obtienen los elementos que forman la matriz de acoplo:

$$\begin{aligned}
 M_{SL} &= 0,8696; \\
 M_{kk} &= -\lambda_{kk} = [-2,9659 \quad 2,9659]; \\
 M_{Sk} &= T_{1k} = [-1,1024 \quad 1,1024]; \\
 M_{Lk} &= T_{Nk} = [1,1024 \quad 1,1024];
 \end{aligned}
 \tag{3.54}$$

Se muestran también los elementos de la matriz de acoplo para el caso $M'_{SL} = 1/M_{SL}$, (signo negativo en ecuación (3.15)).

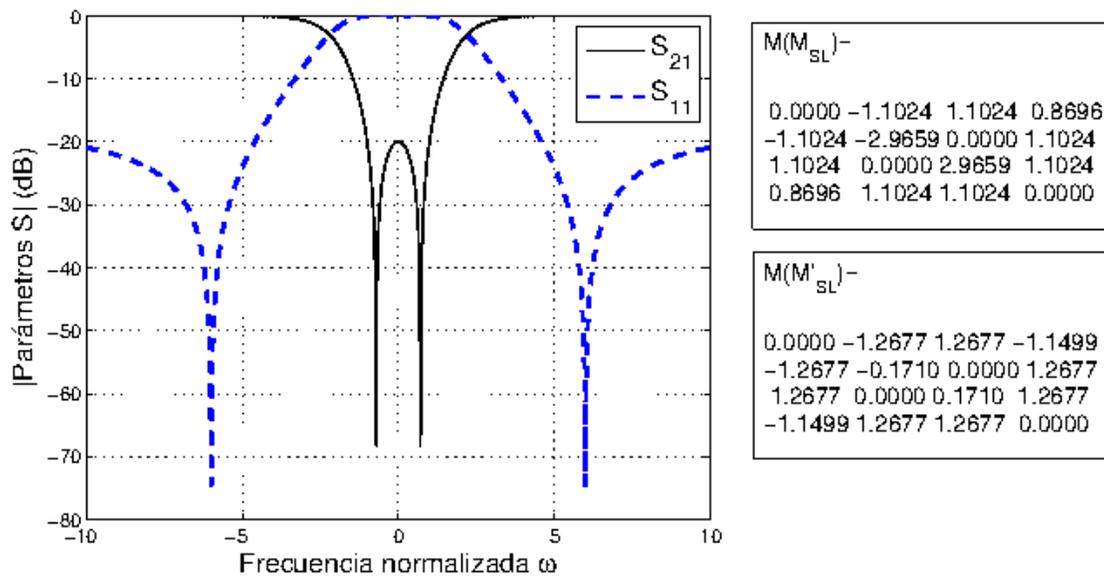


Figura 3.7: Respuesta y matriz de un filtro banda rechazada *fully canonical* de segundo orden.

Ejemplo 2: Filtro asimétrico de cuarto orden:

En este segundo se muestra directamente la respuesta en frecuencia y matriz de un filtro de orden 4 asimétrico con las siguientes características: pérdidas de retorno mínimas de 20dB , dos ceros de reflexión situados en $-j \cdot 6$ y $-j \cdot 4$:

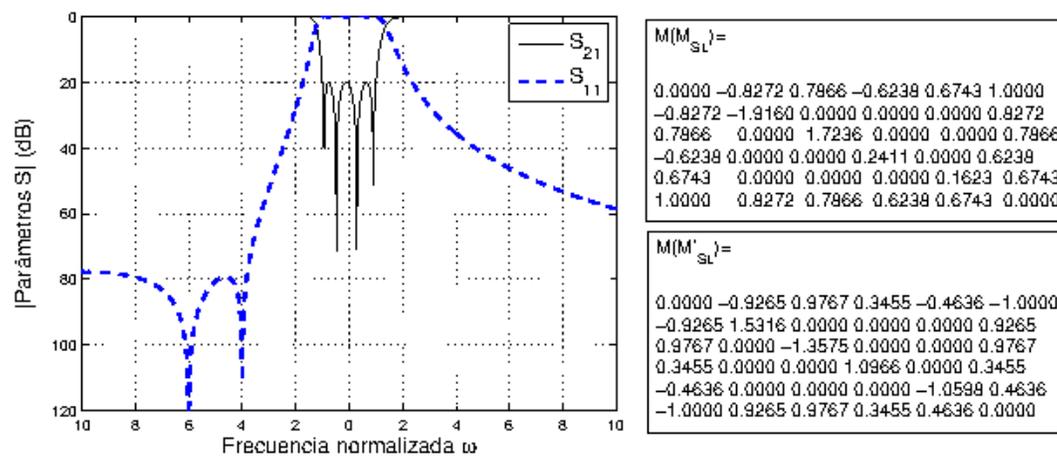


Figura 3.8: Respuesta y matriz de un filtro banda rechazada asimétrico de cuarto orden.

3.6. Transformaciones de la matriz de acoplo: rotaciones.

Los elementos de la matriz de acoplo \mathbf{M} que surge del procedimiento de síntesis descrito, pueden tener en general valores no nulos. Los valores de los elementos de la diagonal principal representan los desplazamientos de la frecuencia central de cada resonancia (eléctricamente asíncronos). Los valores no nulos del resto de elementos de la matriz M_{ij} , donde $i \neq j$; $i, j = S, 1, 2, \dots, N, L$, representan el acoplo entre nodos (terminales y/o resonantes) de la red representada por \mathbf{M} . El método descrito a lo largo del presente capítulo representa de forma directa una red de topología transversal. Esto es en general, y salvo casos sencillos, poco práctico a la hora de diseñar e implementar una red. Entre los motivos que dificultan este tipo de topologías se deben considerar las limitaciones geométricas y las eléctricas:

- **Limitaciones geométricas:** Acoplar un puerto de la red a varios resonadores es complicado. Los resonadores deber ser adyacentes a la línea de entrada o salida. Debido a esta condición de proximidad y al tamaño ocupado por resonadores y puertos, su número y disposición estarán limitados. En el caso concreto de tecnologías planares y acoplamiento por proximidad, podrán disponerse como máximo dos resonadores, uno a cada lado de la línea.
- **Limitaciones eléctricas:** En general los acoplos con los nodos terminales son fuertes. La necesidad de acoplos múltiples entre los puertos y los resonadores internos, puede suponer también una vía de acoplamiento entre dichos resonadores internos, resultando en una topología distinta a la transversal. Además, las estructuras de acoplamiento

pueden influir en los parámetros del resonador, como son la frecuencia de resonancia y su factor de calidad.

Debido a estas razones, el objetivo de esta sección será describir métodos para transformar la topología y elementos circuitales de una red, pero conservando su comportamiento eléctrico. Así, es usual recurrir a una serie de operaciones matriciales conocidas como *similarity – transformations* o rotaciones [Gantmacher, 1950], [Fröberg, 1965] que conduzcan a una forma más conveniente de la matriz M , normalmente minimizando el número de elementos distintos de cero (acoplos presentes en la red).

Las transformaciones similares son un caso particular de las transformaciones de semejanza [Golub and Loan, 1989], [Lampérez, 2004]. Dos matrices relacionadas mediante una transformación de semejanza comparten varias propiedades: poseen el mismo rango, el mismo determinante, la misma traza, los mismos valores propios, el mismo polinomio característico y mismo polinomio mínimo. En álgebra se considera una transformación lineal [Noble and Daniel, 1987], y se cumple que dos matrices \mathbf{A} y \mathbf{B} de dimensiones $N \times N$ son semejantes si existe una matriz \mathbf{T} invertible y de idénticas dimensiones tal que:

$$\mathbf{B}_1 = \mathbf{T} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{T}^t; \quad (3.55)$$

Un tipo de transformaciones de semejanza son las transformaciones similares o rotaciones. En este caso, la transformación afecta sólo a ciertos vectores de los que forman la matriz, que sufren una rotación de un determinado ángulo [Kaufman and Roe, 1970]. El uso de transformaciones similares garantiza que los valores propios y vectores propios de la matriz M se conserven tras tales operaciones. Por tanto, la matriz transformada ofrecerá exactamente las mismas características de transferencia y reflexión que la original. Estas propiedades son válidas para las matrices sintetizadas con los dos métodos vistos hasta ahora, tanto para matrices $N \times N$, como para matrices $N + 2$. Únicamente se deberá tener en cuenta de que tipo se trata para conocer a que acoplo concreto de la configuración en cada caso corresponde cada elemento de la matriz.

Existen varias formas canónicas de la matriz \mathbf{M} más prácticas que la obtenida directamente de la síntesis. La más utilizada es la llamada *folded – form* [Rhodes, 1970]. Esta forma canónica se puede utilizar directamente para obtener los acoplos, o bien utilizarse como punto de partida para la aplicación de más transformaciones que conduzcan a una topología alternativa de resonadores acoplados [Bell, 1982], [Cameron, 2003], con el objetivo de adaptarse lo mejor posible a las restricciones físicas y eléctricas de la tecnología con la que se vaya a implementar el filtro.

En esta sección se explicará primero el concepto de *similarity – transformation*, así como otro tipo de transformaciones básicas de la matriz de acoplo. A continuación se describirá el método para la reducción de una matriz de acoplo genérica a la *folded – form*. Se pueden obtener otros esquemas de acoplo utilizando transformaciones similares. Finalmente, también se verá como se consigue obtener la configuración *cul – de – sac* a partir de la *folded – form*, para lo cual serán necesarias una serie de rotaciones adicionales.

3.6.1. Similarity – transformations y cancelación de elementos de la matriz

Una rotación (o *similarity – transformation*) de una matriz \mathbf{M} se realiza pre y post-multiplicando \mathbf{M} por otra matriz \mathbf{R} y \mathbf{R}^t respectivamente, llamada de rotación, donde \mathbf{R} tendrá las mismas dimensiones que \mathbf{M} . Por ejemplo, para una matriz \mathbf{M} de orden 7, y un pivote [3,5], los elementos de la matriz \mathbf{M} serán como sigue [Gantmacher, 1950, Fröberg, 1965]:

$$\mathbf{M}_1 = \mathbf{R} \cdot \mathbf{M}_0 \cdot \mathbf{R}^t; \quad \text{donde: } \mathbf{R} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos \theta_R & 0 & -\text{sen} \theta_R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \text{sen} \theta_R & 0 & \cos \theta_R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.56)$$

donde \mathbf{M}_0 es la matriz de acoplo original, \mathbf{M}_1 es la matriz después de la transformación, y la matriz de rotación \mathbf{R} se define en (3.56) para un caso concreto. En general, el pivote $[i, j] (i \neq j)$ de la matriz \mathbf{R} indica que los elementos $R_{ii} = R_{jj} = \cos \theta_R$; $R_{ji} = -R_{ij} = \text{sen} \theta_R$; y θ_R es el ángulo de rotación. Los otros elementos de la diagonal principal de la matriz son iguales a la unidad, mientras que el resto de elementos de la matriz es nulo. Además, se cumplirá que la primera y última fila o columna de la matriz no podrán formar parte del pivote, es decir, para un estructura de orden N se cumplirá que $i, j \neq 1$ o N .

Después de la transformación, los valores propios de la matriz \mathbf{M}_1 son iguales a los de la matriz original \mathbf{M}_0 . Esto indica que se puede aplicar una serie arbitrariamente extensa de rotaciones con pivotes y ángulos definidos arbitrariamente, empezando con \mathbf{M}_0 , sin que la respuesta final varíe. Esta serie de rotaciones tendrá la siguiente forma:

$$\mathbf{M}_r = \mathbf{R}_r \cdot \mathbf{M}_{r-1} \cdot \mathbf{R}_r^t; \quad r=1, 2, 3, \dots, R \quad (3.57)$$

y analizando la matriz resultante \mathbf{M}_r al final de la serie de transformaciones, ésta producirá exactamente los mismos valores y vectores propios que la matriz original \mathbf{M}_0 .

Cuando una transformación similar de pivote $[i, j]$, y ángulo $\theta_r \neq 0$ se aplica a una matriz de acoplo \mathbf{M}_{r-1} , los elementos de las filas i y j , y los elementos de las columnas i y j de la matriz resultante \mathbf{M}_r , cambian sus valores respecto a los valores de los mismos elementos correspondientes a la matriz \mathbf{M}_{r-1} previa a la rotación. Es sencillo comprobar a partir de (3.56) que para un elemento k -ésimo de la fila o columna i o j de la matriz \mathbf{M}_r , que no se encuentre en los elementos cruzados del pivote (es decir, para $k \neq i, j$), el valor del elemento en cuestión variará según:

$$\begin{aligned} M'_{ik} &= \cos \theta_r \cdot M_{ik} - \text{sen} \theta_r \cdot M_{jk}, & \text{para un elemento en la fila } i \\ M'_{jk} &= \text{sen} \theta_r \cdot M_{ik} + \cos \theta_r \cdot M_{jk}, & \text{para un elemento en la fila } j \\ M'_{ki} &= \cos \theta_r \cdot M_{ki} - \text{sen} \theta_r \cdot M_{kj}, & \text{para un elemento en la columna } i \\ M'_{kj} &= \text{sen} \theta_r \cdot M_{ki} + \cos \theta_r \cdot M_{kj}, & \text{para un elemento en la columna } j \end{aligned} \quad (3.58)$$

donde $k \neq i, j$; y los elementos con (') corresponden a la matriz \mathbf{M}_r , mientras que los que no llevan ' corresponden a la matriz \mathbf{M}_{r-1} . Para los elementos del pivote, se cumplirá:

$$\begin{aligned} M'_{ii} &= \cos^2\theta_r \cdot M_{ii} - 2 \cdot \cos\theta_r \cdot \sin\theta_r \cdot M_{ij} + \sin^2\theta_r \cdot M_{jj} \\ M'_{jj} &= \sin^2\theta_r \cdot M_{ii} + 2 \cdot \cos\theta_r \cdot \sin\theta_r \cdot M_{ij} + \cos^2\theta_r \cdot M_{jj} \\ M'_{ij} &= M'_{ji} = (\cos^2\theta_r - \sin^2\theta_r) \cdot M_{ij} + \cos\theta_r \cdot \sin\theta_r \cdot (M_{ii} - M_{jj}) \end{aligned} \quad (3.59)$$

A la vista de las expresiones anteriores, existen dos **propiedades de las rotaciones** que se pueden utilizar en el proceso de reducción de la matriz:

1. En el **pivote** $[i, j]$ de una transformación, **sólo aquellos elementos en las filas y columnas i y j se verán afectados** por la transformación. El resto de elementos permanecerán con los valores previos, lo que permite minimizar la generación de nuevos elementos de acoplo no nulos.
2. Si dos elementos que están enfrentados a través de las filas y columnas del pivote, son ambos nulos antes de aplicar la transformación similar, se mantendrán nulos tras ella. Por ejemplo, si los elementos M_{12} y M_{14} son nulos antes de la transformación del pivote $[2, 4]$, serán nulos también tras la transformación, independientemente del valor del ángulo θ_r y a pesar de encontrarse en las filas o columnas i o j .

Las ecuaciones mostradas en (3.58)-(3.59) permiten calcular la rotación de un determinado coeficiente de acoplo, por lo que se pueden utilizar para cancelar elementos específicos de la matriz de acoplo, es decir, para conseguir anular determinados acoplos. Aunque las filas que se verán modificadas serán las correspondientes la pivote $[i, j]$, el acoplo cuyo valor se pretende modificar o cancelar será M_{kj} o M_{ki} ; donde k puede representar cualquier nodo de la red (interno o terminal), mientras que i, j representan los nodos internos de la red. Por ejemplo, para cancelar el elemento M_{15} (y de paso simultáneamente M_{51}) en la matriz ejemplo de grado 7, se puede aplicar una transformación de pivote $[i, j] = [3, 5]$, por lo que, a partir de la última ecuación de las expresiones (3.58), donde $i = 3, j = 5$; se tomará entonces $k = 1$ para anular el elemento $M'_{kj} = M_{15}$. Igualando la expresión indicada a cero:

$$M'_{kj} = \sin\theta_r \cdot M_{ki} + \cos\theta_r \cdot M_{kj} = 0 = \sin\theta_r \cdot M_{13} + \cos\theta_r \cdot M_{15} = M'_{j5} \quad (3.60)$$

Despejando esta ecuación se obtendrá el valor que ha de tener el ángulo de rotación para cancelar el acoplo deseado, en este caso concreto:

$$\begin{aligned} \tan \theta_r &= -\frac{M_{kj}}{M_{ki}} = -\frac{M_{15}}{M_{13}} \\ \theta_r &= \tan^{-1} \left(-\frac{M_{kj}}{M_{ki}} \right) = -\tan^{-1} \left(\frac{M_{15}}{M_{13}} \right) \end{aligned} \quad (3.61)$$

Utilizando el ángulo de rotación θ_r indicado en la expresión anterior y aplicando la rotación, se conseguirá una matriz con los elementos M_{15} y M_{51} nulos. El resto de elementos de las filas y columnas 3 y 5 podrán haber sufrido variación en sus valores.

Procediendo de forma análoga al ejemplo que se acaba de explicar, se pueden anular otros elementos o acoplos de la matriz. Generalizando lo anterior, a continuación se detalla el valor del **ángulo de rotación** θ_r , necesario para cancelar elementos específicos de la matriz de acoplo, con una rotación en el pivote $[i, j]$:

$$\begin{aligned}\theta_r &= \tan^{-1} \left(\frac{M_{ik}}{M_{jk}} \right) && \text{para el elemento } M_{ik} \\ \theta_r &= \tan^{-1} \left(-\frac{M_{jk}}{M_{ik}} \right) && \text{para el elemento } M_{jk} \\ \theta_r &= \tan^{-1} \left(\frac{M_{ki}}{M_{kj}} \right) && \text{para el elemento } M_{ki} \\ \theta_r &= \tan^{-1} \left(-\frac{M_{kj}}{M_{ki}} \right) && \text{para el elemento } M_{kj}\end{aligned}\quad (3.62)$$

En las transformaciones vistas hasta ahora, las coordenadas del elemento a cancelar no coinciden con el pivote seleccionado, es decir, $k \neq i, j$. A continuación se explicará un caso concreto de rotación, **la transformación cross-pivot**, que se produce cuando el elemento a cancelar coincide con el pivote de la transformación, o lo que es lo mismo, se pretende eliminar el elemento M_{ij} con el pivote $[i, j]$. En este caso concreto, se produce la ventaja de que sólo se ven afectados por la transformación los **elementos de la matriz M que se encuentren en la fila i y en la columna j**. Además, el ángulo de transformación cross-pivot es diferente al explicado. En estas transformaciones **el ángulo de rotación** se puede calcular a partir de las ecuaciones (3.59), igualando a cero el elemento a cancelar (M_{ii} , M_{jj} o M_{ij}) se llega a:

$$\begin{aligned}\theta_r &= \tan^{-1} \left(\frac{M_{ij} \pm \sqrt{M_{ij}^2 - M_{ii} \cdot M_{jj}}}{M_{ii}} \right) && \text{para el elemento } M_{ii} \\ \theta_r &= \tan^{-1} \left(\frac{-M_{ij} \pm \sqrt{M_{ij}^2 - M_{ii} \cdot M_{jj}}}{M_{ii}} \right) && \text{para el elemento } M_{jj} \\ \theta_r &= \frac{1}{2} \cdot \tan^{-1} \left(\frac{2 \cdot M_{ij}}{M_{jj} - M_{ii}} \right) && \text{para el elemento } M_{ij}\end{aligned}\quad (3.63)$$

En esta tesis se trabajará con resonadores asíncronos, por tanto, no será necesario cancelar los elementos de la diagonal principal de la matriz de acoplo, es decir, no se recurrirá a las dos primeras ecuaciones de la expresión (3.63). Sin embargo, en algunos casos específicos, como se comprobará más adelante, si se utilizará la transformación cross-pivot para cancelar ciertos elementos M_{ij} , con $i \neq j$.

3.6.2. Otros tipos de transformaciones de la matriz de acoplo.

Además de las transformaciones similares, hay otras operaciones simples que pueden ser útiles a la hora de trabajar sobre la matriz de acoplo. Estas operaciones son también transformaciones de semejanza, por lo que la respuesta de la red permanece invariante [Lampérez, 2004].

similares para conseguir una determinada topología. En concreto, el objetivo será llegar a una matriz correspondiente a una topología *folded – canonical*, cuyos elementos y esquema de acoplo se muestran a continuación, y donde los espacios vacíos representan elementos nulos:

	S	1	2	3	4	5	L
S		<i>m</i>					<i>xa</i>
1	*	<i>s</i>	<i>m</i>			<i>xa</i>	<i>xs</i>
2	*	*	<i>s</i>	<i>m</i>	<i>xa</i>	<i>xs</i>	
3	*	*	*	<i>s</i>	<i>m</i>		
4	*	*	*	*	<i>s</i>	<i>m</i>	
5	*	*	*	*	*	<i>s</i>	<i>m</i>
L	*	*	*	*	*	*	

Posibles acoplos no-nulos

- s* - auto-acoplo
- m* - acoplo directo, camino principal
- xa* - acoplo cruzado asimétrico
- xs* - acoplo cruzado simétrico
- * - acoplos simétricos respecto de la diagonal principal

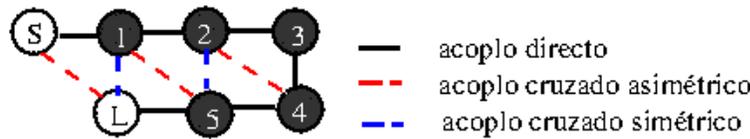


Figura 3.9: Representación de los elementos de la matriz $N + 2$ no nulos y los acoplos de una red *folded – canonical*. Ejemplo de estructura con 7 nodos.

El procedimiento para reducir la matriz de acoplo \mathbf{M} completa a su forma *folded – canonical* implica una serie de transformaciones similares que cancelen los elementos que se deben anular uno a uno. Las transformaciones se aplican en un cierto orden, de modo que haciendo uso de las propiedades antes mencionadas de las rotaciones, se va asegurando que los elementos cancelados no volverán a aparecer por una rotación posterior. En este apartado se estudiará la secuencia de transformaciones para un ejemplo de una matriz 7×7 , por tanto, *impar*. En la figura Fig. 3.10 se deja también indicado como se realizaría un proceso similar para reducir una matriz completa a otra *folded – canonical* en el caso de orden *par*.

Como se puede observar en la figura Fig. 3.10, la secuencia cancela alternativamente elementos de derecha a izquierda a lo largo primero de filas, y posteriormente de arriba abajo a lo largo de las columnas. Se empezará por el elemento de la primera fila y la columna $N - 1$. Una vez eliminados los elementos necesarios de la primera fila, la secuencia continuaría por la última columna, eliminando los elementos desde la 3^a fila hasta la fila $N - 3$.

Gráficamente la secuencia de operaciones se muestra en la figura Fig. 3.10; donde los elementos sombreados indican los acoplos a cancelar, y el número que se encuentra en su interior, el orden necesario en la secuencia de rotaciones para asegurar que los acoplos ya cancelados no vuelvan a aparecer como consecuencia de una rotación posterior. Por ejemplo, la primera transformación consistirá en cancelar el elemento M_{16} con el pivote $[5, 6]$, según la cuarta ecuación de la expresión (3.62), el ángulo de rotación será $\theta_1 = -\tan(M_{16}/M_{15})$. A continuación la segunda rotación tendrá como pivote $[4, 5]$ y ángulo $\theta_2 = -\tan(M_{15}/M_{14})$ para cancelar el elemento M_{15} . Se comprueba de forma sencilla como el elemento ya cancelado M_{16} no se ve afectado por la siguiente rotación y permanece anulado, puesto que no pertenece a las filas o columnas

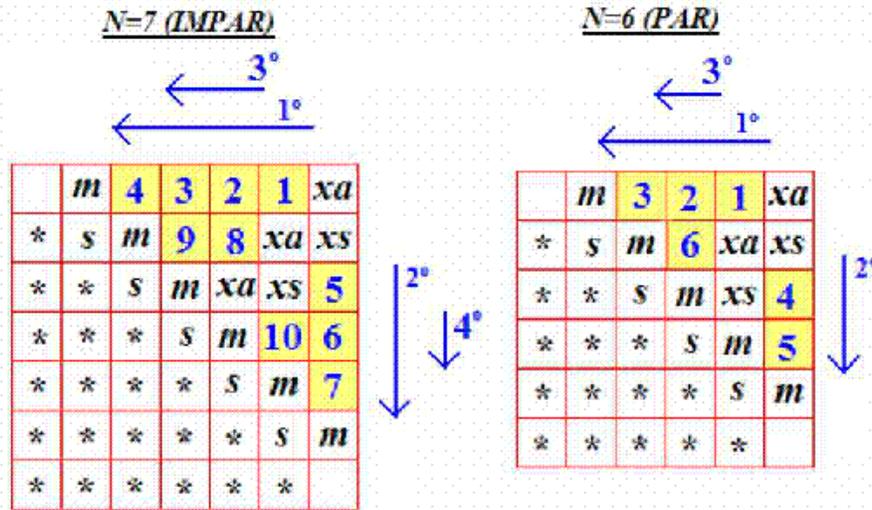


Figura 3.10: Secuencia de cancelaciones de los acoplos de una matriz completa para reducirla a su forma *folded canonical*, casos par e impar.

modificadas. El procedimiento continuaría con la siguiente transformación, para $r = 3$ (pivote [3,4] y ángulo $\theta_3 = -\tan(M_{14}/M_{13})$) y $r = 4$ (pivote [2,3] y ángulo $\theta_4 = -\tan(M_{13}/M_{12})$) para cancelar los elementos M_{14} y M_{13} respectivamente, de nuevo sin afectar a los elementos previamente anulados.

Tras estas cuatro transformaciones, los elementos de la primera fila de la matriz entre el M_{17} y M_{12} serán nulos, junto con los simétricos respecto de la diagonal principal pertenecientes a la primera columna. A continuación se cancelarán los tres elementos de la columna 7 con los pivotes correspondientes: M_{37} (pivote [3,4]), M_{47} (pivote [4,5]) y M_{57} (pivote [5,6]). En este caso se utilizará la primera ecuación de la expresión (3.62) para determinar el ángulo de rotación correspondiente, θ_5 , θ_6 y θ_7 . Como antes, es sencillo comprobar a partir de las propiedades de las rotaciones que los elementos previamente anulados permanecen inalterados:

- O no son de las filas o columnas del pivote,
- o bien están enfrentados a través de las filas o columnas del pivote y ya eran nulos antes de esa transformación, por lo que el resultado de la rotación los mantendrá anulados.

El siguiente paso será cancelar los acoplos correspondientes a la segunda fila, M_{25} y M_{24} , como indica la secuencia de la figura Fig. 3.10. Finalmente, el último paso cancelará el acoplo correspondiente al elemento M_{46} de la 6ª columna. En este punto, se ha conseguido la forma de la matriz de acoplo correspondiente a una estructura *folded canonical*, mostrada en la Fig. 3.9.

El proceso completo se puede resumir en la Tabla 3.3.

Las posiciones y valores finales de los elementos en las diagonales cruzadas se determinan automáticamente, sin necesidad de más acciones específicas. Además, se puede calcular de forma sistemática el ángulo a aplicar en cada transformación, así como el número total de

Nº de la rotación r	Elemento a cancelar	Pivote [i, j]	$\theta_r = \tan^{-1}(c \cdot M_{kl} / M_{mn})$					
			k	l	m	n	c	
1	M_{16}	1ª fila	[5,6]	1	6	1	5	-1
2	M_{15}		[4,5]	1	5	1	4	-1
3	M_{14}		[3,4]	1	4	1	3	-1
4	M_{13}		[2,3]	1	3	1	2	-1
5	M_{37}	7ª columna	[3,4]	3	7	4	7	1
6	M_{47}		[4,5]	4	7	5	7	1
7	M_{57}		[5,6]	5	7	6	7	1
8	M_{26}	2ª fila	[4,5]	2	5	2	4	-1
9	M_{24}		[3,4]	2	4	2	3	-1
10	M_{46}	6ª columna	[4,5]	4	6	5	6	1

Tabla 3.3: Resumen del proceso de reducción de una matriz 7x7 a la forma *folded canonical*

transformaciones. Por tanto, un algoritmo válido para una matriz de cualquier grado, donde habría que tener en cuenta si se trata de orden par o impar, es fácilmente programable:

$$\text{Ángulo de rotación: } \theta_r = \tan^{-1} \left(c \cdot \frac{M_{kl}}{M_{mn}} \right) \quad (3.66)$$

$$\text{Número total de transformaciones R: } r = \sum_{n=1}^{N-3} n \quad (3.67)$$

Ejemplo: Reducción de un filtro paso banda de orden impar a su forma *folded – canonical*

Se va a presentar un ejemplo concreto de un filtro paso banda de grado impar, en concreto de orden 5, utilizando la matriz $N + 2$, por lo que la matriz \mathbf{M} tendrá dimensiones 7x7 y su forma final *folded – canonical* se ajustará al esquema presentado en la Fig. 3.9. Las especificaciones del filtro serán unas pérdidas de retorno de 20dB y cinco ceros de transmisión que estarán situados en $\omega_{1,2} = \pm 2$, $\omega_3 = -4$ y $\omega_{4,5} = \pm 6$.

Los polinomios normalizados a su grado mayor, y las constantes que forman parte de los parámetros de scattering que se obtienen del proceso de síntesis serán:

$$\begin{aligned} F(s) &= s^5 + j \cdot 0,127 \cdot s^4 + 1,2854 \cdot s^3 + j \cdot 0,132 \cdot s^2 + 0,3393 \cdot s + j \cdot 0,0185 \\ P(s) &= s^5 + j \cdot 4 \cdot s^4 + 40 \cdot s^3 + j \cdot 160 \cdot s^2 + 144 \cdot s + j \cdot 576 \\ E(s) &= s^5 + (2,0305 + j \cdot 0,127) \cdot s^4 + (3,347 + j \cdot 0,2719) \cdot s^3 + (3,223 + j \cdot 0,4227) \cdot s^2 + \\ &\quad (2,1093 + j \cdot 0,372) \cdot s + 0,7108 + j \cdot 0,1926 \\ \varepsilon &= 782,4453; \quad \varepsilon_R = 1,0000008167 \end{aligned} \quad (3.68)$$

La respuesta frecuencial y la matriz transversal resultado del proceso de síntesis se muestran en la Fig. 3.11. Tras realizar el proceso de reducción descrito, se obtiene la matriz en la forma canónica que también se incluye en la misma figura, y donde se puede comprobar que se han eliminado los acoplos especificados.

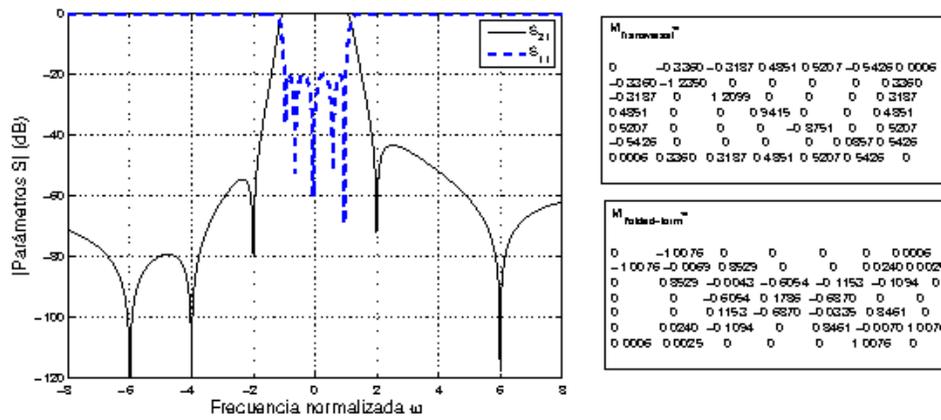


Figura 3.11: Características de transferencia y reflexión en dB (izquierda). Matriz transversal y matriz *folded form* (derecha)

Nº de la rotación r	Elemento a cancelar	Pivote [i, j]	$\theta_r = \tan^{-1}(c \cdot M_{kl} / M_{mn})$					
			k	l	m	n	c	
1	M_{15}	1ª fila	[4,5]	1	5	1	4	-1
2	M_{14}		[3,4]	1	4	1	3	-1
2	M_{13}		[2,3]	1	3	1	2	-1
4	M_{26}	6ª columna	[3,4]	3	6	4	6	1
5	M_{36}		[4,5]	4	6	5	6	1
6	M_{34}	2ª fila	[3,4]	2	4	2	3	-1

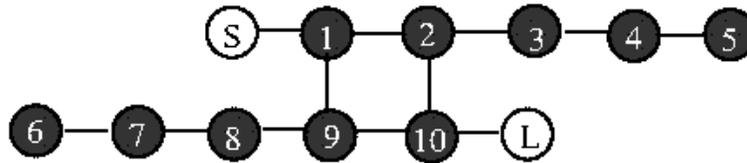
Tabla 3.4: Resumen del proceso de reducción de una matriz 6x6 a la forma *folded canonical*

Realizando un proceso análogo para un caso par, por ejemplo, para una matriz 6x6, la reducción a la matriz *folded-canonical* se podría resumir como indica la Tabla 3.4. Un ejemplo concreto de una matriz de grado 6 se puede encontrar en la sección II.C de [Cameron, 2003].

3.6.4. Reducción a la topología *cul-de-sac*

La configuración *cul-de-sac* [Williams et al., 2002], [Cameron et al., 2002] es un tipo de red de dos puertos que presenta un máximo de $N - 3$ **ceros de transmisión**. Sin embargo, podrá sintetizar prototipos simétricos o asimétricos de grado par o impar. La principal ventaja de esta configuración es la ausencia de acoplos diagonales cruzados, que a veces son difíciles de realizar en la práctica. Además, su forma presenta cierta flexibilidad al realizar el layout físico de los resonadores. Una configuración típica *cul-de-sac* sería la mostrada en figura Fig. 3.12, donde se muestra un ejemplo de un prototipo de orden 10, que permitiría un máximo de 7 ceros de transmisión.

Este tipo de configuración presenta un núcleo central, formado por un cuarteto de resonadores situados en forma de cuadrado, con acoplo directo entre ellos, situándose los puertos

Figura 3.12: Ejemplo de configuración *cul de sac* de orden 10

de entrada y salida en esquinas opuestas del cuadrado central. Alguno o ambos resonadores restantes del cuadrado central (2 y 9 de la Fig. 3.12), están conectados a una cadena de resonadores en línea. El último resonador de estas posibles cadenas no tiene acoplo de salida, de ahí la nomenclatura de esta configuración (*cul – de – sac*, literalmente calle sin salida).

Debido a su configuración de núcleo central más las subredes en cascada a partir de los nodos no directamente conectados con los terminales de entrada/salida, este tipo de redes permite una síntesis sencilla y fácil de automatizar, como se verá a continuación. También existen variaciones avanzadas de esta topología (sección 9.6 de [Cameron et al., 2007b]) que ofrecen ventajas en su respuesta o en sus posibilidades de implementación.

Síntesis de redes del tipo *cul – de – sac*

La síntesis de este tipo de redes es muy simple y puede realizarse de forma casi automática. Ya se ha visto como se puede reducir cualquier matriz de acoplo a su forma *folded – canonical*, y éste será el punto de partida. A partir de la forma *folded – canonical* los elementos se irán eliminando utilizando una serie de transformaciones similares regulares (para filtros de grado impar), o una serie de transformaciones cross-pivot (para filtros de orden par). Para ello se comenzará con una línea de acoplo principal desde el centro de la matriz de acoplo, y se irán cancelando elementos hacia fuera, a lo largo de la antidiagonal o de forma paralela a ésta. Esto dará un máximo de $(N - 2)/2$ transformaciones para prototipos de grado par, o $(N - 3)/2$ para prototipos de grado impar.

Ya se vió como **la transformación cross-pivot** que se utilizará para la síntesis de filtros con topología *cul – de – sac* de grado par, es aquella en las que las coordenadas del elemento a eliminar coinciden con las del pivote de la transformación. En este caso, la transformación para cancelar el elemento M_{ij} únicamente afectará a los elementos de la fila i , y la columna j . Además, el ángulo de la transformación era diferente al habitual, y venía dado por la tercera ecuación de la expresión (3.63).

En la Tabla 3.5 se indica el proceso general de los índices de los pivotes necesarios para filtros de grado 4 o mayor, según sean de grado par o impar.

Ejemplo de diseño de un filtro de orden 6 con topología *cul – de – sac*

Para ilustrar el proceso que se acaba de describir, se va a desarrollar un ejemplo. En concreto, el ejemplo consistirá en la síntesis de un filtro paso-banda de orden 6. Se supondrán unas pérdidas de retorno de 25dB y un total de tres ceros de transmisión a frecuencias finitas:

Grado N	Posición del pivote $[i, j]$ y elemento de la matriz en su forma <i>folded – canonical</i> que se elimina Transformación número r ; donde $r = 1, 2, 3 \dots R$ N par: $R = (N - 2)/2$ N impar: $R = (N - 3)/2$	Ángulo de transformación θ_r
N par	$[i, j] M_{i,j}$ $i = \frac{N+2}{2} - r$ $j = \frac{N}{2} + r$	$\theta_r = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{2 \cdot M_{ij}}{M_{ii} - M_{jj}}$
N impar	$[i, j] M_{i,j-1}$ $i = \frac{N+1}{2} - r$ $j = \frac{N+1}{2} + r$	$\theta_r = \tan^{-1} \frac{M_{i,j-1}}{M_{j-1,j}}$

Tabla 3.5: Coordenadas de los pivotes que reducen la matriz de acoplo *folded – canonical* a la forma *cul – de – sac*

$s_1 = 1 - j \cdot 0,2$, $s_2 = 1 + j \cdot 0,2$ y $s_3 = j \cdot 1,3$. Se observa que se cumple que el número de ceros de transmisión es igual al orden del filtro menos 3: $N - 3 = 3 \leq n_{fz} = 3$, por lo que la topología del filtro podrá ser de la forma *cul – de – sac*. El proceso que se seguirá para la síntesis será el siguiente:

- Síntesis de la matriz transversal $N + 2$.
- Reducción a la forma *folded – canonical*.
- Reducción de la matriz *folded – canonical* a la topología *cul – de – sac*.

Para conseguir el objetivo se requerirán los conocimientos tratados a lo largo del presente capítulo. Además, se tratará con mayor detenimiento el último paso, donde se ha escogido un ejemplo de grado par, con el objetivo de mostrar la aplicación de la transformación cross-pivot.

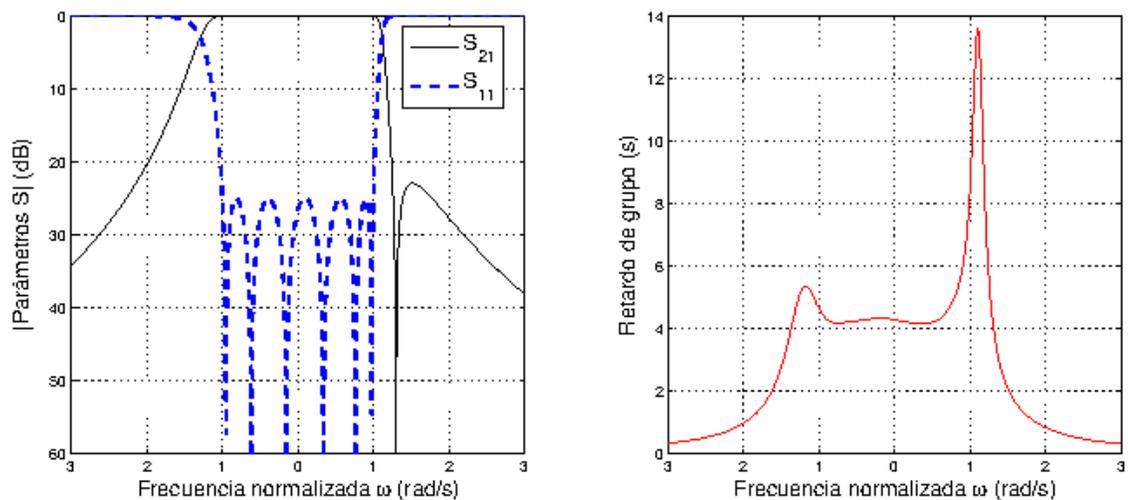


Figura 3.13: Respuesta en frecuencia y retardo de grupo para el filtro paso banda propuesto

Siguiendo el proceso de síntesis de la matriz $N + 2$ se obtiene la matriz transversal. La respuesta del filtro en cuestión se muestra en la Fig. 3.13, donde también se muestra el retardo de grupo del filtro para comprobar la equalización que introducen los ceros de transmisión complejos.

Continuando con el proceso descrito, a partir de la matriz transversal se consigue la matriz en su forma *folded – canonical*. Ambas matrices tienen los siguientes elementos:

$$\mathbf{M}_{transv} = \begin{pmatrix} 0 & 0,4165 & -0,3189 & 0,4764 & -0,5311 & -0,4802 & 0,4625 & 0 \\ 0,4165 & 1,3885 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,4165 \\ -0,3189 & 0 & -1,2233 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,3189 \\ 0,4764 & 0 & 0 & -1,1527 & 0 & 0 & 0 & 0,4764 \\ -0,5311 & 0 & 0 & 0 & 0,9492 & 0 & 0 & 0,5311 \\ -0,4802 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0,5206 & 0 & 0,4802 \\ 0,4625 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,2053 & 0,4625 \\ 0 & 0,4165 & 0,3189 & 0,4764 & 0,5311 & 0,4802 & 0,4625 & 0 \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{M}_{folded} = \begin{pmatrix} 0 & 1,1085 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1,1085 & 0,0379 & 0,9514 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,9514 & 0,0513 & -0,6506 & 0 & \mathbf{0,0673} & 0,1507 & 0 \\ 0 & 0 & -0,6506 & 0,0240 & \mathbf{0,4736} & -0,2302 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,4736 & -0,5343 & 0,5676 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,0673 & -0,2302 & -0,5676 & 0,0297 & 0,9394 & 0 \\ 0 & 0 & 0,1507 & 0 & 0 & 0,9394 & 0,0379 & 1,1085 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1,1085 & 0 \end{pmatrix}$$

Por último, se partirá de la matriz *folded – canonical* para obtener la matriz que representa la topología *cul – de – sac*. Un esquema genérico de ambos tipos de matrices se ha representado conjuntamente en Fig. 3.14:

	S	1	2	3	4	5	6	L
S		<i>m</i>						xa
1	*	<i>s</i>	<i>m</i>				xa	<i>xs</i>
2	*	*	<i>s</i>	<i>m</i>		xa	<i>xs</i>	
3	*	*	*	<i>s</i>	m	<i>xs</i>		
4	*	*	*	*	<i>s</i>	<i>m</i>		
5	*	*	*	*	*	<i>s</i>	<i>m</i>	
6	*	*	*	*	*	*	<i>s</i>	<i>m</i>
L	*	*	*	*	*	*	*	

	S	1	2	3	4	5	6	L
S		<i>m</i>						
1	*	<i>s</i>	<i>m</i>			<i>m</i>		
2	*	*	<i>s</i>	<i>m</i>			<i>m</i>	
3	*	*	*	<i>s</i>				
4	*	*	*	*	<i>s</i>	<i>m</i>		
5	*	*	*	*	*	<i>s</i>	<i>m</i>	
6	*	*	*	*	*	*	<i>s</i>	<i>m</i>
L	*	*	*	*	*	*	*	

En concreto para el ejemplo bajo estudio, habrá que anular los elementos de la matriz *folded – canonical* que se han resaltado en negrita (M_{45} y M_{36}). Esta operación, como se ha explicado anteriormente, se realizará cancelando los elementos de la antidiagonal, partiendo del centro de la matriz y continuando hacia el exterior de la misma. Para ello, se anularán dichos elementos de la matriz con los pivotes [4,5] y [3,6] respectivamente, por lo que se utilizarán



Figura 3.14: Ejemplo de configuración *folded canonical* y *cul de sac* de sexto orden

$$M_{cul\ de\ sac} = \begin{pmatrix} 0 & 1,1085 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1,1085 & 0,0379 & 0,7241 & 0 & 0 & -0,6171 & 0 & 0 \\ 0 & 0,7241 & 0,1086 & -0,7422 & 0 & 0 & 0,7241 & 0 \\ 0 & 0 & -0,7422 & 0,2946 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -0,8049 & -0,4975 & 0 & 0 \\ 0 & -0,6171 & 0 & 0 & -0,4975 & -0,0277 & 0,9394 & 0 \\ 0 & 0 & 0,7241 & 0 & 0 & 0,9394 & 0,0379 & 1,1085 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1,1085 & 0 \end{pmatrix}$$

Figura 3.15: Matriz correspondiente a la topología *cul de sac* buscada. Filtro de sexto orden.

rotaciones cross-pivot. Como consecuencia de la segunda rotación cross-pivot, y sin necesidad de operaciones adicionales, se produce a su vez la anulación del elemento M_{46} y deja de tener valor nulo el elemento M_{26} , con lo que se obtiene la topología buscada.

Se puede comprobar de forma sencilla como las tres matrices ofrecen la misma respuesta, ya mostrada en la Fig. 3.13.

3.7. Conclusiones

En este capítulo se ha descrito un método simple y general para sintetizar la matriz de acoplo $N + 2$, siguiendo un proceso similar al analizado en el capítulo anterior. Esta matriz de acoplo se puede aplicar a funciones de filtrado de orden par o impar, cuyas respuestas en frecuencia pueden ser paso banda o banda rechazada, simétricas o asimétricas. Además, presenta varias ventajas con respecto a la matriz $N \times N$ explicada en el apartado anterior, como son la posibilidad de representar configuraciones con múltiples acoplos entre los nodos terminales y los resonadores internos del filtro, así como la capacidad de presentar respuestas con un número máximo de ceros de transmisión igual al orden del filtro, con lo que permite sintetizar funciones tipo *fully - canonical*. Además, no es necesario el proceso de ortonormalización de Gram-Schmidt que requería el método de síntesis de la matriz $N \times N$.

La matriz de acoplo $N + 2$ se puede usar directamente para el diseño de filtros de microondas de topología transversal. Sin embargo, también se han explicado el concepto de transformaciones similares y su aplicación para reconfigurar la topología de la matriz en una más conveniente, lo cual puede ser muy útil para eliminar acoplos indeseados y para facilitar la implementación de prototipos. En concreto, se ha explicado el proceso para reducir la matriz

transversal $N + 2$ a la forma *folded – canonical*, y cómo esta configuración puede usarse como punto de partida para otro tipo de estructuras de filtrado, como puede ser la *cul – de – sac*.

Los métodos y procedimientos explicados en el presente capítulo se han intentado describir de una forma que permita la máxima automatización posible de los mismos. El objetivo final es el diseño de un software que asista al ingeniero en el proceso de diseño de filtros de microondas. Se han desarrollado diversas funciones que permiten mejorar la comprensión y se han propuesto ejemplos con los que validar la teoría.

Nuevas implementaciones de filtros microstrip basados en resonadores de lazo abierto

4.1. Introducción

En los capítulos anteriores se ha revisado el proceso de síntesis de redes selectivas en frecuencia de dos puertos basadas en el uso de estructuras resonantes y acoplos electromagnéticos entre ellas con una determinada configuración. Se obtenía un modelo matricial a partir de unas especificaciones dadas. Este punto es independiente de la tecnología del dispositivo. El siguiente paso, y objetivo de los próximos capítulos, será la transformación de los elementos del modelo circuital en elementos físicos cuya respuesta sea lo más similar posible. Por tanto, los valores numéricos de las matrices de acoplo estarán relacionados con las dimensiones de los elementos, y esta relación dependerá de la tecnología escogida para la fabricación de prototipos. Las principales aportaciones de la presente tesis se han basado en implementaciones en tecnología microstrip [Rebenaque et al., 2003a], [Rebenaque et al., 2004b].

Entre las características que demandan los sistemas de comunicaciones, se encuentra una mejora del aprovechamiento del limitado espectro electromagnéticos existente [Kurzok, 1966a]. Las estructuras de filtrado que incorporan ceros de transmisión en frecuencias específicas permiten obtener bandas de transición abruptas y respuestas asimétricas, con la ventaja que esto supone para mejorar la selectividad y una mejor separación de canales adyacentes [Chang and Hsu, 2002]. Las respuestas del tipo elípticas o pseudo-elípticas se adaptan a estos requisitos. Las técnicas de síntesis disponibles en la literatura para este tipo de respuestas se consideran como variaciones de la síntesis de Chebyshev para bandas de paso de rizado constante, conservando sus principales propiedades de orden, frecuencia central, ancho de banda y nivel de rizado. Estas variaciones comentadas se basan en introducir a un esquema de acoplo convencional en línea, **acoplos cruzados** entre nodos no adyacentes [Chen et al., 2003],

[Hong and Lancaster, 1996]. Los resonadores directamente acoplados presentan una intensidad de acoplo mayor que el cruzado, por lo que ese camino para la señal también se denomina directo. En la respuesta del filtro, esta modificación se trasladará con el desplazamiento de ceros de transmisión del infinito a frecuencias finitas. Estos ceros de transmisión estarán más cerca de la banda de paso del filtro cuanto mayor sea el valor del acoplo cruzado. Otras técnicas de **implementación de ceros de transmisión** en la respuesta del filtro son mediante acoplos *by – pass* [Kurzok, 1966b], o con la inserción de *stubs* en paralelo (mediante la técnica *extracted – pole* [Amari and Rosenberg, 2004c]).

Las nuevas estructuras que aporta la presente tesis se basan en un **procedimiento alternativo de implementación de ceros de transmisión** en la respuesta de pérdidas de inserción del filtro. La principal diferencia con respecto a otros diseños es que la obtención de ceros de transmisión se basa en **proveer más de un camino principal a la señal** entre los puertos de entrada y salida [Rosenberg and Amari, 2002a]. Cuando estos caminos distintos converjan en un mismo nodo, se producirá una **interferencia destructiva** que causará la anulación de la señal en determinadas frecuencias, produciendo el cero de transmisión buscado. El esquema de acoplo que representa las estructuras propuestas corresponde a un caso de topología transversal [Cameron, 2003].

La investigación sobre un esquema de acoplo sencillo que permita mejorar la respuesta de las estructuras de filtrado y su implementación en tecnología planar es el primer y principal objetivo del presente capítulo. El segundo objetivo, será que las estructuras propuestas sean sencillas, compactas, de bajo orden y permitan un diseño modular. De este modo, la generación de respuestas de mayor orden se podrá realizar poniendo en cascada secciones sencillas, y por tanto más fáciles de diseñar. Por último, el tercer objetivo será obtener la sencillez ya mencionada en el diseño del filtro. Para ello será necesario que los parámetros que controlan las principales características de la respuesta eléctrica del filtro sean fácilmente identificables y ajustables. En este contexto se propondrá una estructura que presenta la propiedad del desplazamiento de ceros (*zero – shifting property*), que permitirá controlar la posición del cero de transmisión modificando únicamente la frecuencia de resonancia de un resonador.

Para cumplir estos objetivos, a continuación se presentará el diseño de nuevos filtros planares de banda estrecha. La estructura se diseñará y fabricará en tecnología microstrip, y estará formada por pares de resonadores de lazo abierto de distinta longitud. La longitud de uno de los resonadores se ajustará para sintonizarlo a una resonancia impar dentro de la banda de operación del filtro. La longitud del otro resonador se sintonizará a la siguiente resonancia par, también dentro de la banda de operación del filtro. De este modo, las señales provenientes de ambos resonadores presentarán distinto signo al juntarse en el puerto de salida, produciendo una cancelación de energía a una determinada frecuencia e implementando un cero de transmisión en la respuesta del filtro. Se comenzará presentando un diseño de una celda básica con dos resonadores. A continuación, se presentarán dos celdas básicas en cascada operando en las primeras resonancias disponibles, que primero se optimizarán por separado y posteriormente se colocarán en cascada para mostrar como se pueden implementar filtros con respuestas de mayor orden. Se fabricarán y medirán dos prototipos para confirmar las predicciones teóricas y validar las nuevas estructuras para aplicaciones de alta selectividad.

4.2. Descripción general de la estructura

4.2.1. Estado del arte

Las aplicaciones actuales requieren dispositivos selectivos en frecuencia con bandas de transición abruptas que permitan optimizar el uso del espectro electromagnético. La selectividad se puede incrementar mediante la utilización de filtros que incorporen ceros de transmisión (o polos de atenuación) en frecuencias finitas en la respuesta de pérdidas de inserción [Hong et al., 2000], [Chambers and Rhodes, 1981].

En tecnología impresa se han desarrollado varios trabajos para incrementar la selectividad de los filtros. Por ejemplo, en [Hong and Lancaster, 2000] se presentó un filtro impreso compuesto por resonadores en lazo abierto cuadrados. En la estructura, los ceros de transmisión se obtenían por medio de clásicas interacciones de acoplos cruzados entre resonadores no adyacentes. Este trabajo se basó en otros previos [Yu and Chang, 1998], [Hong and Lancaster, 1996] donde las funciones de transferencia elípticas se sintetizaban de forma similar, combinando resonadores cuadradas de lazo abierto con acoplos cruzados entre resonadores no adyacentes. Otro ejemplo de un filtro planar basado en interacciones laterales y acoplos cruzados se presentó en [Hong and Lancaster, 1998], en este caso se colocaron resonadores tipo *hairpin* formando un cuadrado para conseguir los acoplos cruzados necesarios, y la consiguiente función de transferencia elíptica, resultando un filtro con dos ceros de transmisión.

Además de las clásicas implementaciones de ceros de transmisión mediante acoplos laterales, también se han propuesto implementaciones basadas en acoplos verticales. Un ejemplo se puede encontrar en [Yao et al., 1993], donde se sintetiza una función de transferencia elíptica de segundo orden mediante acoplo vertical de dos resonadores a través de una ranura abierta en el plano de masa común de ambas estructuras microstrip. Una estrategia similar se utiliza en [Hong and Lancaster, 1999a], donde además se muestra como conseguir distintos tipos de respuesta: chebyshev, elíptica o de fase lineal. También se presentó en [Melcon et al., 2001] un filtro de tercer orden con un cero de transmisión debido al acoplo vertical cruzado entre el primer y tercer resonador. Una técnica distinta para generar ceros de transmisión se utilizó en [Amari et al., 2001], donde la respuesta elíptica se generaba mediante stubs en $\lambda/4$. Siguiendo esta misma estrategia, pero con resonadores basados en stubs de media longitud de onda, se implementaron ceros de transmisión en [Zhu and Menzel, 2003].

4.2.2. Esquema de acoplo y funcionamiento

La estructura propuesta en este capítulo se basa en un principio diferente, evita los acoplos cruzados y el cero de transmisión se consigue implementando más de un camino principal para la señal entre los puertos de entrada y salida. Una estrategia similar se presentó en [Guglielmi et al., 2001], sin embargo, la técnica se aplicó al diseño de filtros con modos duales en tecnología de guíawonda. Se propone la extensión de esta técnica a estructuras planares microstrip, y se mostrará como se pueden conseguir filtros de microondas compactos y útiles que exhiben gran selectividad. Esta idea también se propuso en [Rosenberg and Amari, 2002a] en el contexto de nuevos posibles esquemas de acoplo para conseguir funciones de transferencia

elípticas, pero no se incluyó ninguna implementación en tecnología planar.

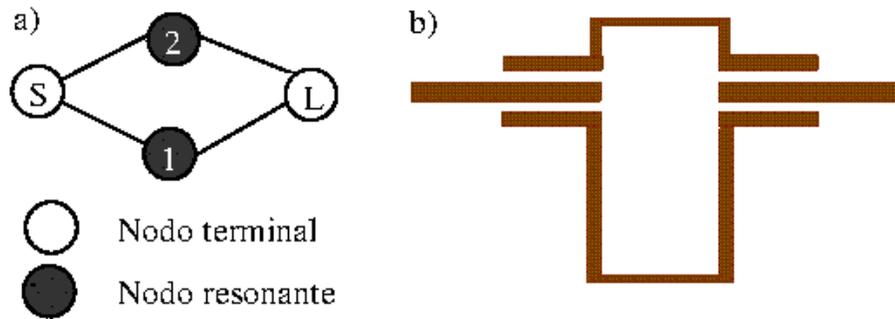


Figura 4.1: Esquema de acoplo a); y posible layout b) de la estructura en tecnología impresa (de [Rosenberg and Amari, 2002a]).

La configuración básica que se va a utilizar en este capítulo responde al esquema de acoplo mostrado en la Fig. 4.1, aunque el tramo de resonador donde se produce el acoplo se dobla hacia dentro buscando una estructura más compacta, como se observa en la Fig. 4.2. El esquema de acoplo corresponde a un caso sencillo de red transversal. Básicamente consiste en líneas de entrada y salida acopladas en una configuración paralelo a dos resonadores de lazo abierto de distintas longitudes. Un resonador se diseña para operar a una resonancia determinada de orden impar, mientras que el otro se diseña para operar a la siguiente resonancia de orden par. La interacción entre las señales de ambos caminos produce una cancelación de energía a una frecuencia dada, creando un cero de transmisión en la respuesta de pérdidas de inserción del filtro.

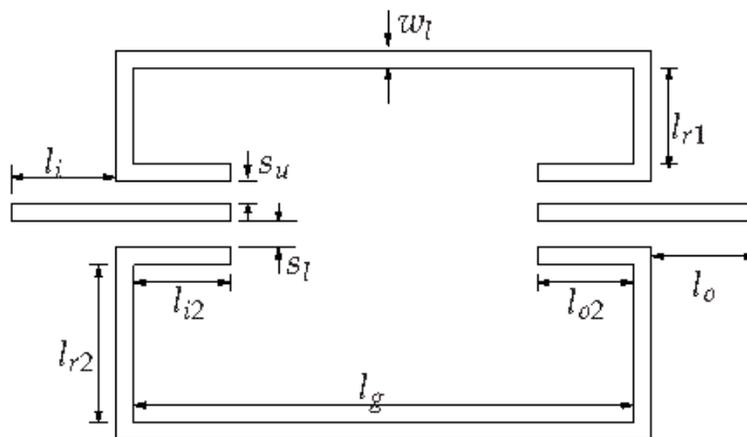


Figura 4.2: Layout del filtro de una celda básica que produce un cero de transmisión.

Los dos principales parámetros geométricos en esta estructura son la longitud de los resonadores, cuyos valores aproximados serán $N \cdot \lambda_{eff}/2$ y $(N + 1) \cdot \lambda_{eff}/2$, donde N es la resonancia seleccionada para la operación de los resonadores (no confundir con la N vista en capítulos anteriores que designaba el orden del filtro); y correspondiendo λ_{eff} a la longitud de onda central de la banda de paso del filtro. Como se ha comentado, las longitudes de los resonadores

son múltiplos **aproximados** de la longitud de onda central del filtro. Al tratarse de resonadores asíncronos, éstos no están sincronizados exactamente a la frecuencia central de operación, sino que habrá una diferencia, dada por la magnitud del elemento de la diagonal principal correspondiente (ver Sección 2.3.2). Ajustando apropiadamente estas longitudes, la cancelación de energía ocurre en la proximidad de la frecuencia central, dando como resultado una transición abrupta entre la banda de paso y la banda de corte.

En cuanto a las características eléctricas de la estructura, las longitudes l_{i2} y l_{o2} de la Fig. 4.2, junto con los gaps s_u y s_l , controlan los acoplos de entrada y salida del filtro, y se deben ajustar cuidadosamente para conseguir el ancho de banda requerido y las características deseadas dentro de la banda de paso. Como las líneas de entrada y salida están acopladas lateralmente a los resonadores, se pueden obtener unos filtros paso banda con anchos de banda relativos bastante estrechos. Asimismo, se requerirá un ajuste fino de estos acoplos para lograr el nivel requerido de pérdidas de inserción.

En lo que respecta a la selección del valor de N (orden de la resonancia a la cual opera los resonadores), hay que considerar dos aspectos principales:

- *Las pérdidas de inserción de la estructura junto con el tamaño de los resonadores.* Valores altos de N requieren resonadores eléctricamente largos. Esto produce un mejor control de la geometría para filtros en ondas milimétricas, donde las dimensiones son muy pequeñas. Por contra, la respuesta de pérdidas de inserción del filtro se deteriora conforme aumenta N . En los diseños prácticos que se han llevado a cabo en tecnología microstrip, hemos experimentado un incremento de 1,4 dB de pérdidas de inserción de la estructura cada vez que el orden de la resonancia N se incrementaba en una unidad.
- *El caso especial que se produce cuando $N = 1$.* En este caso la estructura resulta más compacta, la longitud completa de uno de los resonadores de lazo es de sólo $\lambda_{eff}/2$. Esto significa que las longitudes del acoplo entrada/salida, l_{i2} y l_{o2} de la Fig. 4.2 deben ser considerablemente menores que $\lambda_{eff}/2$. Como resultado los coeficientes de acoplo entrada/salida que se pueden obtener mediante esta configuración son relativamente pequeños.

Se puede concluir que si la cantidad de acoplo entrada/salida no es suficiente para una determinada aplicación, se requiere un diseño con $N = 2$. Además, se pueden escoger valores mayores de N si se necesita ganar control sobre las dimensiones geométricas de los resonadores, a costa de pérdidas de inserción adicionales.

Finalmente, se pueden obtener respuestas de filtros de mayor orden por medio de la conexión en cascada de varias celdas básicas, como la mostrada en la Fig. 4.2, junto con una sencilla optimización. Debido a la configuración en línea, las distintas secciones del filtro tienen muy poca influencia en el resto de secciones [Amari, 2000]. Esta propiedad permite optimizar cada sección por separado, con la consiguiente interconexión entre las distintas secciones, reduciendo o minimizando el ajuste final de la estructura completa. A continuación se describirá el proceso de diseño para una celda básica como la mostrada en la Fig. 4.2, y se mostrará como

las celdas básicas se pueden situar en cascada con dos configuraciones distintas para producir ceros de transmisión en uno o ambos lados de la banda de paso del filtro. Cada una de las alternativas puede ser más conveniente dependiendo de la aplicación concreta y las necesidades concretas de rechazo en uno o ambos lados de la banda de paso.

4.3. Proceso de diseño

Para el diseño de la estructura mostrada en la Fig. 4.2, la anchura de las líneas de entrada y salida se elige para sintetizar líneas microstrip de 50Ω . A continuación, la longitud de los resonadores se calcula para sintonizar las resonancias impar y la siguiente par requeridas, próximas a la frecuencia central del filtro (se recuerda que se trata de resonadores asíncronos). Para el diseño de los resonadores de lazo, la longitud de las líneas de acoplo (l_{i2} y l_{o2}), así como la anchura de los gaps (s_w y s_l), se debe seleccionar cuidadosamente para conseguir el acoplo de señal requerido (ancho de banda del filtro). En los ejemplos que se verán en los apartados posteriores del presente capítulo, se ha seleccionado una anchura de gap de $s_w = s_l = 0,2$ mm, de modo que el proceso de fabricación no se vuelva crítico. Además, para implementar el esquema de acoplo establecido, los resonadores no se deben acoplar entre ellos, ni tampoco los puertos de entrada y salida, para lo cual se debe escoger una separación suficiente entre dichas líneas de entrada y salida.

Un vez tenidas en cuenta las consideraciones anteriores, el último paso en la optimización de la estructura final mostrada en la Fig. 4.2 será el ajuste final de la longitud de los resonadores, para lo cual se actuará sobre las longitudes de las ramas indicadas como l_{r1} y l_{r2} en la misma figura. La relación entre estas dos longitudes controlará la posición del cero de transmisión, así como el nivel del coeficiente de reflexión dentro de la banda de paso (nivel de rizado). Esta es una propiedad interesante de la configuración propuesta, introducida en [Rosenberg and Amari, 2002a] como *propiedad de desplazamiento de ceros (zero shifting property)*, puesto que la posición del cero de transmisión se puede ajustar de forma sencilla, como se verá con mayor detalle a continuación.

4.3.1. Propiedad de desplazamiento de ceros

Un propiedad interesante del esquema de acoplo presentado en Fig. 4.1(a) es la posibilidad de desplazar la posición de los ceros de transmisión de uno a otro lado de la banda de paso simplemente ajustando las frecuencias de resonancia de los resonadores (por ejemplo, variando l_{r1} o l_{r2}), sin modificar los coeficientes de acoplo. Este desplazamiento en frecuencia dependerá de varios factores, como la frecuencia de resonancia de trabajo del resonador o del sustrato. Así, por ejemplo, para un sustrato Duroid RO-4003 (anchura $H = 1,1$ mm y $\epsilon_R = 3,38$), operando en la primera resonancia posible ($N = 1$), una variación de l_{r1} de 0,2 mm supondrá un desplazamiento de 10 MHz. Para resonancias de mayor orden, sería necesaria una variación geométrica más significativa cuanto mayor sea el orden (mayor N), para conseguir el mismo desplazamiento en frecuencia.

A continuación se mostrarán dos ejemplos concretos de filtros paso banda de segundo

orden, que siguen el esquema de acoplo mostrado en la figura Fig. 4.1(a), para ilustrar la propiedad de desplazamiento de ceros. El primer ejemplo implementará un cero de transmisión bajo la banda de paso, mientras que el segundo se optimizará para implementar el cero de transmisión por encima de la banda paso, ambos con similares características y utilizando las primeras resonancias disponibles para conseguir estructuras compactas. Las especificaciones de los filtros son: frecuencia central de 1,42 GHz, pérdidas de retorno menores de 20 dB, ancho de banda de 20 MHz y posición del cero de transmisión en 1,4 GHz para el caso con el cero bajo la banda de paso; y 1,44 GHz para el caso con el cero de transmisión por encima de la banda de paso.

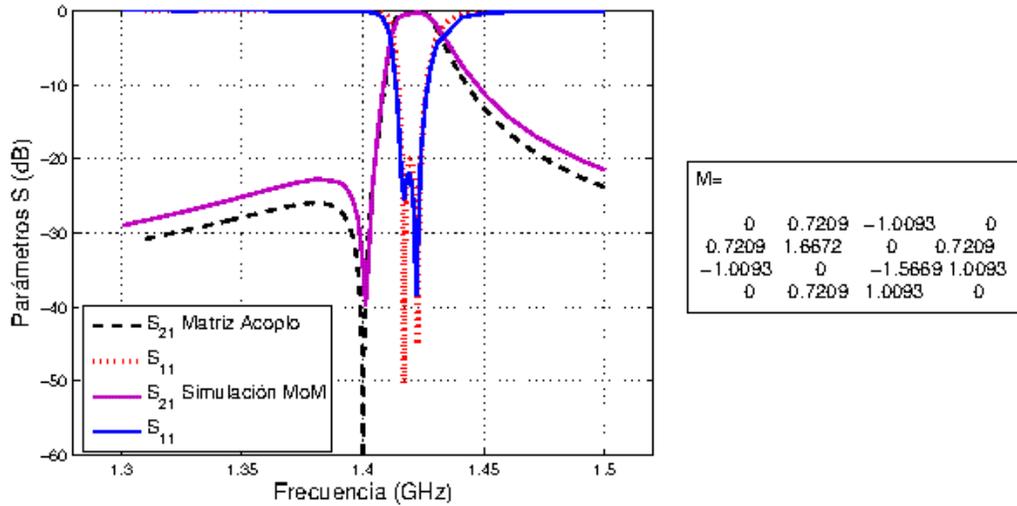


Figura 4.3: Respuesta básica de un filtro con un cero de transmisión bajo la banda de paso. Las dimensiones son: $l_1 = l_o = 8$ mm, $l_{i2} = l_{o2} = 10,4$ mm, $l_g = 29$ mm, $w_l = 2,5$ mm, $l_{r1} = 3,15$ mm, $l_{r2} = 35,40$ mm y $s_u = s_l = 0,2$ mm. El sustrato presenta una $\epsilon_R = 3,38$ y una anchura $H = 1,1$ mm.

Las dimensiones que se incluyen en la leyenda corresponden a las indicadas en la Fig. 4.2. Se observa como modificando únicamente la relación entre las longitudes de los resonadores (para conseguir las mismas características dentro de la banda de paso), se desplaza el cero de transmisión de un lado a otro de la banda de paso. En cuanto al sustrato, se trata de un Duroid RO-4003 (anchura $H = 1,1$ mm y $\epsilon_R = 3,38$). Las gráficas muestran los resultados de los parámetros S obtenidos mediante una simulación de onda completa basada en el método de los momentos con el software ADS ©, comparando con la respuesta obtenida utilizando la teoría de la matriz de acoplo revisada en el Capítulo 3, junto con los elementos de la matriz **M** correspondiente a cada caso.

El excelente acuerdo entre ambos tipos de medidas (simulación de onda completa y respuesta circuital basada en la matriz de acoplo $N + 2$), confirma que la estructura propuesta corresponde a un esquema transversal (mostrado en la Fig. 4.1a)). Además, si se presta atención a los valores de la matriz **M** en cada caso, se comprueba que prácticamente coinciden en ambos casos (como era de esperar, puesto que la mayoría de las dimensiones físicas son idénticas), excepto en los elementos no nulos de la diagonal principal. La diferencia en estos

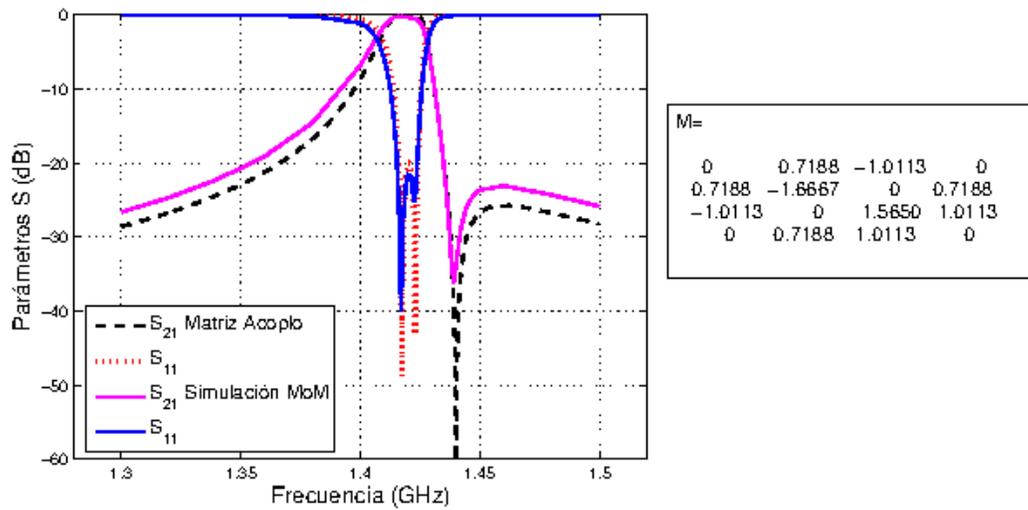


Figura 4.4: Respuesta básica de un filtro con un cero de transmisión sobre la banda de paso. Las dimensiones son: $l_1 = l_o = 8$ mm, $l_{12} = l_{o2} = 10,4$ mm, $l_g = 29$ mm, $w_l = 2,5$ mm, $l_{r1} = 3,35$ mm, $l_{r2} = 34,65$ mm y $s_u = s_l = 0,2$ mm. El sustrato presenta una $\epsilon_R = 3,38$ y una anchura $H = 1,1$ mm.

elementos (M_{11} y M_{22}) se corresponde con la variación en la resonancia de operación de cada resonador al modificar su longitud (dimensiones l_{r1} y l_{r2} , como se puede comprobar en la leyenda de la figuras). Además, esta variación confirma la propiedad de desplazamiento de ceros, puesto que el cero de transmisión presente en cada caso también varía su posición como se había previsto. Por último señalar que los elementos de la 2ª fila y columna de la matriz representan los acoplos que presenta el resonador sintonizado a aproximadamente λ_{eff} , que además produce el signo positivo en el acoplo M_{S1} puesto que el camino recorrido por la señal es su longitud de onda. Por otra parte, los elementos de la 3ª fila y columna de la matriz, representan los acoplos del resonador sintonizado en $\lambda_{eff}/2$, cuyo signo en el caso del acoplo M_{S2} tiene un signo negativo, como corresponde a la longitud recorrida por la señal en este caso.

4.3.2. Características de la banda de paso

La estructura propuesta también permite modificar las características de la banda de paso. Si se pretende obtener un menor nivel de pérdidas de retorno, se puede conseguir ajustando las longitudes de los resonadores para acercar los dos polos. Como consecuencia, disminuirá el ancho de banda del filtro puesto que también se producirá un acercamiento del cero de transmisión. Por otra parte, se puede aumentar el ancho de banda y mejorar las pérdidas de retorno del filtro aumentando los coeficientes de acoplo. En este caso, las características de la banda rechazada del filtro empeorarían y el cero de transmisión se alejaría de la banda de paso.

Sin embargo, se puede conseguir un control independiente de las características paso banda y la posición del cero de transmisión actuando sobre los acoplos de entrada y salida. Por ejemplo, si se incrementa el acoplo de entrada/salida disminuyendo los gaps s_u y s_l , entonces el ancho de banda aumentará. Además, se puede conseguir un control independiente del nivel

de pérdidas de retorno variando asimétricamente los gaps s_u y s_l . Para ilustrar este efecto, la Fig. 4.5 muestra la respuesta del filtro de la Fig. 4.4 para tres conjuntos de valores diferentes de s_u y s_l . Se puede comprobar que la posición del cero de transmisión es esencialmente la misma en todos los casos. También es similar el nivel de pérdidas de retorno en la banda de paso (menor de 20 dB), pero tanto la frecuencia central como especialmente el ancho de banda relativo del filtro ha variado, desde el 0,85% ($s_u = 0,29$ mm y $s_l = 0,30$ mm) hasta el 2,5% ($s_u = 0,11$ mm y $s_l = 0,10$ mm).

$$M_{data1} = \begin{pmatrix} 0 & 0,72 & -1,01 & 0 \\ 0,72 & -1,67 & 0 & 0,72 \\ 1,01 & 0 & 1,56 & 1,01 \\ 0 & 0,72 & 1,01 & 0 \end{pmatrix}; \quad M_{data2} = \begin{pmatrix} 0 & 0,72 & -1,01 & 0 \\ 0,72 & -1,67 & 0 & 0,72 \\ 1,01 & 0 & 1,56 & 1,01 \\ 0 & 0,72 & 1,01 & 0 \end{pmatrix}; \quad (4.1)$$

$$M_{data3} = \begin{pmatrix} 0 & 0,71 & -1,02 & 0 \\ 0,71 & -1,66 & 0 & 0,71 \\ 1,02 & 0 & 1,55 & 1,02 \\ 0 & 0,71 & 1,02 & 0 \end{pmatrix};$$

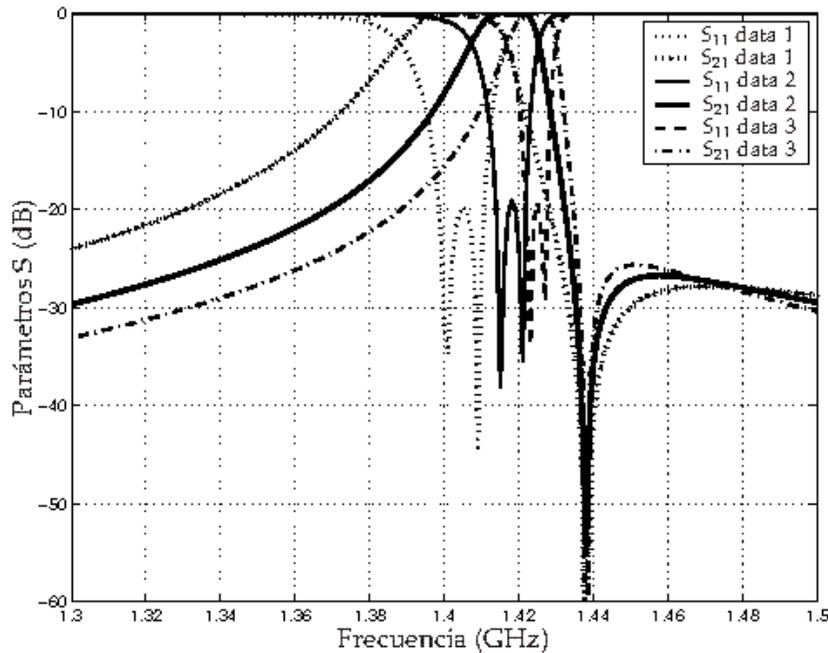


Figura 4.5: Respuesta del filtro utilizando simulación *full wave* para la estructura de la Fig. 4.3 cuando los acoplos de entrada salida se ajustan asimétricamente, mostrando control independiente del ancho de banda, nivel de pérdidas de retorno y posición del cero de transmisión: data1: $s_u = 0,11$ mm, $s_l = 0,10$ mm; data2: $s_u = s_l = 0,20$ mm; data3: $s_u = 0,29$ mm, $s_l = 0,30$ mm.

Los elementos de las matrices de acoplo mostradas, son prácticamente iguales en todos los casos. Como se ha indicado, en cada caso varía la frecuencia central y el ancho de banda, por

lo que el prototipo paso-bajo permanece inalterado, lo que explica los resultados obtenidos. La magnitud del acoplo de señal será más significativa en el tercer caso (*data3*), y más débil en el primer caso (*data1*), sin embargo, para situar el cero de transmisión a una distancia relativa similar, lo que será determinante es la relación entre los acoplos M_{S1} y M_{S2} en cada caso, que, como se muestran los resultados, permanece similar.

4.3.3. Obtención de respuestas de mayor orden

Una vez se ha diseñado el filtro sencillo y se conoce su funcionamiento, el siguiente paso será la conexión en cascada de de dos celdas unidad para obtener respuestas de mayor orden en una estructura compacta. La conexión en cascada de dos estructuras básicas (como muestra la Fig. 4.6) permite la obtención simultánea de mejores características de ancho de banda y selectividad. Las dos estructuras básicas, cuyas respuestas se muestran en las figuras Fig. 4.3 y Fig. 4.4, se usarán como punto de partida para el diseño de filtros paso banda más complejos de cuarto orden. Si dos celdas unidad del tipo mostrado en la Fig. 4.4 se colocan en cascada, entonces se obtiene un filtro de cuarto orden. Destacar que en este caso, la geometría es completamente simétrica de la entrada a la salida, y que los ceros de transmisión debido a ambas celdas unidad se localizarán en el mismo lado de la banda de paso. Se puede proponer un diseño alternativo si se coloca en cascada una celda unidad del tipo mostrando en la Fig. 4.3, y a continuación una celda unidad del tipo de la Fig. 4.4. Esta última estructura se puede utilizar para obtener un rechazo alto a ambos lados de la banda de paso, puesto que entonces se obtendrá una función de transferencia pseudo-elíptica con un cero de transmisión a cada lado de la banda de paso. Por contra, se incrementa la complejidad del diseño, puesto que esta última propuesta conduce a un estructura no simétrica.

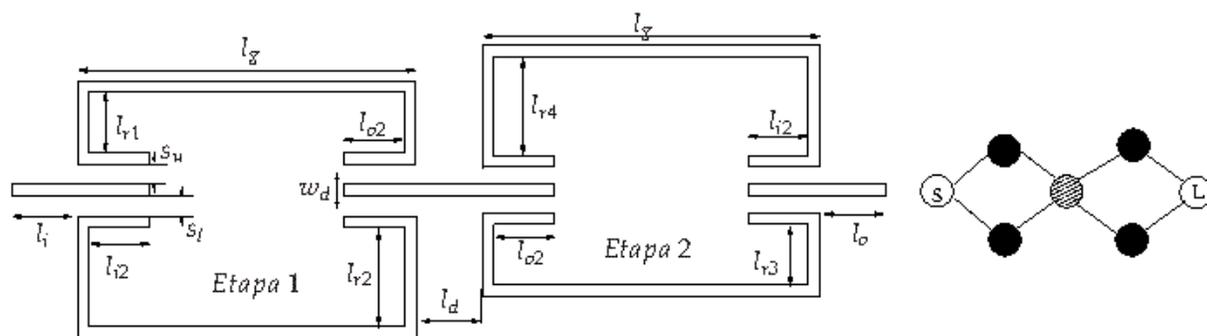


Figura 4.6: Filtro con dos celdas básicas unidad conectadas en cascada: layout (izquierda) y esquema de acoplo(derecha). Las dimensiones comunes para los filtros del presente capítulo son: $l_i = l_o = 8$ mm, $l_{r1} = l_{o1} = l_{r2} = l_{o2} = 10,4$ mm, $l_g = 34$ mm, $w_l = 2,5$ mm y $s_u = s_l = 0,2$ mm. El sustrato presenta una $\epsilon_R = 3,38$ y una anchura $H = 1,1$ mm.

Puesto que ya se han optimizado las celdas básicas unidad, el proceso de implementación del filtro de cuarto orden únicamente implicará la optimización de dos nuevos parámetros. El primero será la distancia entre los dos conjuntos de resonadores (ver l_d en la Fig. 4.6). Para la configuración simétrica, esta longitud se puede ajustar para controlar el balance entre los

dos pares de resonancias producidas por cada celda unidad. El otro parámetro importante es la anchura de la línea de acoplo que une ambas celdas unidad (w_d en la Fig. 4.6). Para la configuración simétrica, esta anchura se puede decrementar para ajustar apropiadamente el acoplo entre los dos conjuntos de resonancias. Ajustando esta anchura, se puede conseguir un filtro final de rizado prácticamente constante a lo largo de toda la banda de paso. Este último paso simplifica considerablemente la optimización de filtros con respuestas de mayor orden, ya que sólo se deben optimizar dos nuevos parámetros en cada paso.

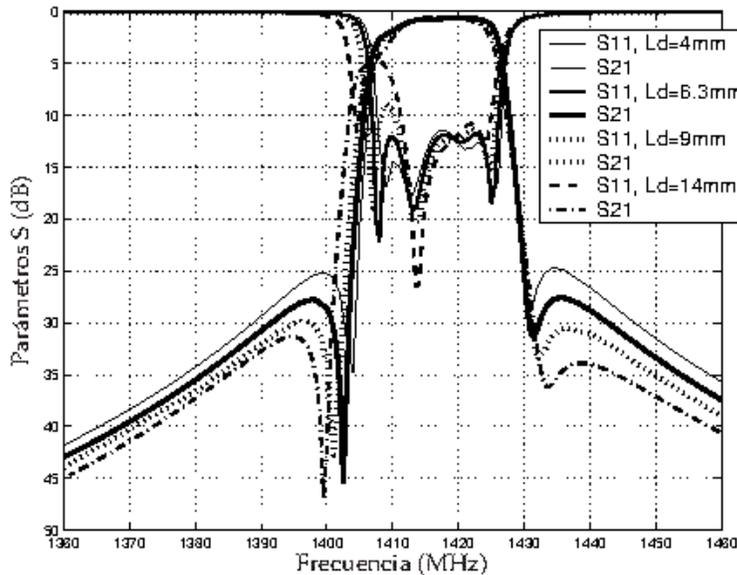


Figura 4.7: Efecto de la variación de la distancia entre los dos conjuntos de resonadores: l_d .

Para la configuración no simétrica, la optimización final implica también el ajuste de los mismos parámetros geométricos. Sin embargo, debido a la naturaleza no simétrica de la estructura, los efectos de ambos, l_d y w_d , se encuentran acoplados. Para ilustrar este comportamiento, la Fig. 4.7 y la Fig. 4.8 muestran la respuesta del filtro cuando l_d y w_d varían, respectivamente. Como se puede ver en la Fig. 4.7, la variación de l_d no sólo afecta el balance entre los dos pares de resonancias, sino también al acoplo entre ellas. Además, como se comprueba en la gráfica, l_d también afecta al valor de rechazo que se logra fuera de la banda de paso (mejor rechazo) se logra aumentando la longitud l_d . Por el contrario, se obtienen mejoras en las pérdidas de retorno dentro de la banda de paso reduciendo l_d . El ajuste final de esta longitud se debe realizar teniendo en cuenta este compromiso. Asimismo, en la Fig. 4.8 también se puede observar que w_d no solo afecta el acoplo entre los conjuntos de resonadores y el balance entre ellos, sino también afecta la transición hasta la banda rechazada sobre y bajo la banda de paso. Ajustando apropiadamente w_d , se pueden situar los ceros de transmisión simétricamente con respecto a la banda de paso y así obtener un grado de rechazo similar sobre y bajo la banda de paso del filtro.

La línea gruesa de la Fig. 4.7 y Fig. 4.8 representan la estructura final optimizada. Se puede observar que ajustando l_d y w_d , se pueden conseguir unas características de rizado constante en la banda de paso, junto con ceros de transmisión simétricos a ambos lados de la banda de

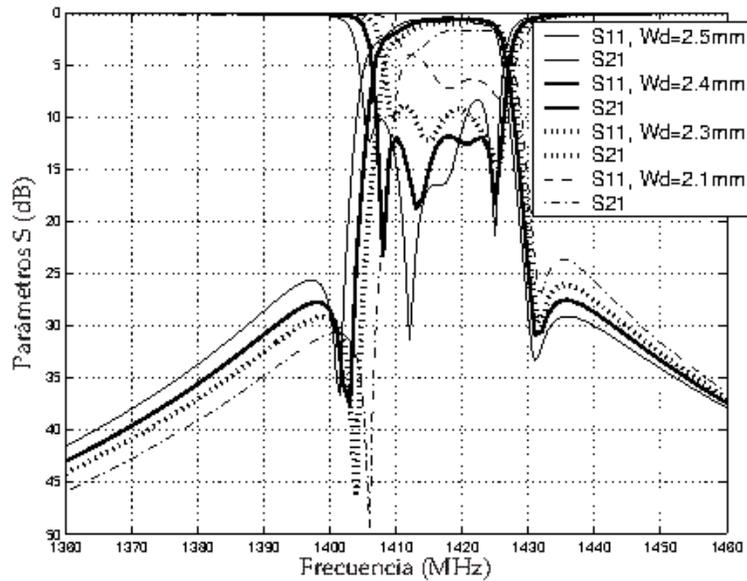


Figura 4.8: Efecto de la variación de la anchura de la línea de acoplo: w_d .

paso, con un rechazo máximo de -27 dB en banda rechazada debido al efecto de los ceros de transmisión. A pesar de tratarse de una compleja estructura no simétrica, el ajuste de estos dos parámetros conduce a un filtro con respuesta pseudo-elíptica y de rizado constante, con alta selectividad y ceros de transmisión situados simétricamente a ambos lados de la banda de paso.

4.4. Resultados

La herramienta electromagnética de onda completa usada para la simulación y optimización de los filtros ha sido el software ADS ©. Para comprobar experimentalmente la validez de los diseños realizados, se han fabricado varios prototipos, empezando por una etapa sencilla. Del mismo modo se ha trabajado con resonadores operando tanto en la primera resonancia, como en resonancias de mayor orden, y se han utilizado distintos sustratos.

4.4.1. Prototipo 1: ejemplo de segundo orden

El primer prototipo fabricado es un filtro de segundo orden de una etapa, con dos resonadores operando en las resonancias de orden $N = 5$ y $N = 6$ respectivamente. La estructura se ha optimizado siguiendo los pasos dados a lo largo del presente capítulo. El orden de las resonancias se ha escogido de esa magnitud para conseguir la longitud de acoplo máxima en las líneas de entrada/salida, de aproximadamente $\lambda/4$ [Matthaei et al., 1980]. La estructura se ha fabricado en un sustrato TMM-4 ($\epsilon_r = 4,5$ y anchura $H = 0,51$ mm). El layout final así como sus dimensiones físicas se muestran en la leyenda de la Fig. 4.9.

Los resultados de las medidas de la estructura y las simulaciones realizadas durante el diseño se han comparado para las respuestas en reflexión y transmisión del filtro. Los resulta-

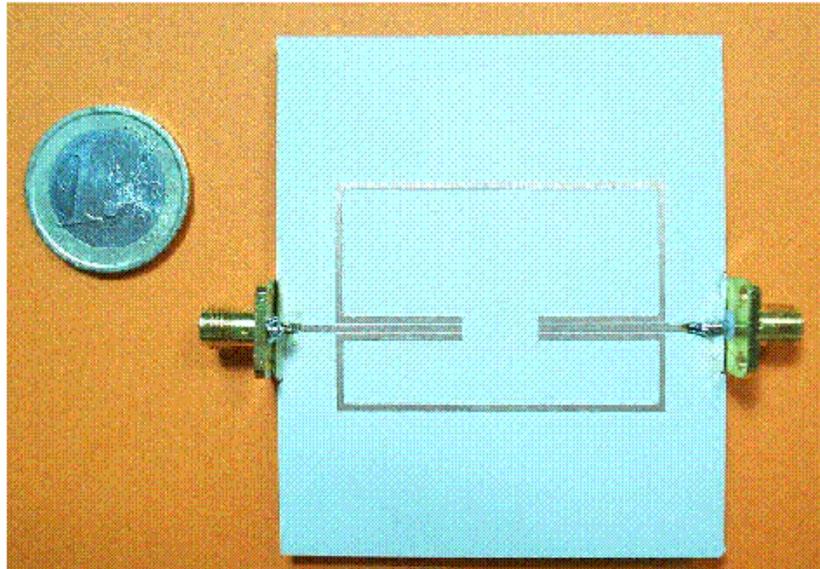


Figura 4.9: Foto del filtro prototipo fabricado. Las dimensiones según la Fig. 4.2 son: $l_i = l_o = 8$ mm, $l_{r2} = l_{o2} = 16,0$ mm, $l_g = 42$ mm, $w_l = 1,0$ mm, $l_{r1} = 8,4$ mm, $l_{r2} = 16,7$ mm y $s_u = s_l = 0,2$ mm. El sustrato presenta una $\epsilon_R = 4,5$ y una anchura $H = 0,51$ mm.

dos de simulación se han obtenido con el módulo *Momentum* [Michalski and Mosig, 1997] de la herramienta *HP – ADS*; mientras que las medidas se tomaron con un analizador de redes vectorial modelo *HP – 8720 – ES*. En la Fig. 4.10 se comparan ambos resultados de parámetros de scattering del filtro, donde se ha tomado un rango de frecuencias muy amplio para poder visualizar las distintas resonancias de los resonadores que componen el filtro. Se observa una buena concordancia entre ambos resultados, excepto por un desplazamiento en frecuencia de unos 50 MHz. Además, como se han utilizado las resonancias de orden alto ($N = 5$ y $N = 6$) para optimizar la banda de paso del filtro, también se muestran las resonancias inferiores bajo la banda de paso, con los consecuentes ceros de transmisión que producen. En concreto, la resonancia de orden inferior más cercana a la banda de interés se sitúa a unos 3,9 GHz. La optimización del prototipo con $N = 1$ habría decrementado las dimensiones total del filtro, en comparación con las mostradas en la Fig. 4.9.

Los resultados medidos muestran unas pérdidas de inserción de 2,24 dB, un ancho de banda relativo del filtro de 1,38 % y una frecuencia central de 4,45 GHz. El nivel de pérdidas de retorno se mantiene por debajo de los 10 dB. Como se esperaba, los dos resonadores producen una respuesta del filtro con dos polos y una transición abrupta debida a la presencia del cero de transmisión en 4,2 GHz. El filtro mostrado en la Fig. 4.9 es la primera implementación en tecnología planar del esquema de acoplo mostrado en la Fig. 4.2(a), presentando un cero de transmisión basado en interferencia destructiva de señales que se propagan sobre dos caminos principales, lo que dió lugar a la comunicación [Rebenaque et al., 2003a].

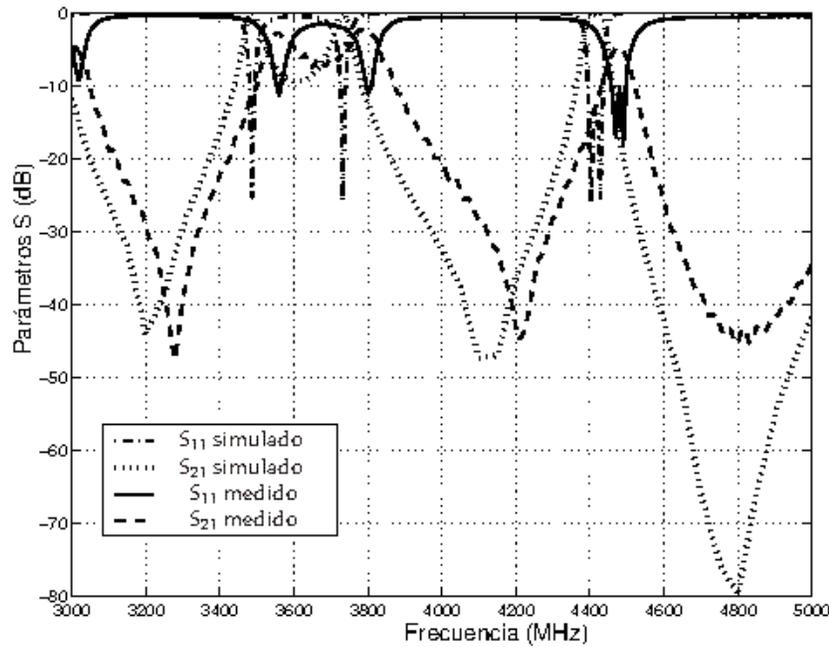


Figura 4.10: Parámetros de scattering simulados y medidos para un filtro de una etapa sencilla, operando en la resonancia $N = 5$. Las dimensiones se muestran en la Fig. 4.9

4.4.2. Filtros de cuarto orden

Una vez se ha diseñado, fabricado y testeado satisfactoriamente la configuración con un filtro sencillo, el siguiente paso será colocar en cascada dos celdas unidad para obtener una respuesta de mayor orden en una estructura compacta. Las dos estructuras básicas, cuyas respuestas en frecuencia se pueden observar en las Fig. 4.3 y Fig. 4.4 se usarán como punto de partida para el diseño de filtros paso banda más complejos, de cuarto orden. Las estructuras también se han optimizado siguiendo las directrices que se han descrito anteriormente a lo largo del capítulo, que esencialmente implican la optimización de la longitud y anchura de línea adicional que conecta las dos celdas unidad básicas (l_d y w_d de la Fig. 4.6). En este caso, para el diseño final se han utilizado dos celdas unidad que operaban en la primera y segunda resonancia de la estructura ($N = 1$). Además, ahora se ha utilizado un sustrato diferente para el proceso de fabricación, concretamente un *Duroid RO - 4003* ($\epsilon_R = 3,38$ y espesor $H = 1,1\text{mm}$).

Se ha diseñado un primer filtro colocando en cascada dos celdas unidad idénticas del tipo mostrado en la Fig. 4.4 para obtener una respuesta asimétrica con ceros de transmisión sobre la banda de paso. Además, se ha diseñado un segundo filtro de cuarto orden, usando una celda unidad del tipo mostrado en la Fig. 4.3 y otra celda del tipo mostrado en la Fig. 4.4. En este segundo caso, el objetivo será obtener un cero de transmisión a cada lado de la banda de paso. Las dimensiones comunes a ambos diseños se muestran en la leyenda de la Fig. 4.6. En ambos casos, el aspecto final del hardware fabricado obtenido mediante la conexión en cascada de dos celdas será muy similar (apenas hay unas décimas de milímetro de diferencia) y se muestra en la Fig. 4.11.

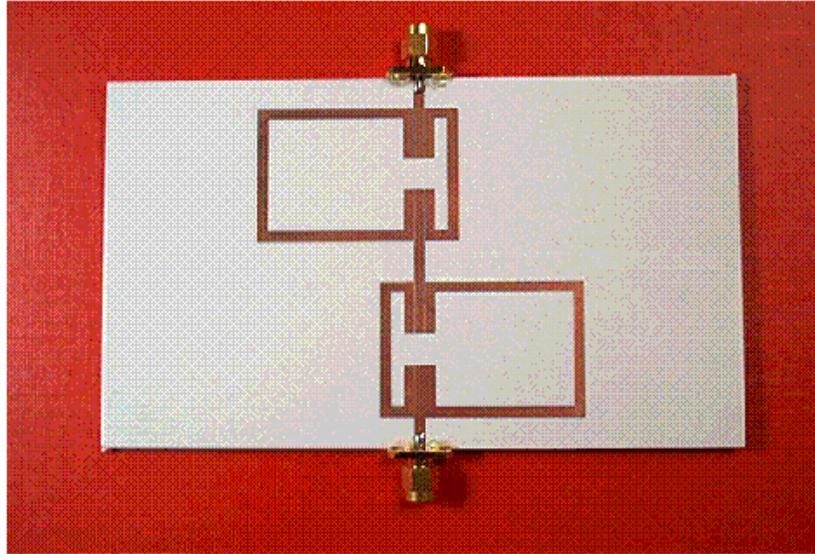


Figura 4.11: Imagen del filtro fabricado obtenido mediante la conexión en cascada de dos celdas unidad básicas.

Para el primer diseño, ambos conjuntos de resonadores de lazo son iguales, y las dimensiones de la ramas según muestra la Fig. 4.6, tendrán los siguientes valores: $l_{r1} = l_{r3} = 3,35$ mm, y $l_{r2} = l_{r4} = 34,65$ mm, con $w_d = 2,4$ mm.

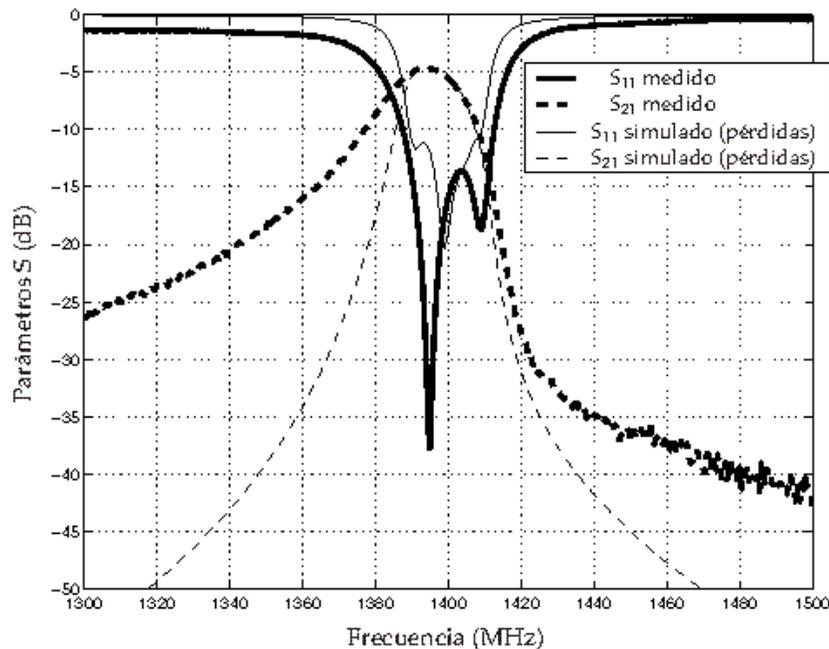


Figura 4.12: Parámetros de scattering simulados y medidos para un filtro paso banda de cuarto orden con ceros de transmisión sobre la banda de paso. Las simulaciones se han realizado incluyendo pérdidas en metal y sustrato: $\sigma = 10^{11}$ S/m y $\tan\delta = 0,0027$.

El segundo filtro será una estructura no simétrica donde se busca una respuesta pseudo-elíptica. Las dimensiones para este caso variarán para la celda básica en segundo lugar, siendo ahora $l_{r3} = 3,15$ mm, y $l_{r4} = 35,40$ mm, de nuevo $w_d = 2,4$ mm. Como se puede apreciar, la relación entre las longitudes de los resonadores se ha incrementado para esta segunda celda unidad, lo cual produce el paso del cero de transmisión de un lado al otro de la banda de paso. Por último, la distancia entre las dos celdas unidad (l_d) propuesta es de 10,6 mm para el primer caso, y de 6,3 mm para el segundo filtro.

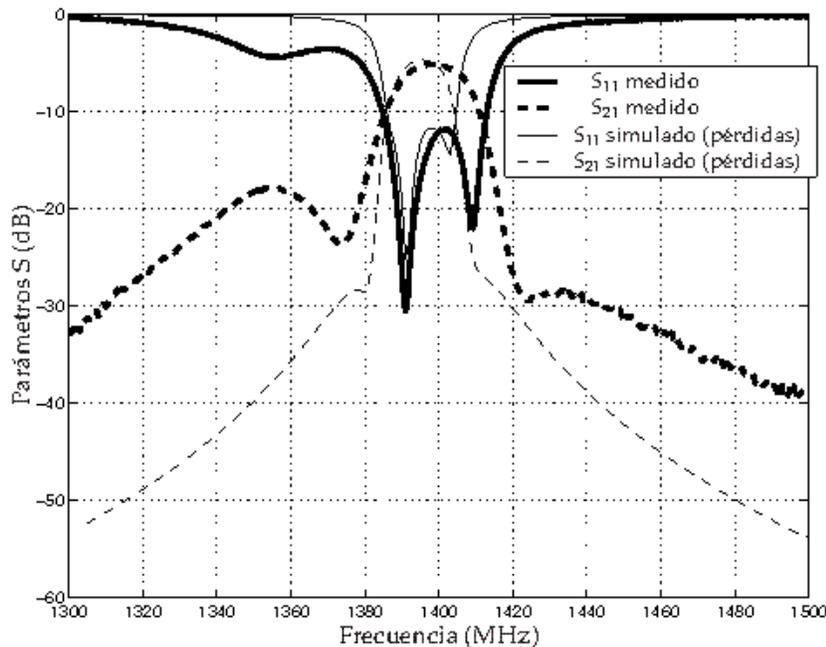


Figura 4.13: Parámetros de scattering simulados y medidos para un filtro paso banda de cuarto orden pseudo-elíptico. Las simulaciones se han realizado incluyendo pérdidas en metal y sustrato: $\sigma = 10^{11}$ S/m y $\tan\delta = 0,0027$.

Los resultados obtenidos se muestran en la Fig. 4.12 para el primer diseño, y en la Fig. 4.13 para el segundo diseño. Las figuras muestran los resultados medidos en comparación con las predicciones teóricas obtenidas mediante simulación el software *HP – ADS*. En las figuras, las simulaciones obtenidas incluyen pérdidas tanto en el dieléctrico como en la partes metálicas de la estructura (conductividad finita). Los resultados medidos se parecen razonablemente a las predicciones. La respuesta medida muestra un mayor ancho de banda del esperado, y menor selectividad en la banda rechazada. En el caso del filtro con dos ceros de transmisión por encima de la banda de paso, éstos deberían situarse en la misma posición en frecuencia. Sin embargo, se ha producido un desplazamiento al plano complejo, dando como resultado un par de ceros conjugados, como muestra la pendiente mostrada en la figura. Esto se cree que se debe a las pequeñas asimetrías introducidas en el proceso de fabricación. El estudio de los efectos de los ceros de transmisión en el plano complejo se deja para posteriores capítulos.

En cuanto a las gráficas de resultados, las diferencias pueden ser debidas a que el software asume un material dieléctrico infinito, y especialmente a las imperfecciones del proceso de

prototipado (que se realizó con una máquina *LPKF Protomat – C30S*). Al tratarse de prototipos complejos de cuarto orden y operar en las primeras resonancias disponibles, estos efectos son más significativos.

Finalmente resaltar que los diseños e implementaciones presentados en esta sección corresponden a los primeros prototipos de filtros paso banda compuestos por conexión directa de dos celdas como las mostradas en la Fig. 4.1, lo que dió lugar a la comunicación [Rebenaque et al., 2003b].

4.5. Conclusiones

En el presente capítulo se han presentado **nuevas estructuras de filtrado que muestran gran selectividad**, realizadas en tecnología microstrip. A diferencia de los diseños tradicionales, **se implementa un cero de transmisión proveyendo más de un camino principal a la señal entre los puertos de entrada y salida**, de modo que pueda tener lugar una interferencia destructiva que de lugar al ya mencionado cero de transmisión.

La **estructura básica** utilizada para implementar los novedosos filtros paso banda parte de un sencillo esquema de acoplo. **Consiste en conjuntos de dos resonadores de lazo abierto operando a resonancias distintas**, una par y otra impar. En el diseño de estos resonadores se escogen longitudes distintas para cada uno, de modo que resuenen a la frecuencia correspondiente (formando la banda de paso del filtro) y que **la oposición de fases debida a la distinta resonancia de operación** de cada resonador ocurra próxima a la banda de paso. Así, se **consigue implementar un cero de transmisión en la respuesta en frecuencia del filtro** y el consiguiente aumento de selectividad.

A partir de la estructura propuesta, surgen nuevos objetivos para su validación en aplicaciones prácticas, como son establecer relaciones sencillas entre los parámetros geométricos y físicos que permitan la síntesis de respuestas apropiadas; obtención de respuestas de mayor orden con relativa sencillez y fabricación de prototipos.

Para cumplir estos objetivos, se recurre previamente al estudio de predicciones teóricas mediante la simulación con el software comercial *HP – ADS*. En este paso, también se han intentado **relacionar las características más importantes de la respuesta en frecuencia con parámetros físicos de la estructura en tecnología microstrip**. En este contexto, se ha explicado y validado la *propiedad de desplazamiento de cero* que presenta la estructura propuesta, así como sus características en la banda de paso.

Una vez comprendido el funcionamiento de una celda unidad, el siguiente objetivo era comprobar si se podían **generar respuestas de mayor orden mediante la colocación en cascada de varias de éstas celdas básicas**. Además, se ha confirmado la deseable optimización por separado de cada una de las celdas unidad para facilitar el diseño de estructuras finales complejas. Para ello, se han propuesto dos configuraciones distintas que permiten optimizar la selectividad según demande una determinada aplicación.

Finalmente, **la fabricación de prototipos confirma la aplicación práctica** de las estructuras propuestas. Se puede concluir que se han propuesto, diseñado, fabricado y medido configuraciones sencillas, así como filtros más complejos, operando en resonancias de distinto orden y prototipos fabricados con distintos sustratos. Las medidas obtenidas confirman la validez y utilidad de las configuraciones propuestas.

Por último, resaltar que las principales directrices de diseño, relación entre los parámetros físicos y la respuesta en frecuencia de la estructura, así como las implementaciones y resultados finales descritos a lo largo del presente capítulo, han sido recogidos en la publicación [Rebenaque et al., 2004a].

Síntesis, diseño e implementación de filtros microstrip con ceros de transmisión

5.1. Introducción

En los capítulos anteriores, por un lado se ha revisado el proceso de síntesis basada en la matriz de acoplo para redes selectivas en frecuencia de dos puertos usando estructuras resonantes y acoplos electromagnéticos entre ellas con una determinada configuración. Por otro lado, se ha presentado un esquema de acoplo transversal, y se ha propuesto una nueva estructura de filtrado implementada en tecnología microstrip que cumple los requisitos de la síntesis basada en la matriz de acoplo. Un aspecto importante de los filtros propuestos, era la topología basada en pares de resonadores de lazo abierto operando en distintas resonancias. Asimismo, se han presentado de forma cualitativa los principales parámetros geométricos que controlan la respuesta en frecuencia de las estructuras presentadas.

El siguiente paso de la presente tesis, será profundizar y continuar con el desarrollo de estas novedosas estructuras de filtrado en tecnología microstrip para aplicaciones de alta selectividad. Para ello se propondrán nuevas topologías de resonadores, que mantengan las ventajas ya vistas: propiedad de desplazamiento de ceros, características conocidas de la banda de paso y que permitan optimización independiente; y que además presenten ventajas adicionales en tamaño y ancho de banda. Además, se pretende establecer una relación cuantitativa entre los parámetros geométricos de los resonadores y la características frecuenciales del filtro final, de modo que el proceso de diseño de filtros se realice de forma rápida y sistemática. Por tanto, a partir de unas especificaciones dadas, se obtendrá un modelo matricial que represente los elementos circuitales cuya respuesta cumpla dichas especificaciones. A continuación, se establecerá una relación entre los elementos de la matriz obtenida y los elementos físicos que reproduzcan la respuesta especificada de la forma lo más similar posible. Este proceso es

de una importancia clave para la posterior implementación física del filtro, y se debe realizar según las características propias de cada aplicación práctica y de la tecnología especificada para la fabricación. Entre las posibles tecnologías disponibles, se escogerá y se detallará el proceso de diseño para filtros impresos microstrip [Rebenaque et al., 2004a]. En este contexto, un artículo muy completo que revisa las tecnologías disponibles para la fabricación de filtros de microondas, junto con sus ventajas e inconvenientes, se puede encontrar en [Levy et al., 2002].

Uno de los aspectos claves para el ingeniero de radiofrecuencia, es el uso apropiado de filtros de microondas. En las aplicaciones de comunicaciones, su utilidad será necesaria para rechazar señales espúreas y separar canales adyacentes de los propios sistemas [Gorur, 2002]. El desarrollo de filtros cuya respuesta de pérdidas de inserción exhiba ceros de transmisión en determinadas frecuencias finitas será de mucha utilidad para la eliminación de señales indeseadas. Para la implementación de dichos ceros de transmisión se continuará con el principio de operación basado en proveer más de un camino principal a la señal entre los puertos de entrada y salida, descrito en [Rosenberg and Amari, 2002a], y cuya primera implementación práctica de un filtro planar se presentó en [Rebenaque et al., 2004b], y se revisó en el capítulo anterior. Como ya se vió, la estructura estaba basada en pares de resonadores de lazo abierto situados en una configuración en paralelo, correspondiendo con una topología transversal.

En este contexto, se propondrá a continuación una configuración alternativa a los resonadores de lazo abierto ya vistos. La nueva configuración es más compacta, puesto que el resonador de lazo abierto que opera en una resonancia par (de mayor longitud, aproximadamente λ_{eff}), se sustituye por una línea de transmisión cortocircuitada (y cuya longitud aproximada será $\lambda_{eff}/4$). Además, se verá como la nueva estructura permite la posibilidad de manejar anchos de banda mayores que el diseño original. Esto se debe a la posibilidad de implementar mayores coeficientes de acoplo entre las líneas de entrada y/o salida y la nueva línea de transmisión cortocircuitada. Para estructuras apantalladas, un forma conveniente de implementar el cortocircuito es mediante la pared apantallada de la cavidad [Melcon et al., 2001]. Aquí se implementará el cortocircuito mediante un *via - hole* al plano de masa de la estructura microstrip.

Otro aspecto importante que se describirá a continuación, será la forma de controlar las características frecuenciales de la respuesta del filtro mediante la sintonización independiente de cada resonador, profundizando un paso más en las ventajas de las configuraciones modulares ya señaladas en [Amari, 2000]. Esto proporcionará suficiente flexibilidad al diseño del filtro para un mayor número de posibles aplicaciones prácticas. Por último, se diseñará, fabricará y medirá un filtro prototipo. La precisión de los resultados con respecto a las predicciones obtenidas mediante un software comercial demostrará la utilidad de la nueva estructura propuesta.

5.2. Descripción general de la estructura

5.2.1. Esquema de acoplo y funcionamiento

El principio de operación de la nueva estructura que se propondrá es proveer más de un camino a la señal entre los puertos de entrada y salida, a partir de una topología transversal. Una primera propuesta se ha descrito en el capítulo anterior, que consistía en líneas de entrada y salida acopladas a pares de resonadores en una configuración en paralelo (Fig. 5.1(a)). Estos resonadores que forman el filtro, no se encontraban acoplados entre ellos. Además, son de longitudes eléctricas distintas (aproximadamente λ_{eff} y $\lambda_{eff}/2$, siendo λ_{eff} la longitud de onda central del filtro, la cual denominaremos λ en adelante), de modo que cuando las señales que recorren cada resonador coinciden en el puerto de salida, lo hacen con distinta fase, produciendo una interferencia destructiva cerca de la banda de paso. De este modo se obtiene un cero de transmisión, y, por tanto, una transición abrupta entre la banda de paso y la banda rechazada.

En este contexto, se propone a continuación una topología alternativa a uno de los resonadores de lazo abierto presentados en [Rebenaque et al., 2004b], consistente en una línea de transmisión cortocircuitada mediante una vía al plano de masa de la línea microstrip. Una primera aproximación a esta propuesta se muestra en la Fig. 5.1(b).

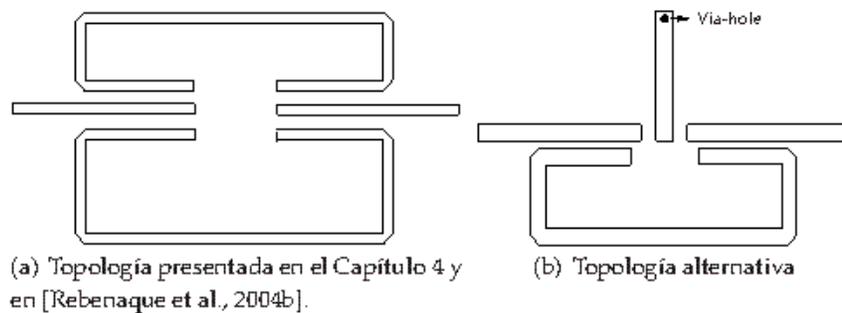


Figura 5.1: Posibles layouts de filtros transversales de segundo orden.

La longitud de ambos resonadores de la Fig. 5.1(b) se ajusta para producir la resonancia a frecuencias cercanas a la banda de operación del filtro final. Concretamente, la longitud del resonador en lazo abierto es aproximadamente $\lambda/2$, mientras que la longitud de la línea resonante será $\lambda/4$. Dada la longitud del resonador de lazo, éste invierte la fase de la señal entre los puertos de entrada y salida, produciendo de este modo una cancelación de energía en el puerto de salida al interferir con la señal procedente de la línea resonante. Así, esta configuración compacta tendrá una respuesta de segundo orden con un cero de transmisión en la respuesta de pérdidas de inserción. Por tanto, la línea resonante actuará de un modo equivalente en lo que respecta a la fase de la señal que lo recorre a como lo haría un resonador de longitud aproximada λ , pero con un tamaño significativamente menor.

Para la implementación práctica de la estructura, la línea de transmisión cortocircuitada se modifica en una configuración en forma de T, como se muestra en la Fig. 5.2. Esta nueva estructura mantiene el esquema de acoplo correspondiente a un caso sencillo de red transversal, permite un layout final más compacto y es capaz de incrementar los coeficientes de acoplo y,

por tanto, manejar anchos de banda mayores que los diseños previos.

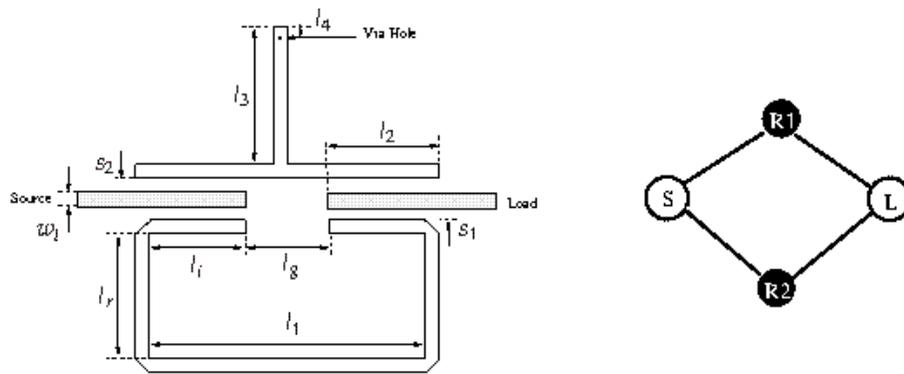


Figura 5.2: Layout del filtro propuesto y esquema de acoplo.

5.2.2. Principales características y propiedades de la estructura

Los principales parámetros geométricos de esta estructura serán las longitudes totales de los resonadores y el acoplo entre éstos y los puertos de entrada y salida. Estos parámetros estarán relacionados con las características eléctricas de la estructura y, por tanto, con los elementos de la matriz de acoplo (la longitud total de los resonadores con los elementos de la diagonal, M_{ii} , y los acoplos a los puertos con los elementos M_{Si} y M_{Li} , indicando el subíndice i el resonador correspondiente en cada caso).

Concretamente, habría que considerar los siguientes aspectos principales en el diseño de filtros:

- La *longitud de los resonadores* vendrá determinada por los elementos de la diagonal principal de la matriz de acoplo, M_{ii} , indicando el subíndice i el resonador correspondiente en cada caso. Este valor indicará un desplazamiento en la resonancia de operación de cada resonador con respecto a la frecuencia central de operación del filtro. Para la sintonización apropiada, se variarán los siguientes parámetros de la Fig. 5.2: l_r para el resonador de lazo, y l_3 para la línea cortocircuitada.
- La *magnitud de los acoplos de entrada/salida* vendrá determinada por los elementos de matriz de acoplo M_{Si} y M_{Li} , indicando el subíndice i el resonador correspondiente en cada caso. Este valor indicará la magnitud y signo del acoplo necesario en cada resonador. Para la sintonización apropiada, se variarán los siguientes parámetros de la Fig. 5.2: s_1 y l_1 para el resonador de lazo, y s_2 y l_2 para la línea cortocircuitada.

La nueva estructura propuesta mantiene todas las propiedades vistas en el capítulo anterior para el filtro compuesto por dos resonadores de lazo abierto, puesto que se mantiene el mismo esquema de acoplo correspondiente a una red transversal: propiedad de desplazamiento de ceros, control de las características de la banda de paso y sintonización independiente de cada una de las secciones. Además, aporta nuevas mejoras en cuanto a la reducción del tamaño de la estructura y a la posibilidad de implementar mayores anchos de banda. A continuación

se verán ejemplos que muestran las propiedades ya introducidas en el capítulo anterior para la estructura basada en resonadores de lazo.

Además de la presencia de un cero de transmisión, la nueva estructura mantiene la propiedad de desplazamiento de ceros. Un ejemplo con sus correspondientes parámetros, basado en el layout de la Fig. 5.2 se muestra en la Fig. 5.3. Esto permite un diseño sencillo de filtros con respuesta asimétrica y selectividad mejorada por debajo (filtro Tipo I, con $l_3 = 8,40$ mm y $l_r = 3,35$ mm) o por encima de la banda de paso (filtro Tipo II, con $l_3 = 8,85$ mm y $l_r = 2,90$ mm) con sólo variar ligeramente la relación entre las longitudes de ambos resonadores.

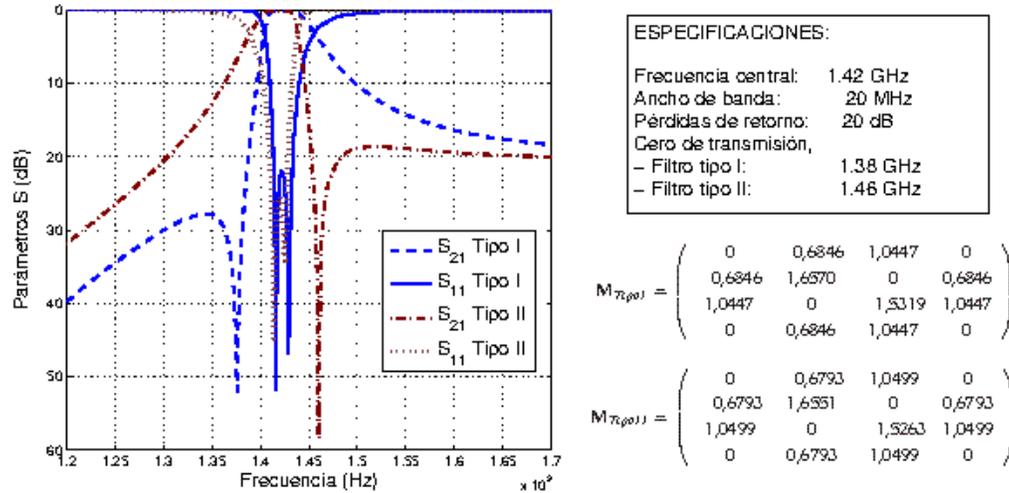


Figura 5.3: Respuesta básica de filtros con un cero de transmisión por debajo (type I) y por encima (type II) de la banda de paso. Las dimensiones comunes a ambos diseños son: $l_{in} = l_{out} = 15,0$ mm, $w = 1,8$ mm, $s_1 = s_2 = 0,2$ mm, $l_i = 9,30$ mm, $l_g = 2,9$ mm, $l_1 = 21,5$ mm, $l_2 = 9,8$ mm, $l_4 = 1,0$ mm. El sustrato presenta una constante dieléctrica $\epsilon_R = 6,15$, y un espesor $H = 1,27$ mm.

También se puede controlar independientemente las características de la banda de paso actuando sobre los acoplos de entrada y salida. Por ejemplo, éstos acoplos se incrementan cuando las distancias s_1 y s_2 son menores, lo que aumenta el posible ancho de banda de la estructura. Para ilustrar esta propiedad, se presenta en la Fig. 5.4 la respuesta del filtro tipo II mostrado en la Fig. 5.3 para tres valores distintos de los gaps s_1 y s_2 . Los resultados muestran como la principal variación que se produce al disminuir los gaps s_1 y s_2 (Data 1) es el aumento del ancho de banda. Como consecuencia indirecta también se produce un ligero desplazamiento de la frecuencia central del filtro y de la posición del cero de transmisión, efectos éstos que se pueden compensar con pequeñas variaciones en las longitudes l_r y l_3 .

Por último, debido a la configuración transversal del filtro y a la no presencia de acoplo entre resonadores, las distintas secciones del filtro tienen muy poca influencia en el resto de secciones [Amari, 2000]. Esta propiedad permite optimizar cada sección por separado, reduciendo o minimizando el ajuste final de la estructura completa. En el Capítulo 4 se basó en esta propiedad el diseño de estructuras de mayor orden. Aquí vamos a utilizar el diseño independiente de cada resonador aislado para proponer un algoritmo de diseño de este tipo

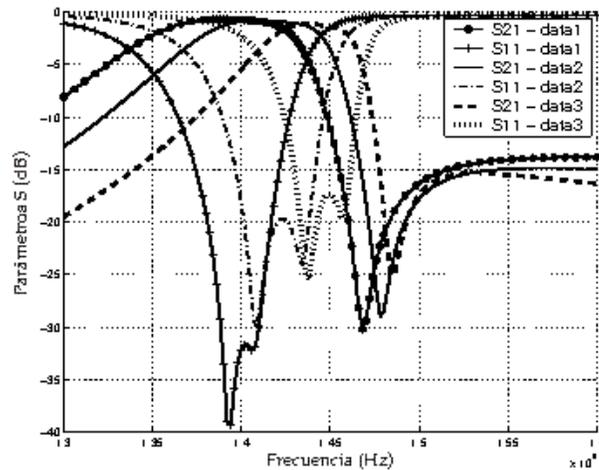


Figura 5.4: Efecto de variación en la respuesta en frecuencia de un filtro del type II de la Fig. 5.3 cuando se varían los acoplos de entrada y salida: Data 1: $s_1 = s_2 = 0,1$ mm; Data 2: $s_1 = s_2 = 0,2$ mm; Data 3: $s_1 = s_2 = 0,4$ mm.

de estructuras de filtrado a partir de unas especificaciones dadas, que será el objetivo de la siguiente sección.

5.3. Proceso de diseño

En esta sección se va a describir un algoritmo simple para el diseño de filtros transversales de microondas. La idea consiste en aislar cada resonador perteneciente a la estructura, para sintetizar individualmente su respuesta en frecuencia, en ambos parámetros principales de diseño: frecuencia de resonancia y ancho de banda. Esta optimización por separado conducirá a unas dimensiones de la estructura de filtrado que cumplirá los requisitos de una cierta función de transferencia especificada. El nuevo algoritmo se basa en un proceso sistemático para sintetizar los términos tanto de acoplo mutuo como de autoacoplo presentes en la estructura de filtrado.

Se comenzará con una breve revisión de los pasos necesarios en el proceso de diseño de filtros de microondas, donde también se comentarán los métodos más comunes en la actualidad. A continuación se darán las bases teóricas necesarias para la comprensión de los distintos pasos y parámetros que intervienen en el proceso de síntesis que se propondrá. Por último se describirá el proceso con detalle, dejando para la siguiente sección su aplicación a un par de ejemplos concretos de diseño.

5.3.1. Etapas en el proceso de síntesis de filtros de microondas

El desarrollo de algoritmos precisos para el diseño de filtros de microondas con ceros de transmisión situados en determinadas frecuencias, es importante para satisfacer los cada vez más estrictos requisitos de los sistemas de comunicaciones actuales. Este es un paso previo a la implementación física de los filtros. Sin embargo, el proceso completo para conseguir la implementación de un filtro especificado es algo complejo, en general llevándose a cabo a través de

varias etapas.

Para comenzar, se debe escoger una determinada tecnología que presente características apropiadas a una aplicación particular. Las tecnologías disponibles incluyen elementos concentrados, guíaonda, resonadores dieléctricos, filtros con modos evanescentes, líneas coaxiales o filtros impresos microstrip entre otros. Informes extensos de técnicas de diseño pueden encontrarse en [Levy and Cohn, 1984], más adelante ampliados en [Levy et al., 2002] o [Swanson and Macchiarella, 2007], que también incorporan ventajas e inconvenientes de cada tecnología.

Segundo, se debe elegir una configuración de acoplo conveniente y que se pueda implementar de modo sencillo con la tecnología escogida. A continuación, se necesita encontrar la matriz de acoplo que represente la cantidad requerida de acoplo entre los distintos nodos del filtro (puertos de entrada y salida, nodos resonantes y nodos no resonantes). Este proceso se realiza mediante técnicas analíticas capaces de sintetizar respuestas en frecuencia especificadas. Para llevar a cabo este proceso se usará la técnica de la matriz de acoplo $N + 2$, introducida en [Cameron, 2003] y que se ha revisado en el Capítulo 3. Otras técnicas analíticas que se pueden utilizar para determinados esquemas de acoplo, son, por ejemplo, la presentada en [Amari and Rosenberg, 2004c]. Un hecho destacable de la técnica presentada en [Cameron, 2003] es que conduce a una matriz de acoplo correspondiente a una topología transversal pura, y se podrá usar directamente para implementar filtros de microondas paso banda como los que aquí se propondrán, siendo además una técnica válida para distintas tecnologías [Cameron et al., 2007a]. Un ejemplo de un filtro transversal de segundo orden basado en el uso de discontinuidades en una cavidad rectangular se presentó en [Guglielmi et al., 2001]. Más recientemente, nuevos filtros transversales de segundo y tercer orden se han propuesto usando una tecnología híbrida guíaonda-microstrip [Martínez-Mendoza et al., 2007a], [Martínez-Mendoza et al., 2007b].

Sin embargo, antes de que se pueda obtener el filtro final en cualquier tecnología, se deben encontrar las dimensiones apropiadas de la geometría de la estructura para que se cumplan unas determinadas especificaciones. Este último paso puede resultar bastante complicado, ya que se debe encontrar la relación entre los términos de acoplo de la matriz y las dimensiones reales de la estructura. Se han llevado a cabo diversas investigaciones basadas en distintas técnicas de optimización para resolver este problema de un modo automático. Por ejemplo, un algoritmo que combina métodos de programación lineal con métodos quasi-newton se puede encontrar en [Bandler et al., 1985]. Un enfoque alternativo se propuso en [Lámperez et al., 2004], basado en el uso de análisis electromagnético e interpolación racional de la respuesta obtenida. Otra técnica de optimización es el popular *space – mapping*. Los principios básicos de esta técnica, así como su aplicación al diseño de filtros microstrip con doble stub doblado se presentaron en [Bandler et al., 1994]. Por último, los procedimientos basados en algoritmos genéticos se han usado con éxito para la optimización de filtros paso banda. Se pueden encontrar ejemplos de diseño en [Goldberg, 1989], [García et al., 2006]. Aunque estas técnicas de optimización en general son efectivas, pueden presentar problemas de convergencia cuando la complejidad de la estructura aumente (es decir, cuando el número de parámetros geométricos que se necesita optimizar simultáneamente es alto). En estas situaciones se requiere mucho tiempo de

cómputo. Además, el cálculo de un punto inicial cercano a la solución buscada es un requisito usual para asegurar una convergencia apropiada, en especial para los algoritmos por gradiente.

Una propuesta alternativa para resolver el problema de diseño se presentó en [Guglielmi, 1994], [Alos and Guglielmi, 1997]. Este proceso se basa en la descomposición de la tarea de diseño en varias tareas o pasos más simples, evitando el uso de técnicas de optimización directamente sobre la estructura completa. Siguiendo esta técnica, cada resonador se extrae de la red completa, y entonces se optimiza secuencialmente. En cada paso del proceso de diseño, sólo es necesario ajustar los parámetros geométricos del nuevo resonador. Esto evita la necesidad de optimizar un conjunto amplio de parámetros geométricos simultáneamente. En [Guglielmi, 1994] esta técnica se aplicó con éxito al diseño de un duplexor complejo para satélites. Además, un ejemplo distinto de esta técnica de diseño, consistente en un filtro de seis polos de Chebyshev, se presentó en [Alos and Guglielmi, 1997].

El presente capítulo tiene como objetivo proponer un procedimiento de diseño válido para las nuevas estructuras microstrip propuestas. La técnica se basará en la idea ya comentada de dividir el proceso de diseño en varias tareas más sencillas. La principal diferencia con respecto al trabajo ya desarrollado en [Guglielmi, 1994], es que la técnica se aplicará al diseño de filtros transversales, en lugar de filtros en línea. El proceso de síntesis comenzará obteniendo una matriz transversal asociada con una función de transferencia de segundo orden. Entonces, se aislarán los distintos resonadores para medir su inversor de impedancia y su frecuencia de resonancia. Finalmente, los resonadores, que se habrán optimizado por separado, se colocan juntos para verificar que la función de filtrado deseada se ha sintetizado. Asimismo, se aportarán ejemplos de diseño para mostrar la validez de la técnica.

5.3.2. Revisión teórica

En esta sección se van a revisar principios básicos teóricos que permitirán llevar a cabo el proceso de diseño, usando el esquema de acoplo y la topología mostrados en la Fig. 5.2 y la Fig. 5.1(a). La matriz de acoplo correspondiente a un filtro transversal paso banda de segundo orden, como el que se va a tratar, tendrá una forma como la indicada en la Tabla 5.1, donde además se anulará el término $M_{SL} = 0$, puesto que de momento no se ha introducido el acoplo fuente-carga.

	S	1	2	L
S	0	M_{S1}	M_{S2}	M_{SL}
1	M_{S1}	M_{11}	0	M_{L1}
2	M_{S2}	0	M_{22}	M_{L2}
L	M_{SL}	M_{L1}	M_{L2}	0

Tabla 5.1: Matriz de acoplo $N + 2$ de un filtro transversal de segundo orden.

La idea básica de la técnica propuesta es aislar el comportamiento de cada resonador. De la matriz de acoplo mostrada en la Tabla 5.1, se puede extraer el comportamiento de un resonador genérico i -ésimo ($i = 1, 2$), usando la matriz de acoplo mostrada en la Tabla 5.2. En esta matriz

	S	i	L
S	0	M_{Si}	0
i	M_{Si}	M_{ii}	M_{Li}
L	0	M_{Li}	0

Tabla 5.2: Matriz de acoplo del i -ésimo resonador aislado ($i = 1, 2$).

de acoplo, el elemento de la diagonal principal (autoacoplo M_{ii}) tiene en cuenta la diferencia en la frecuencia de resonancia del resonador con respecto a la frecuencia central del filtro. Este término de la matriz de acoplo será siempre distinto de cero para filtros asíncronos. Más concretamente, si el término de la diagonal principal es negativo, la frecuencia de resonancia del resonador será mayor que la frecuencia central del filtro. Si, por el contrario, el término M_{ii} es positivo, entonces la frecuencia de resonancia del resonador será menor que la frecuencia central del filtro. Así, si se aplica la siguiente transformación paso bajo a paso banda:

$$\omega = \frac{f_c}{\Delta f} \cdot \left(\frac{f}{f_c} - \frac{f_c}{f} \right) \quad (5.1)$$

donde f es la frecuencia, f_c es la frecuencia central de la banda de paso, ω la frecuencia normalizada y Δf es el ancho de banda del filtro indicado en las especificaciones (es decir, el ancho de banda de rizado constante). Entonces, la frecuencia de resonancia de un resonador aislado se puede obtener fácilmente despejando f de la ecuación (5.1):

$$f = \frac{1}{2} \cdot \left(\omega \cdot \Delta f + \sqrt{\omega^2 \Delta f^2 + 4 \cdot f_c^2} \right) \quad (5.2)$$

Ahora, para el cálculo de frecuencia de resonancia de un resonador concreto f_{Ri} , el valor de ω se puede particularizar por el correspondiente elemento de la diagonal con el signo cambiado ($-M_{ii}$). De este modo, la frecuencia obtenida será directamente la del resonador bajo estudio, concretamente:

$$f \Big|_{\omega = -M_{ii}} = f_{Ri} = \frac{1}{2} \cdot \left(-M_{ii} \cdot \Delta f + \sqrt{(-M_{ii})^2 \Delta f^2 + 4 \cdot f_c^2} \right) \quad (5.3)$$

Por otra parte, en la matriz de acoplo mostrada en la Tabla 5.2, los elementos ($|M_{Si}| = |M_{Li}|$, serán idénticos dada la simetría de la estructura) tienen en cuenta la magnitud del acoplo entre los puertos de entrada y salida y el correspondiente resonador i -ésimo. Se sabe que este elemento está relacionado con el inversor de impedancia en la red eléctrica equivalente, o con el ancho de banda a 3 dB de la respuesta física del resonador. El ancho de banda a 3 dB del resonador se puede expresar como una función del ancho de banda en el eje de frecuencias normalizado. Así, se define el ancho de banda a 3 dB como:

$$\Delta\omega_{3dB} = \omega_2 - \omega_1 \quad (5.4)$$

Aplicando la transformación paso bajo a paso banda a las frecuencias de corte normalizadas, se obtendrá:

$$\Delta\omega_{3dB} = \frac{f_c}{\Delta f} \cdot \left(\frac{f_2}{f_c} - \frac{f_c}{f_2} \right) - \frac{f_c}{\Delta f} \cdot \left(\frac{f_1}{f_c} - \frac{f_c}{f_1} \right) \quad (5.5)$$

Operando, la expresión anterior quedará:

$$\Delta\omega_{3dB} = \frac{f_c}{\Delta f} \cdot (f_2 - f_1) \cdot \left(\frac{1}{f_c} + \frac{f_c}{f_2 f_1} \right) \quad (5.6)$$

Además, también se cumple por definición que $\Delta f_{3dB} = f_2 - f_1$, por lo que se puede escribir:

$$\Delta\omega_{3dB} = \frac{f_c}{\Delta f} \cdot \Delta f_{3dB} \cdot \left(\frac{1}{f_c} + \frac{f_c}{f_2 f_1} \right) \quad (5.7)$$

También se considerará que la frecuencia central del filtro se define como la media geométrica de las dos frecuencias de corte, $f_c = \sqrt{f_1 f_2}$. Así, la ecuación resultará:

$$\Delta\omega_{3dB} = 2 \cdot \frac{\Delta f_{3dB}}{\Delta f} \quad (5.8)$$

Por otra parte, se puede encontrar en [Hong and Lancaster, 2001] que el factor de calidad externo escalado es:

$$q_e = Q_e \cdot FBW \quad (5.9)$$

donde el factor de calidad Q_e viene dado por [Matthaei et al., 1980]:

$$Q_e = \frac{2 \cdot \omega_0}{\Delta\omega_{3dB}} \quad (5.10)$$

y el ancho de banda relativo (FBW) se define como:

$$FBW = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \quad (5.11)$$

El ancho de banda de rizado constante $\Delta\omega$ en el prototipo paso bajo es $\Delta\omega = 2$, ya que tiene un rango de -1 rad/seg a 1 rad/seg. Así, el factor de calidad externo escalado se puede expresar como:

$$q_e = \frac{2 \cdot \omega_0}{\Delta\omega_{3dB}} \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{4}{\Delta\omega_{3dB}} \quad (5.12)$$

Además, se puede encontrar en [Hong and Lancaster, 2001] que el acoplo entre los puertos de entrada/salida y cada resonador (M_{Si}), y el factor de calidad externo escalado presentan la siguiente relación:

$$M_{Si}^2 = \frac{1}{q_e} \quad (5.13)$$

Sustituyendo la ecuación (5.8) en (5.12), y el resultado en la ecuación (5.13), se encuentra la relación final entre el término de acoplo M_{Si} y el ancho de banda a 3 dB del resonador en el eje de frecuencias transformado:

$$\Delta f_{3dB} = 2 \cdot \Delta f \cdot M_{Si}^2 \quad (5.14)$$

Antes de continuar, se resumirán las diferencias entre los distintos términos referentes al ancho del banda empleados, y cuya adecuada utilización será determinante para la obtención

de resultados correctos. Los términos Δf , $\Delta\omega$ se refieren al ancho de banda de rizado constante, mientras que los términos Δf_{3dB} , $\Delta\omega_{3dB}$ se refieren al ancho de banda a 3 dB, y donde en un filtro sin pérdidas se cumplirá $|S_{11}| = |S_{21}|$. Además, los términos en f indican el dominio transformado, mientras que los términos en ω indican el dominio normalizado.

En este punto, y a partir de la matriz de acoplo de un resonador aislado, como la mostrada en la Tabla 5.2, se puede encontrar el ancho de banda a 3 dB de la respuesta del resonador en el eje de frecuencias transformado (Δf_{3dB}), y también su frecuencia de resonancia (f_{Ri}), usando las ecuaciones (5.3) y (5.14). La respuesta típica de un resonador aislado se muestra en la Fig. 5.5 para ilustrar estos parámetros principales que lo caracterizan. Dichos parámetros se usarán en la siguiente sección para el diseño de filtros prácticos usando la tecnología planar.

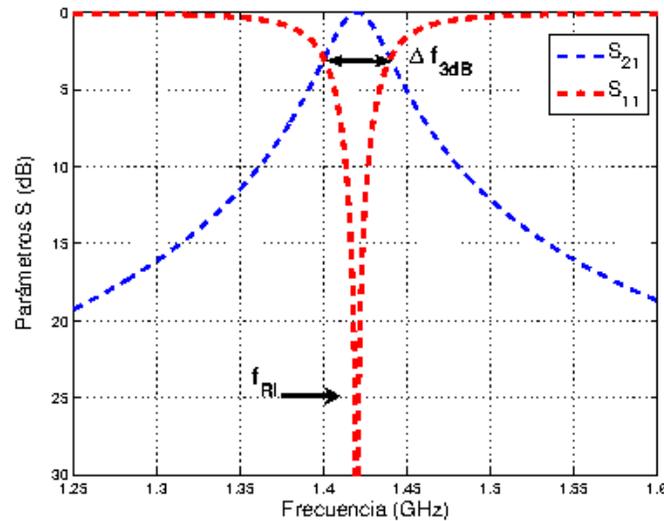


Figura 5.5: Respuesta típica de un resonador aislado.

5.3.3. Algoritmo propuesto de diseño

El algoritmo que se va a presentar, permitirá el diseño de filtros transversales de microondas con una determinada respuesta en frecuencia. Se diseñará una estructura en tecnología planar de segundo orden con un cero de transmisión, lo que implicará que uno de los cuatro acoplos será negativo. En el presente capítulo se verá como este acoplo se puede implementar mediante un resonador de lazo abierto y longitud total aproximada de $\lambda/2$, lo que producirá el cambio de fase de la señal entre los puertos fuente y carga. Para la implementación del otro resonador se han propuesto dos configuraciones distintas: un resonador de lazo y longitud total aproximada λ , o bien la alternativa más compacta de una línea de transmisión cortocircuitada y longitud aproximada $\lambda/4$.

Como ya se ha comentado, el proceso de diseño explota los principios básicos de la idea presentada en [Guglielmi, 1994], pero aplicado a una topología transversal. A continuación se detallarán las etapas que forman el algoritmo y en la siguiente sección se ilustrará el fun-

cionamiento del algoritmo propuesto con dos ejemplos prácticos, ambos filtros paso banda de segundo orden con un cero de transmisión.

El algoritmo de síntesis propuesto consta de las siguientes etapas:

1. Definir de las **especificaciones del filtro**: Orden, frecuencia central, ancho de banda, pérdidas de retorno, número y localización de los ceros de transmisión finitos.
2. Obtener la **matriz de acoplo** correspondiente, para ello se hará uso del proceso presentado en [Cameron, 2003] y revisado en el Capítulo 3.
3. **Aislar los resonadores y obtener los parámetros eléctricos principales** que los modelan, que serán los elementos M_{Si} y M_{Hi} de la matriz (acoplo resonador-nodo terminal y autoacoplo).
4. Según la tecnología escogida para la implementación del filtro, realizar un **estudio paramétrico** que relacione los parámetros geométricos del resonador con sus correspondientes parámetros eléctricos (ancho de banda a 3 dB y desplazamiento de la frecuencia de resonancia).
5. **Diseñar cada resonador aislado**, mediante la relación entre los datos obtenidos en los dos pasos anteriores. El último paso de esta etapa hará uso de un método gráfico.
6. **Reconstruir la estructura completa** compuesta por los resonadores aislados diseñados.
7. **Simular mediante un software electromagnético** de onda completa la estructura compuesta, y realizar un proceso de optimización final si es necesario.
8. **Fabricar y testear la estructura final**.

5.4. Ejemplos de síntesis de filtros de segundo orden

Para ilustrar el algoritmo propuesto, se propondrán dos ejemplos reales de filtros paso banda asimétricos, cada uno de ellos con un cero de transmisión (pero situados en un caso por debajo y en otro caso por encima de la banda de paso), y utilizando distintos tipos de resonadores.

5.4.1. Ejemplo 1: Filtro con un cero de transmisión bajo la banda de paso, implementado con resonadores de lazo abierto

La primera y segunda etapa del proceso de síntesis se han tratado ampliamente en el desarrollo de la tesis, por lo que se resume tanto las **especificaciones** como **la matriz de acoplo** a continuación:

	S	1	L		S	2	L	$M_{S1} = 0,4747$
S	0	0.4747	0		0	-0.7317	0	$M_{11} = 1,0892$
1	0.4747	1.0892	0.4747		-0.7317	-0.8825	0.7317	$M_{S2} = -0,7317$
L	0	0.4747	0		0	0.7317	0	$M_{22} = -0,8825$

Tabla 5.3: Matriz de acoplo de resonador i ésimo aislado ($i = 1, 2$) y sus parámetros principales

Frecuencia central	1.42 GHz	$\mathbf{M}_1 = \begin{pmatrix} 0 & 0,4747 & -0,7317 & 0 \\ 0,4747 & 1,0892 & 0 & 0,4747 \\ -0,7317 & 0 & -0,8825 & 0,7317 \\ 0 & 0,4747 & 0,7317 & 0 \end{pmatrix}$
Ancho de banda	20 MHz	
Pérdidas de retorno	10 dB	
Cero de Transmisión	1.395 GHz	

(5.15)

Ejemplo 1: Especificaciones del filtro y matriz de acoplo

La tercera etapa consistía en **aislar los resonadores**. A partir de la matriz de acoplo mostrada en (5.15), se obtienen los datos mostrados en la Tabla 5.3 para cada uno de los resonadores. En la matriz obtenida, el resonador que no cambia de signo corresponderá al lazo abierto de longitud aproximada λ , y además, dado que su coeficiente de autoacoplo M_{11} es positivo, este resonador se sintonizará por debajo de la frecuencia central del filtro. Así, con estos datos también se conoce que el resonador ($i = 2$), con mayor frecuencia de resonancia y con coeficiente de acoplo de signo negativo, corresponderá al resonador de media longitud de onda.

El siguiente paso consistirá en realizar un **estudio paramétrico** que relacione parámetros eléctricos con parámetros geométricos de cada resonador aislado, que posteriormente formará parte del filtro. Este paso depende por completo de la tecnología que implementará el filtro, así como de su topología. Además presenta un compromiso entre la cantidad de datos analizados y el tiempo necesario para su cálculo, por lo que será necesario una buena elección en cuanto al número de muestras. Como ya se declaró al principio del ejemplo, se utilizarán resonadores de lazo abierto de distinta longitud, de modo que se utilizará la resonancia apropiada al signo del elemento M_{Si} correspondiente en cada caso.

Para realizar el estudio se deben establecer los parámetros que afectan a las características eléctricas de los resonadores. Concretamente, para el caso del coeficiente de autoacoplo (M_{ii}), se analizará la influencia de las longitudes de las líneas laterales de los resonadores (dimensión l_n mostrada en la Fig. 5.2), manteniendo constante el resto de dimensiones del resonador. Se medirá la nueva frecuencia de resonancia obtenida al variar l_n y se calculará el desplazamiento con respecto a la frecuencia central (δf). El caso del nivel de acoplo (M_{Si}) es algo más complejo, se analizará la influencia tanto del gap de separación como de la longitud de la línea de entrada que se acopla al resonador (dimensiones s_1 y l_i mostradas en la Fig. 5.2), manteniendo constante el resto de dimensiones del resonador.

Por tanto, se comienza con un **análisis paramétrico para la obtención del desplazamiento**

de la frecuencia de resonancia del resonador al variar la dimensión l_i . En este caso, el desplazamiento obtenido al variar la dimensión una cierta cantidad δl_i mm es similar independientemente del gap s_i escogido, presentando una relación prácticamente lineal. Como cabe esperar dada la relación entre la longitud de un resonador y su frecuencia de resonancia, incrementos en la longitud de los resonadores ($\delta l_i > 0$) producirán un desplazamiento hacia frecuencias de resonancia menores ($\delta f < 0$); así lo muestra la Fig. 5.6. Para conseguir **diseñar cada resonador** por separado, como indica la quinta etapa, los datos obtenidos habrá que relacionarlos con el parámetro M_{ii} obtenido en la Tabla 5.3. Para ello, y utilizando la ecuación (5.3) y las especificaciones del filtro (5.15), se obtiene el valor de frecuencia de resonancia que deberá presentar el resonador i ($i=1,2$) bajo estudio:

$$f_{R1}(\text{resonador} - \lambda) \Big|_{M_{11}=1,0892} = 1409,15 \text{ MHz} \implies \delta f = -11 \text{ MHz} \implies \delta l_{r1} \approx 0,35 \text{ mm}. \quad (5.16)$$

$$f_{R2}(\text{resonador} - \lambda/2) \Big|_{M_{22}=0,8825} = 1428,85 \text{ MHz} \implies \delta f = 9 \text{ MHz} \implies \delta l_{r2} \approx -0,15 \text{ mm}.$$

La Fig. 5.6 y la Fig. 5.7 muestran para los resonadores de longitud aproximada λ y $\lambda/2$, respectivamente, tanto los datos obtenidos del análisis paramétrico de la frecuencia de resonancia (eje Y izquierdo), como los resultados obtenidos de aplicar la ecuación (5.3) (eje Y derecho). Estos datos se encuentran relacionados por el desplazamiento con respecto a la frecuencia central (δf), como indica la secuencia del proceso gráfico que lleva a los resultados mostrados en la ecuación (5.16). Las simulaciones para la obtención de los datos se han realizado con módulo *Momentum* de software *HP-ADS*, utilizando el sustrato *RT-Duroid 6006* ($\epsilon_R = 6,15$, $H = 1,27 \text{ mm}$), que será el que finalmente se utilizará para la fabricación.

De forma similar, se realiza **un análisis paramétrico para la obtención del nivel de acoplo de los puertos a los resonadores** M_{Si} . Este caso es algo más complejo debido a la influencia de dos parámetros de la geometría: s_i y l_i de la Fig. 5.2. Por este motivo, se tomarán distintos valores de l_i para tres valores concretos de s_i (0,1 mm, 0,3 mm y 0,5 mm), y se medirá el ancho de banda a 3 dB de la estructura resultante. Los resultados numéricos obtenidos para el análisis paramétrico del nivel de acoplo M_{Si} para el resonador con una longitud de $\lambda/2$ (siendo λ la longitud de onda central del filtro) se muestran en la Tabla 5.4. Se observa como tanto una disminución del gap de separación entre las líneas de entrada y el resonador, s_i , como un aumento de la longitud de acoplo entre ambos, l_i , produce un mayor ancho de banda debido al incremento de acoplo que se produce entre los tramos de línea de transmisión implicados. Se ha realizado un análisis similar para el resonador con una longitud de λ , cuyos resultados se mostrarán en la Fig. 5.8.

Los resultados obtenidos en el análisis paramétrico del nivel de acoplo M_{Si} en función de los valores de los parámetros l_i y s_1 , para el resonador de longitud λ también se muestran en la Fig. 5.8. Análogamente, se representa gráficamente en la Fig. 5.9 los resultados obtenidos en el análisis paramétrico del nivel de acoplo M_{Si} en función de los valores de los parámetros l_i y s_2 , para el resonador de longitud $\lambda/2$. En ambas figuras el eje X indicará el ancho de banda a 3 dB del resonador aislado (Δf_{3dB}), mientras que en el eje Y de la izquierda representa la longitud de la línea de acoplo (l_i). Se han representado los resultados correspondientes a tres separaciones s_1 (como indica la Tabla 5.4). Además, en el eje Y de la derecha de la figura, se muestra el

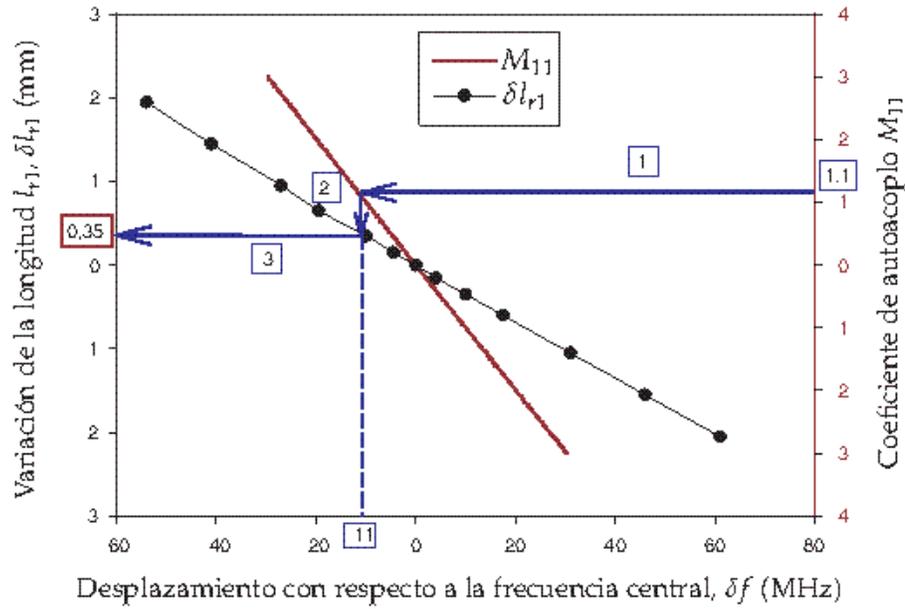


Figura 5.6: Desplazamiento de la frecuencia de resonancia del resonador microstrip de longitud λ en función de la longitud l_r (eje izquierdo), y del elemento M_{11} (eje derecho).

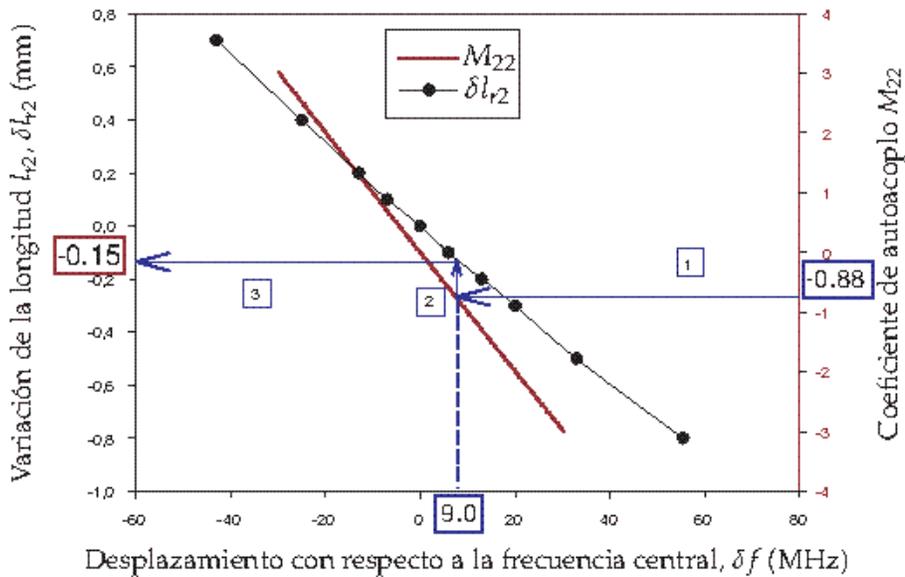


Figura 5.7: Desplazamiento de la frecuencia de resonancia del resonador microstrip de longitud $\lambda/2$ en función de la longitud l_r (eje izquierdo), y del elemento M_{22} (eje derecho).

coeficiente de acoplo M_{Si} correspondiente a cada ancho de banda a 3 dB (Δf_{3dB}), obtenido a partir de la ecuación (5.14) según las especificaciones del filtro (5.15). De modo similar a como

l_i (mm.)	Ancho de banda a 3 dB		Δf_{3dB} (MHz)
	$s = 0,1$ mm	$s = 0,3$ mm	$s = 0,5$ mm
10	50	24.5	14
9	44	22	13
8	42	20	11.5
7	39.5	17.5	10.5
6.5	36.5	16	9.5
6	33	15	8.8
5.5	30.5	13	8.1
5	26	11.5	6.5
4	19.5	8.5	4.5
3	12	5.5	3

Tabla 5.4: Estudio paramétrico del nivel de acoplo para un resonador con una longitud de $\lambda/2$.

se ha visto anteriormente, los parámetros geométricos de la estructura (s_i y l_i) se encuentran relacionados con el elemento M_{S_i} a través del ancho de banda a 3 dB del resonador aislado.

Resumiendo, se obtienen los siguientes resultados numéricos para ambos resonadores:

$$\Delta f_{3dB} \quad R1(\text{resonador} - \lambda) \Big|_{M_{S1}=0,4747} = 2 \cdot 20 \cdot 0,4747^2 = 9,01 \text{ MHz} \begin{cases} l_i(s = 0,3\text{mm}) \approx 9,3\text{mm}, \\ l_i(s = 0,1\text{mm}) \approx 4,5\text{mm}. \end{cases} \quad (5.17)$$

$$\Delta f_{3dB} \quad R2(\text{resonador} - \lambda/2) \Big|_{M_{S2}=0,7317} = 2 \cdot 20 \cdot 0,7317^2 = 21,42 \text{ MHz} \begin{cases} l_i(s = 0,3\text{mm}) \approx 8,8\text{mm}, \\ l_i(s = 0,1\text{mm}) \approx 4,7\text{mm}. \end{cases}$$

La Fig. 5.9 y la Fig. 5.8 muestran la secuencia del proceso gráfico que lleva a los resultados mostrados en la ecuación (5.17). En ambos casos se ha elegido la opción correspondiente a $s = 0,3$ mm por ser un valor de más sencilla fabricación.

Una vez obtenidas las dimensiones necesarias para diseñar la estructura, se procede al siguiente paso, que consiste en **reconstruir la estructura completa** con las dimensiones señaladas anteriormente. A continuación se **simula mediante un software electromagnético** de onda completa, concretamente el módulo *Momentum* de ADS. Los resultados obtenidos se muestran como *Filtro - 1* en la Fig. 5.10, comparados con la respuesta obtenida mediante la síntesis directa de la matriz de acoplo. Se observa como los resultados presentan un ligero desplazamiento de unos 3 MHz hacia frecuencias superiores. Posiblemente, la falta de precisión en el análisis paramétrico, junto con el método gráfico expliquen esta variación. Para corregir estos resultados existen varias alternativas:

- Utilizar la herramienta de optimización que incorpora el propio software.
- Realizar una herramienta de optimización propia a partir de los distintos algoritmos que se pueden encontrar en la literatura.

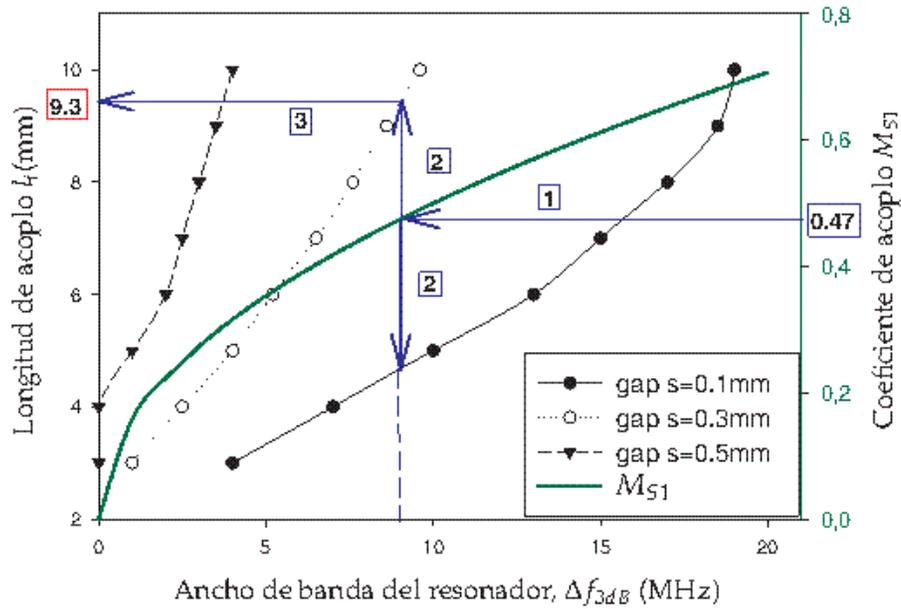


Figura 5.8: Relación entre el elemento M_{51} (eje derecho) y el ancho de banda del resonador microstrip de longitud λ en función de la longitud l_1 (eje izquierdo) para tres posibles valores del gap s_1 .

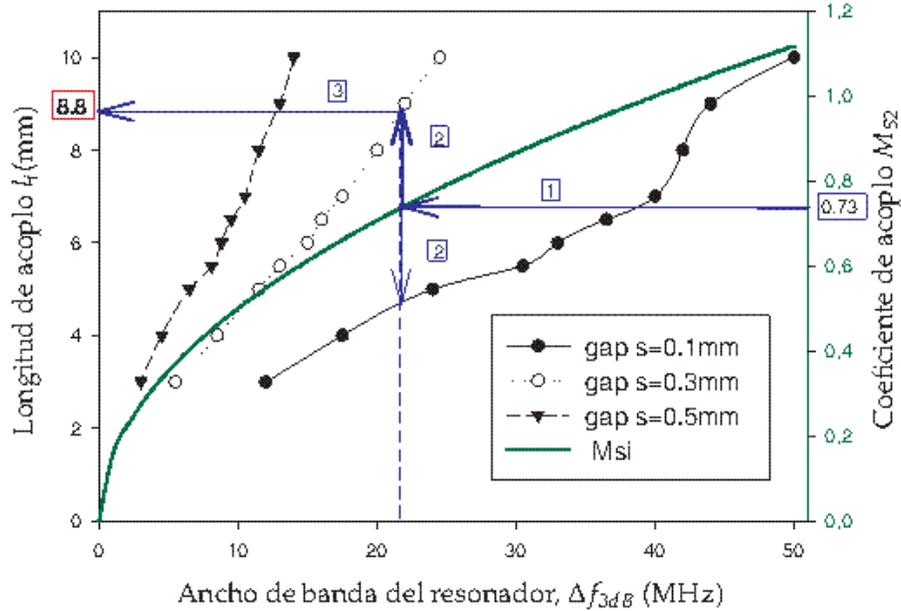


Figura 5.9: Relación entre el elemento M_{52} (eje derecho) y el ancho de banda del resonador microstrip de longitud $\lambda/2$ en función de la longitud l_2 (eje izquierdo) para tres posibles valores del gap s_2 .

- Aprovechar los resultados obtenidos en el análisis paramétrico de la frecuencia de resonancia.

Se opta por la tercera opción, ya que una vez realizado el análisis paramétrico, la nueva variación que se requiere ($\Delta f_r(R1) = -3$ MHz, $\Delta f_r(R2) = -3$ MHz) se obtendrá de forma inmediata: $\Delta l_r(R1) \approx 0,10$ mm, $\Delta l_r(R2) \approx 0,05$ mm. La comparación de los resultados de aplicar estos cambios (en la leyenda se designa como *Filtro Final*) se muestra en la Fig. 5.10.

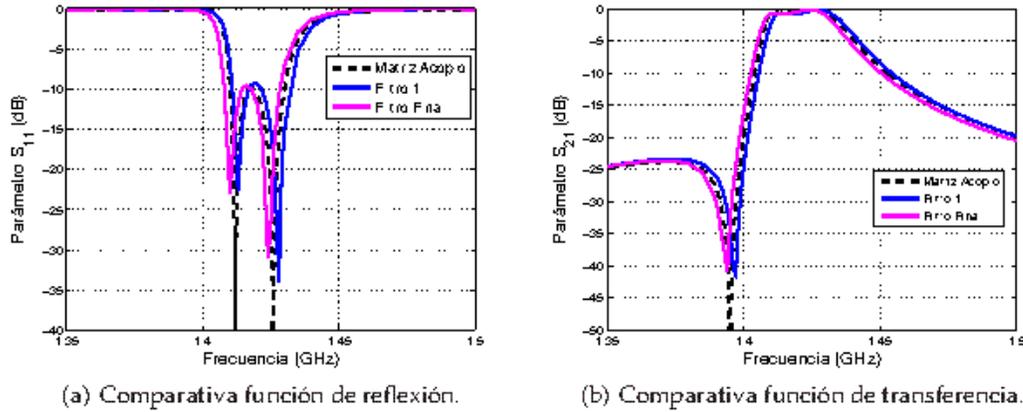


Figura 5.10: Resultados del filtro de segundo orden diseñado. Dimensiones *Filtro Final* según Fig. 5.2: $w = 1,8$ mm, $s_1 = s_2 = 0,3$ mm, $l_{r1} = 9,3$ mm, $l_{r2} = 8,8$ mm, $l_g = 2,9$ mm, $l_{r1} = 28,25$ mm, $l_{r2} = 3,45$ mm, $l_1 = 21,5$ mm.

5.4.2. Ejemplo 2: Filtro con un cero de transmisión por encima de la banda de paso, implementado con un resonador de lazo y una línea cortocircuitada

Se comienza de nuevo con las **especificaciones** del filtro a diseñar, así como con su **matriz de acoplo** correspondiente. En el caso del nuevo resonador basado en una línea cortocircuitada, dada su topología, ésta permite mayores coeficientes de acoplo, por lo que se ampliarán las características de la banda de paso:

Frecuencia central	1.43 GHz
Ancho de banda	25 MHz
Pérdidas retorno	20 dB
Cero de Transmisión	1.47 GHz

$$\mathbf{M}_2 = \begin{pmatrix} 0 & -0,6301 & 1,0982 & 0 \\ -0,6301 & -1,6332 & 0 & 0,6301 \\ 1,0982 & 0 & 1,4705 & 1,0982 \\ 0 & 0,6301 & 1,0982 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.18)$$

Ejemplo 2: Especificaciones del filtro y matriz de acoplo

A la matriz obtenida mediante el proceso de síntesis, se le ha aplicado una transformación de cambio de signo de acoplos correspondientes al nodo 1. Esto se debe a que el nuevo resonador en forma de T permite mayores coeficientes de acoplo que el resonador de lazo ($|M_{S1}| < |M_{S2}|$), por tanto, para que la correspondencia entre nodo 1 y el resonador de lazo de media longitud de onda sea coherente, el elemento M_{S1} debe tener signo negativo. Así,

el resonador que no cambia de signo corresponderá a la línea cortocircuitada en forma de T ($i = 2$), que según (5.18) ahora tiene mayor valor. Además, a partir del signo de los elementos de la diagonal principal se puede deducir que el resonador de media longitud de onda $i = 1$ se sintonizará a una frecuencia por encima de la central. Por el contrario el resonador $i = 2$ presentará una frecuencia de resonancia inferior a los 1,43GHz indicados en las especificaciones.

La tercera etapa consistía en **aislar los resonadores**. A partir de la matriz de acoplo mostrada en (5.18), se obtienen los datos mostrados en la Tabla 5.5 para cada uno de ellos.

	S	1	L		S	2	L	
S	0	-0.6301	0	S	0	1.0982	0	$M_{S1} = -0,6301$
1	-0.6301	-1.6332	0.6301	2	1.0982	1.4705	1.0982	$M_{11} = -1,6332$
L	0	0.6301	0	L	0	1.0982	0	$M_{S2} = 1,0982$
								$M_{22} = 1,4705$

Tabla 5.5: Matriz de acoplo del resonador i ésimo aislado ($i = 1,2$) y sus parámetros principales

El siguiente paso consistirá en realizar un **estudio paramétrico** que relacione parámetros eléctricos con parámetros geométricos de cada resonador aislado que posteriormente formará parte del filtro. Este paso depende de la topología de los resonadores, en concreto se utilizará una línea en forma de T cortocircuitada, y un resonador de lazo abierto y longitud aproximada $\lambda/2$ (para este caso se podrán reutilizar los datos obtenidos en el ejemplo 1: Tabla 5.4 y la Fig. 5.9). Sin embargo, se debe destacar que habrá que recalcular el elemento M_{S1} a partir de la ecuación (5.14), puesto que las especificaciones han cambiado (en concreto el ancho de banda ha pasado de 20MHz a 25MHz (5.18)). Ya se ha razonado previamente que el nodo $R1$ corresponderá al resonador de lazo de la Fig. 5.2. La gráfica que se obtiene en este caso se muestra en la Fig. 5.11.

Realizando el mismo proceso para el resonador basado en una línea cortocircuitada en forma de T y de longitud aproximada de $\lambda/4$, se obtienen los datos de ancho de banda a 3 dB del resonador mostrados en la Tabla 5.6, para tres valores distintos de la separación s_2 . Además, se muestra en la Fig. 5.12 la relación entre estos datos procedentes del análisis paramétrico y el cálculo del elemento M_{S2} obtenido a partir de la ecuación (5.14).

Las simulaciones para la obtención de la Tabla 5.6 se han realizado de nuevo con el módulo *Momentum* de software *HP - ADS*, utilizando el sustrato *RT - Duroid 6006*, que será el que finalmente se utilizará para la fabricación. Los datos concretos que se obtienen de la aplicación de la ecuación (5.14) para ambos resonadores, y que se han indicado en la Fig. 5.11 y la Fig. 5.12, se muestran en la ecuación (5.19). Se obtienen tres posibles valores para la implementación del resonador en forma de T , pero se escoge la alternativa intermedia correspondiente a $s_2 = 0,3$ mm por presentar mayor facilidad de fabricación.

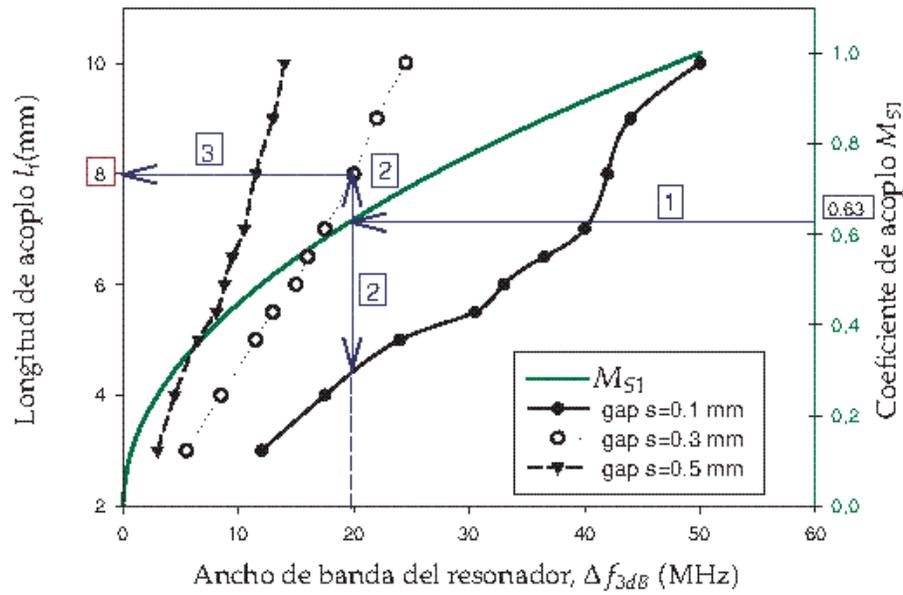


Figura 5.11: Relación entre el elemento M_{51} (eje derecho) y el ancho de banda del resonador microstrip de longitud $\lambda/2$ en función de la longitud l_r (eje izquierdo) para tres posibles valores del gap s_1 .

l_2 (mm.)	Ancho de banda a 3 dB Δf_{3dB} (MHz)		
	$s = 0,1$ mm	$s = 0,3$ mm	$s = 0,5$ mm
17		120	67
15	200	90	53
13	146	72	43
11	114	56	33.5
10	99	49	29.5
9	85	43	25.5
8	72.5	36	21.5
7	61	29.5	17.5
6	49	25	14
5	38	19.5	9
4	28	14	6.5
3	18	8.5	4

Tabla 5.6: Estudio paramétrico del nivel de acoplamiento para un resonador basado en una línea cortocircuitada en forma de T y longitud $\lambda/4$.

$$\Delta f_{3dB} \left. R1(\text{resonador} - \lambda/2) \right|_{M_{51} = 0,6301} = 2 \cdot 25 \cdot 0,6301^2 = 19,85 \text{ MHz} \begin{cases} l_i(s = 0,3 \text{ mm}) \approx 8,0 \text{ mm}, \\ l_i(s = 0,1 \text{ mm}) \approx 4,4 \text{ mm}. \end{cases} \quad (5.19)$$

$$\frac{\Delta f_{3dB}}{14} \left. R2(\text{resonador} - \text{línea } \lambda/4) \right|_{M_{52} = 1,0982} = 2 \cdot 25 \cdot 1,0982^2 = 60,3 \text{ MHz} \begin{cases} l_i(s = 0,5 \text{ mm}) \approx 16 \text{ mm}, \\ l_i(s = 0,3 \text{ mm}) \approx 11,6 \text{ mm}, \\ l_i(s = 0,1 \text{ mm}) \approx 6,9 \text{ mm}. \end{cases}$$

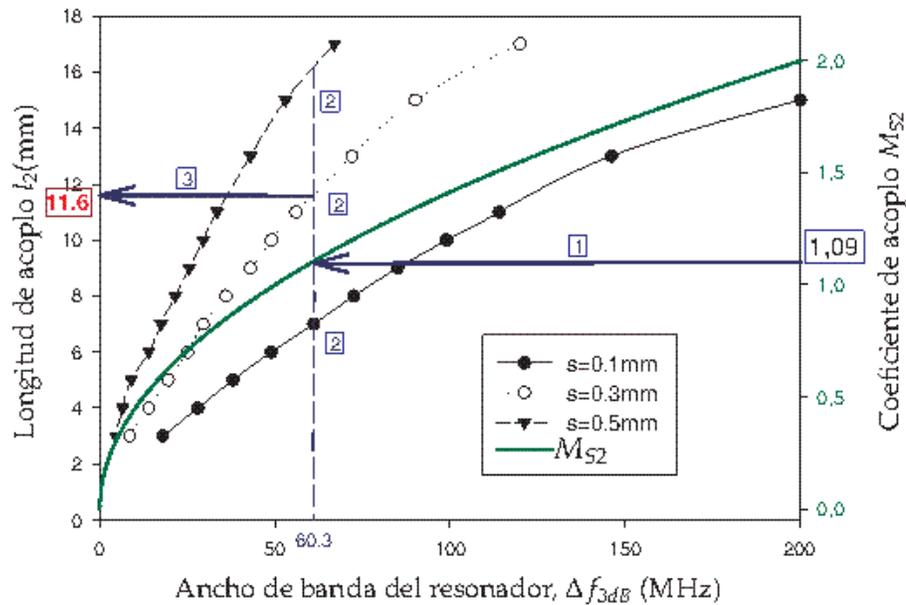


Figura 5.12: Relación entre el elemento M_{52} (eje derecho) y el ancho de banda del resonador basado en una línea microstrip cortocircuitada en función de la longitud l_2 (eje izquierdo) para tres posibles valores del gap s_2 .

Se realiza un análisis paramétrico similar para la obtención del desplazamiento de la frecuencia de resonancia (elemento M_{22}) del resonador, al variar la dimensión l_3 de la Fig. 5.2. Se vuelve a comprobar como en este caso, el desplazamiento obtenido al variar la dimensión una cierta cantidad Δl_3 mm es independiente del gap s escogido, y presenta una relación prácticamente lineal. Así se muestra en la Fig. 5.14.

Para conseguir **diseñar cada resonador** por separado, como indica la quinta etapa, los datos obtenidos habrá que relacionarlos con el parámetro M_{ii} obtenido en la Tabla 5.5. Para ello, y utilizando la ecuación (5.3) y las especificaciones del filtro, se obtiene el valor de frecuencia de resonancia que deberá presentar el resonador i ($i=1,2$) bajo estudio:

$$f_{R1}(\text{resonador} - \lambda/2) \Big|_{M_{11}=1,6332} = 1440,56\text{MHz} \implies \delta f = 20,5\text{MHz} \implies \delta l_{r1} \approx -0,30\text{mm}. \quad (5.20)$$

$$f_{R2}(\text{resonador} - \text{línea } \lambda/4) \Big|_{M_{22}=1,4705} = 1401,74\text{MHz} \implies \delta f = -18,26\text{MHz} \implies \delta l_3 \approx 0,25\text{mm}.$$

La Fig. 5.13 y la Fig. 5.14 muestran para los resonadores que formarán el filtro final, tanto los datos obtenidos del análisis paramétrico de la frecuencia de resonancia, como los resultados

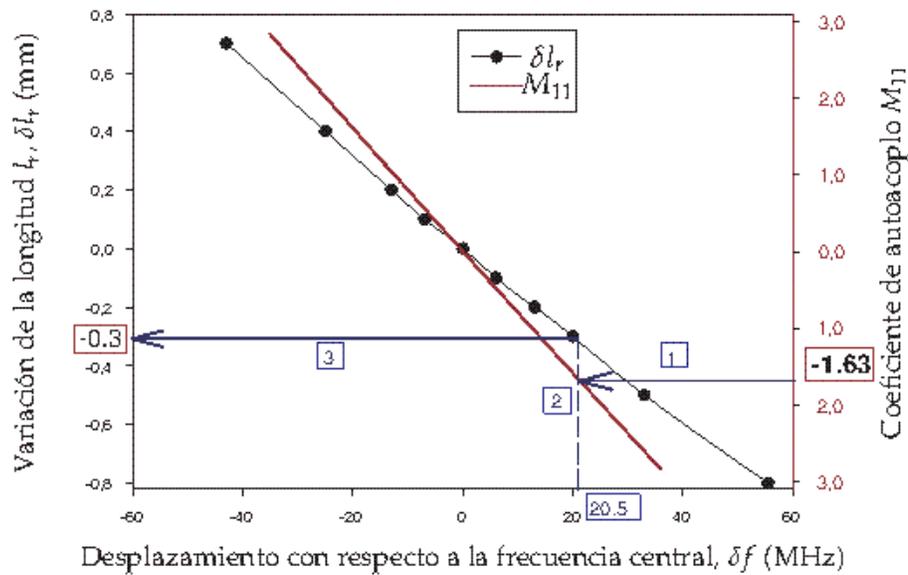


Figura 5.13: Desplazamiento de la frecuencia de resonancia del resonador microstrip de longitud $\lambda/2$ en función de la longitud l_r (eje izquierdo), y del elemento M_{11} (eje derecho).

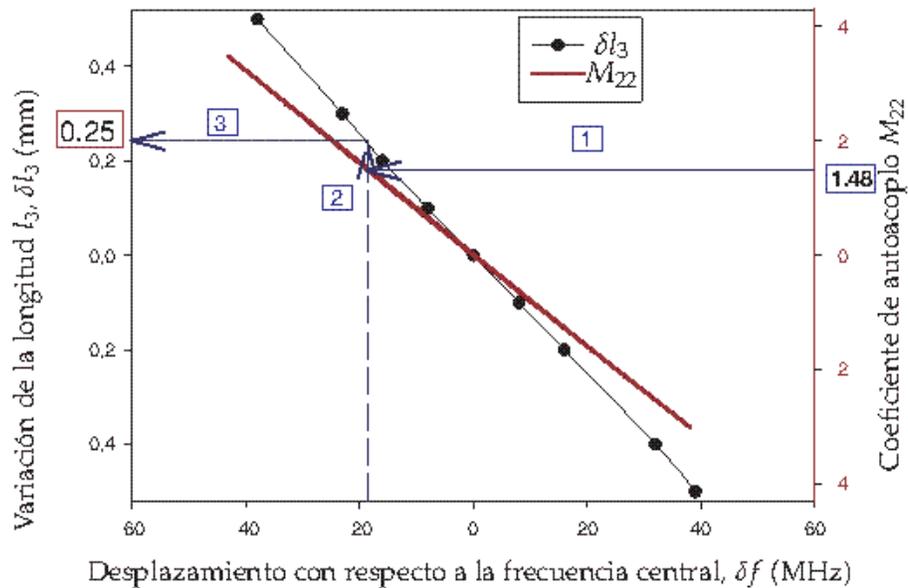


Figura 5.14: Desplazamiento de la frecuencia de resonancia del resonador microstrip en forma de T cortocircuitado en función de la longitud l_3 (eje izquierdo), y del elemento M_{22} (eje derecho).

obtenidos al aplicar la ecuación (5.3). Además, se indica la secuencia del proceso gráfico que conduce a los resultados indicados en (5.20).

El siguiente paso consistirá en **reconstruir la estructura completa** con las dimensiones

obtenidas. A continuación se realiza una simulación mediante el software electromagnético de onda completa (ADS), obteniendo los resultados que se muestran en la Fig. 5.15 como *Filtro 2*, comparados con la respuesta obtenida mediante la síntesis directa de la matriz de acoplo. Se observa un ligero desplazamiento en los parámetros S obtenidos de unos 4MHz hacia frecuencias inferiores, lo cual se intenta corregir mediante un pequeño acortamiento de las dimensiones de los resonadores (l_r y l_3) de $0,05\text{mm}$ (R1) y $0,03\text{mm}$ (R2).

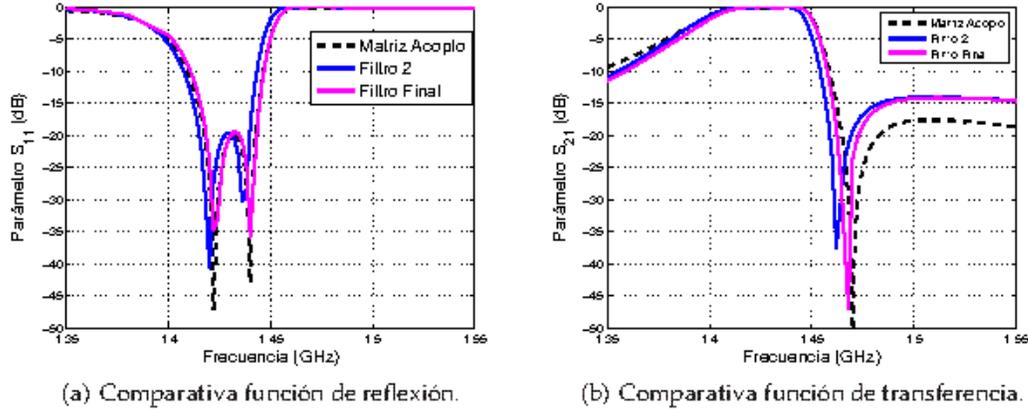


Figura 5.15: Resultados del filtro de segundo orden diseñado. Dimensiones *Filtro Final* según Fig. 5.2: $w = 1,8\text{mm}$, $s_1 = s_2 = 0,3\text{ mm}$, $l_1 = 8,0\text{ mm}$, $l_2 = 5,5\text{ mm}$, $l_r = 3,75\text{ mm}$, $l_3 = 21,5\text{ mm}$, $l_4 = 9,8\text{ mm}$, $l_5 = 6,22\text{ mm}$, $l_6 = 1,0\text{ mm}$.

5.5. Resultados

Tras los procesos de simulación y optimización realizados con los ejemplos expuestos mediante software de simulación electromagnética de onda completa ADS ©, se pasa a la fabricación de prototipos. Para esta última etapa se utiliza la tecnología microstrip, usando el sustrato *RT – Duroid 6006* ($\epsilon_r = 6,15$, y espesor $H = 1,27\text{mm}$). El primer filtro fabricado implementa un cero de transmisión bajo la banda de paso (ver especificaciones en la Tabla 5.1), y tiene el layout mostrado a la izquierda en la Fig. 5.1. Además, se utilizan esquinas en forma de chaflán en los resonadores de lazo para minimizar las pérdidas por radiación (se obtiene $0,13\text{dB}$ de pérdidas por radiación en la banda de paso, para este cálculo se ha realizado la operación $1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2$).

El segundo filtro fabricado corresponde al ejemplo 2 visto en la sección anterior. Se ha usado el mismo sustrato *RT – Duroid 6006*. En este caso, el filtro se ha diseñado según la configuración mostrada en la Fig. 5.2, donde el cortocircuito se ha implementado con un via-hole de diámetro $\phi = 0,7\text{mm}$ conectado al plano de masa. Una foto con el aspecto final de ambos prototipos fabricados se muestra en la Fig. 5.16, donde también se puede comprobar la reducción de casi el 50% en cuanto al tamaño obtenido con la segunda configuración.

Los resultados de las medidas de la estructura y las simulaciones realizadas durante el diseño se han comparado para las respuestas en reflexión y transmisión del filtro. Los resultados se pueden ver en la Fig. 5.17 (ejemplo 1) y en la Fig. 5.18 (ejemplo 2). En estas figuras, los datos

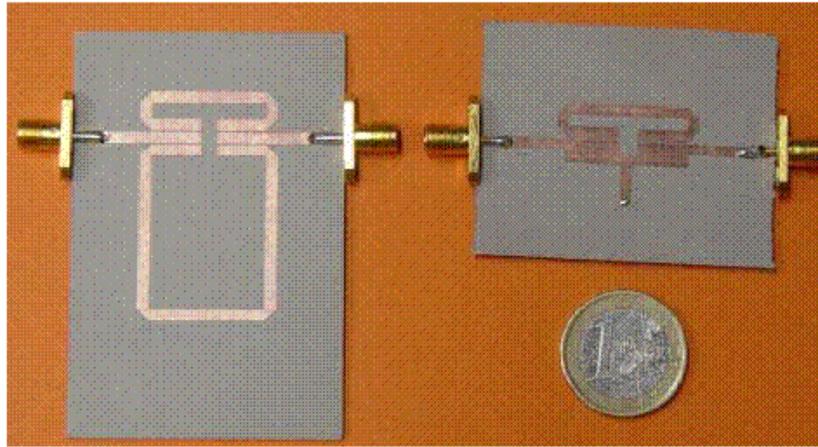


Figura 5.16: Filtros prototipo fabricados.

obtenidos mediante simulación incluyen pérdidas tanto en el sustrato dieléctrico ($\tan\delta = 0,002$) como en las partes metálicas de la estructura (conductividad finita, $\sigma = 4 \cdot 10^7 \text{S/m}$). Por otra parte, las medidas se han tomado con un analizador de redes vectorial modelo *HP-8720-ES*. Se puede observar una muy buena concordancia entre las medidas y los resultados previstos mediante simulación, lo que confirma la validez de las estructuras propuestas. En el caso del segundo cero de transmisión próximo a 2GHz que se observa en la Fig. 5.17, se cree que se debe al acoplo parásito entre la fuente y la carga. Se trata de un acoplo muy débil, como demuestra su posición alejada con respecto a la banda de paso del filtro.

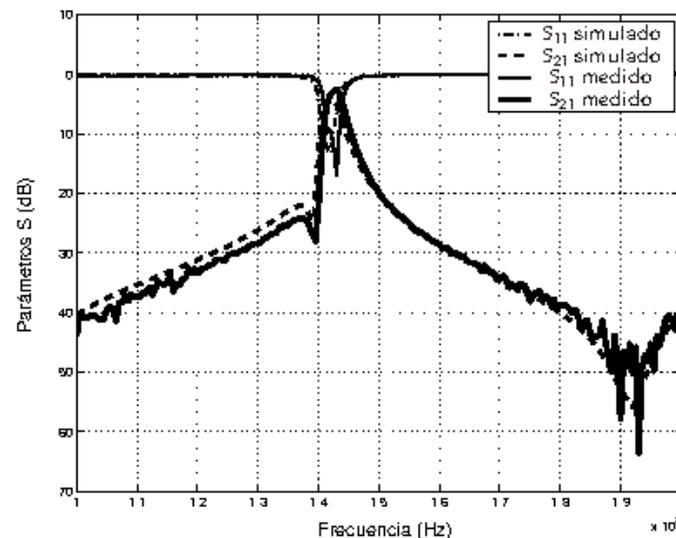


Figura 5.17: Parámetros S simulados y medidos para el filtro de la izquierda de la Fig. 5.16 (ejemplo 1). Las dimensiones según la Fig. 5.2 son: $l_{i1} = 9,4\text{mm}$, $l_{i2} = 9,1\text{mm}$, $l_g = 2,7\text{mm}$, $l_1 = 21,5\text{mm}$, $l_{r1} = 28,15\text{mm}$, $l_{r2} = 3,2\text{mm}$, $w_l = 1,8\text{mm}$ y $s_1 = s_2 = 0,3\text{mm}$.

En cuanto a los resultados obtenidos en los filtros fabricados, para el primer prototipo se han medido unas pérdidas de inserción de $3,2\text{dB}$ en la frecuencia central del filtro, mientras

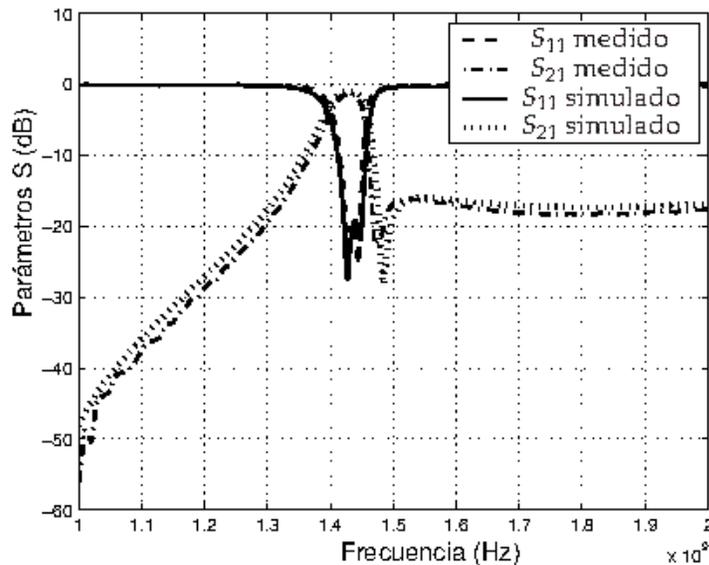


Figura 5.18: Parámetros S simulados y medidos para el filtro de la derecha de la Fig. 5.16 (ejemplo 2). Las dimensiones según la Fig. 5.2 son: $l_1 = 8$ mm, $l_2 = 5,5$ mm, $l_3 = 3,75$ mm, $l_4 = 21,5$ mm, $l_5 = 9,8$ mm, $l_6 = 6,22$ mm, $l_7 = 1,0$ mm, $w_1 = 1,8$ mm y $s_1 = s_2 = 0,3$ mm.

que el ancho de banda cuyas pérdidas de retorno son menores de 10dB ha resultado ser de 19MHz . Se podría destacar el desplazamiento de la respuesta de unos 3MHz hacia frecuencias inferiores. Para el segundo filtro, se han obtenido unas pérdidas de inserción de $1,58\text{dB}$ en la frecuencia central del filtro, mientras que el ancho de banda cuyas pérdidas de retorno son menores de 20dB se ha reducido hasta 22MHz desde los 25MHz esperados. Ambos prototipos muestran resultados bastante buenos tratándose de tecnología microstrip.

Es importante destacar que el tamaño del segundo prototipo se reduce a la mitad con respecto al primero. Se trata de la primera implementación práctica de un resonador microstrip con forma de T que también forma parte de un filtro transversal, lo que dió lugar a la comunicación [Rebenaque et al., 2004c]. Además de proporcionar una estructura más compacta, la nueva topología de resonador también permite manejar mayores coeficientes de acoplo que la estructura basada en dos resonadores de lazo abierto, como se puede deducir de la comparación de la Fig. 5.11 y la Fig. 5.12. El ancho de banda relativo que se puede obtener con la estructura basada en dos resonadores de lazo abierto varía del 1% – 3% , mientras que con la nueva configuración propuesta el rango de variación es aproximadamente del 2% – 9% . Como inconveniente, presenta una mayor sensibilidad a la variación de las dimensiones de su geometría.

5.6. Conclusiones

El presente capítulo se trata de una continuación en el **desarrollo de nuevas estructuras de filtrado realizadas en tecnología microstrip**, y cuya respuesta exhibe alta selectividad. Se ha profundizado en la implementación de **filtros de segundo orden que presentan un cero**

de transmisión, producido debido a la **interferencia destructiva de señales** que tiene lugar al proveer más de un camino principal a la señal entre los puertos de entrada y salida.

Concretamente, se ha introducido una **nueva estructura de resonador basada en un stub** de longitud aproximada $\lambda/4$ **cortocircuitado a masa**. Este nuevo resonador presenta un operación similar al resonador de lazo abierto cuya longitud aproximada era λ , pero con un tamaño significativamente menor. Para **conseguir mayores coeficientes de acoplo y una configuración más compacta**, se ha dado a dicho stub un aspecto final en **forma de T**. La nueva estructura obtenida mantiene el esquema de acoplo anterior basado en pares de resonadores conectados en paralelo, y por tanto, también las **ventajas de este tipo de estructuras ya comentadas en el capítulo anterior**: propiedad de desplazamiento de ceros, características conocidas de la banda de paso y optimización independiente de cada parte por separado.

Además, en este capítulo se ha profundizado en el análisis de la **influencia de los parámetros geométricos de la estructura con su correspondiente respuesta eléctrica** para las topologías de resonador presentadas. Se ha identificado la influencia de los principales parámetros en las características de la banda de paso del filtro, así como su sintonización en frecuencia. Para ello ha sido fundamental el uso de un software comercial que permita un análisis electromagnético de onda completa, en concreto se ha utilizado el módulo *Momentum* de *ADS*. Tomando estos parámetros principales y la propiedad del tipo de estructuras propuestas de optimización de cada parte por separado, se ha **propuesto un algoritmo de diseño aplicable a filtros de topología transversal**, de muy sencilla aplicación. Se ha probado la validez del algoritmo propuesto con dos ejemplos distintos, utilizando distintas topologías de resonadores y obteniendo unos resultados realmente próximos a las predicciones teóricas, produciendo que el último proceso de optimización sea prácticamente mecánico.

La última etapa del proceso ha sido la **fabricación y medida de dos prototipos**, que coinciden con los ejemplos propuestos. En estos diseños se han utilizado esquinas en forma de chaflán para reducir las pérdidas por radiación. Los resultados obtenidos y su excelente concordancia con las predicciones teóricas no sólo **validan el algoritmo propuesto para el diseño de filtros transversales** de microondas, sino que también confirman la correspondencia entre el esquema de acoplo propuesto y la estructura implementada, así como las ventajas y propiedades de las nuevas estructuras de filtrado propuestas, puesto que en ellas se basa dicho algoritmo.

Por último, resaltar que las implementaciones y resultados finales descritos a lo largo del presente capítulo, han sido recogidos en la publicación [Rebenaque et al., 2004b].

Síntesis, diseño e implementación de filtros transversales *fully-canonical*

6.1. Introducción

En el presente capítulo se profundizará en el estudio de una configuración simple para implementar filtros transversales en tecnología microstrip. Se continuará con una estructura de segundo orden, basada en la configuración básica ya conocida que permite la implementación de un cero de transmisión y dos ceros de reflexión en la respuesta del filtro. Esta configuración consistía en acoplar los puertos de entrada y salida a dos resonadores impresos de distinta longitud colocados en una configuración paralelo. Se introducirá una modificación en dicha estructura para permitir un acoplo directo adicional entre la fuente y la carga, de modo que se permita la síntesis de funciones de filtrado *fully – canonical*, y por tanto la implementación de dos ceros de transmisión en frecuencias finitas.

Una vez propuesto el esquema de acoplo modificado, se comprobará cómo dependiendo del valor y el signo de los términos de acoplo, se pueden obtener distintos tipos de respuestas en frecuencia. En este contexto, y puesto que se considerará un término de acoplo directo fuente-carga no nulo ($M_{SL} \neq 0$), se propondrá un método de diseño de dicho término en filtros reales fabricados en tecnología microstrip. También se demostrará cómo pequeñas modificaciones en los parámetros geométricos de la estructura básica permiten obtener respuestas paso banda o banda rechazada. Siguiendo con el mismo esquema de acoplo, la presencia de dos ceros de transmisión permite su localización en el plano real, como se ha visto hasta ahora, o su localización en el plano complejo como pares conjugados. Se analizarán las distintas posibilidades de situar los ceros de transmisión en el plano real o en el plano complejo, así como sus efectos en la respuesta en frecuencia y en el retardo de grupo del filtro. Además, se explicarán estas características relacionadas con los términos de la matriz de acoplo $N + 2$ que los modela.

Finalmente, se presentarán dos implementaciones prácticas en tecnología microstrip con distintos tipos de respuestas, así como una tercera implementación que demostrará la posi-

bilidad de ecualización del retardo de grupo. Por último, se propondrá un cuarto filtro paso banda implementado mediante una novedosa tecnología híbrida, que extenderá el algoritmo de diseño de filtros transversales a tecnologías distintas a la microstrip.

6.2. Descripción general de la estructura

Los filtros de microondas se pueden clasificar según su respuesta en frecuencia en los siguientes tipos: paso banda, banda rechazada o filtros con fase lineal, por citar algunos de ellos. El tipo de respuesta depende de la localización de sus ceros de reflexión y de transmisión, o de la forma de las bandas de paso y las bandas rechazadas.

Los filtros paso banda de microondas han sido los más ampliamente estudiados. Las técnicas de síntesis de filtros de tipo Chebyshev o Butterworth basadas en el acoplo directo de un cierto número de resonadores son ampliamente conocidas [Matthaei et al., 1980]. La presencia de ceros de transmisión en frecuencias finitas permite el diseño de filtros elípticos o pseudo-elípticos. Estos ceros de transmisión se generan mediante la introducción de acoplos adicionales entre los nodos que forman el filtro, por ejemplo mediante acoplos cruzados [Hong and Lancaster, 1996], o proveyendo más de un camino directo a la señal entre los puertos de fuente y carga [Rosenberg and Amari, 2002a]. Los filtros con ecualización de fase se diseñan usando el mismo principio. Sin embargo, debido al hecho de que los ceros de transmisión que ecualicen el retardo de grupo deben localizarse con cierta simetría en el plano complejo, este tipo de dispositivos se han tratado menos frecuentemente en la literatura, y sólo en casos de elevado orden [Lee et al., 2003].

Con los filtros de banda rechazada sucede algo similar; se pueden sintetizar mediante simples modificaciones de las técnicas de diseño de filtros paso banda de Chebyshev. Sin embargo, también son reducidas las aportaciones presentadas sobre filtros elípticos de banda rechazada [Amari and Rosenberg, 2004a]; y la implementaciones prácticas son muy limitadas en tecnología planar [Wu et al., 2005], [Falcone et al., 2004], [Martín et al., 2003]; así como en tecnología guíaonda [Rhodes, 1972], [Quiang and Zhuang, 1983].

El objetivo del presente capítulo será avanzar en la investigación de filtros transversales en tecnología microstrip. Para ello se implementará el esquema de acoplo conocido como *Modified – Doublet* [Amari and Rosenberg, 2003b]. Con respecto al esquema de acoplo implementado en anteriores capítulos, este esquema presenta un acoplo adicional entre los puertos de entrada y salida, permitiendo la implementación de filtros con hasta dos ceros de transmisión. Con este esquema de acoplo, y basándose en el algoritmo de diseño presentado en el capítulo anterior, se pretende:

- La implementación de filtros con respuestas paso banda, banda rechazada y de ecualización de fase con mínimas modificaciones en la topología de la estructura de filtrado.
- Posibilidad de implementación de bandas de paso o bandas rechazadas asimétricas o simétricas que conduzcan a una respuesta pseudo-elíptica.

- Análisis detallado de los efectos de la posición de los ceros de transmisión, contrastado con las correspondientes matrices de acoplo.
- Implementación independiente de cada elemento de acoplo; en concreto mostrar el proceso de implementación del nuevo término de acoplo directo fuente-carga M_{SL} . Hasta ahora este término se había considerado nulo, por lo que no era posible la implementación de funciones de filtrado *fully – canonical*.
- Extender la validez del algoritmo de diseño propuesto, mediante el diseño de un filtro paso banda con la nueva tecnología híbrida guíaonda-circuito impreso.

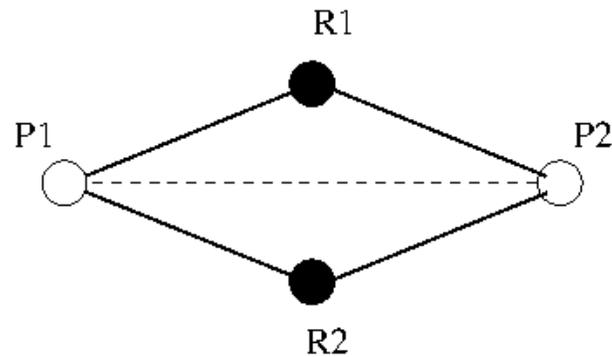


Figura 6.1: Esquema de acoplo propuesto para la estructura de filtrado. La línea discontinua representa el acoplo adicional introducido.

También destacar que las estructuras que se presentarán mantienen las propiedades ya vistas, y permiten, por tanto, que el esquema de acoplo (Fig. 6.1) propuesto se utilice como bloque básico para la implementación de estructuras de mayor orden.

6.2.1. Esquema de acoplo y funcionamiento

Para los diseños del presente capítulo, se implementará el esquema de acoplo conocido como *Modified – Doublet*, mostrado en la Fig. 6.1. En esta figura, las líneas continuas representan el acoplo entre los puertos de entrada/salida y los resonadores, mientras que la línea discontinua representa el acoplo entre puertos (implicará un término de acoplo directo fuente-carga no nulo, $M_{SL} \neq 0$). El esquema de acoplo es similar al presentado en [Rosenberg and Amari, 2002a], [Rebenaque et al., 2004b] pero ahora se ha añadido un acoplo directo entre los puertos de entrada y salida, como se mostró en [Amari and Rosenberg, 2003b]. La ventaja de la estructura propuesta es que el acoplo directo adicional entre fuente y carga permite la síntesis de funciones de filtrado *fully – canonical*. Así, dado que se trata de una estructura de orden $N = 2$, se pueden implementar hasta dos ceros de transmisión en frecuencias finitas [Amari and Bornemann, 2000].

El principio de operación de la estructura propuesta se mantiene con respecto a diseños anteriores: proveer más de un camino a la señal entre los puertos de entrada y salida. Las líneas de entrada y salida se continúan acoplando a pares de resonadores en una configuración en

paralelo, mientras que no existe acoplo entre ambos resonadores. Además, se incorpora el acoplo adicional entre nodos terminales. En cuanto a la topología de los resonadores que forman la estructura, se mantendrán los vistos en capítulos anteriores, es decir, bien dos resonadores de lazo abierto de distinta longitud, o bien la combinación de un resonador de lazo con una línea microstrip cortocircuitada. Además, la posibilidad de un camino directo para la señal entre la fuente y la carga tiene como efecto la aparición de un cero de transmisión adicional en frecuencias finitas. La combinación de la localización de estos dos ceros de transmisión por encima y bajo la banda de paso permitirá transiciones abruptas a ambos lados de la banda de paso, y, por tanto, la síntesis de respuestas pseudo-elípticas.

Una vez conseguido que el término $M_{SL} \neq 0$, a partir del esquema de acoplo de la Fig. 6.1, se podrán implementar filtros microstrip con funciones de filtrado *fully – canonical*. Además, se presentará un análisis teórico de la influencia de la posición de los ceros de transmisión tanto en la respuesta en frecuencia, como en la ecualización de fase de filtros transversales. Finalmente, se obtendrá una respuesta en frecuencia dual a la pseudo-elíptica ya comentada, cambiando el signo del término de acoplo directo entre los puertos (M_{SL}). Partiendo de esta idea, se presentará una nueva estructura que implementará una respuesta de banda rechazada, usando la misma topología básica y esquema de acoplo anterior (Fig. 6.1). Es decir, se mantendrá la misma topología de resonadores anteriores, pero el acoplo capacitivo original entre los puertos, se cambiará de signo, transformándolo en un acoplo de tipo inductivo. Se mostrará que el cambio de signo de este acoplo directo (elemento M_{SL} de la matriz de acoplo) transforma la respuesta en frecuencia paso banda en una respuesta dual de banda rechazada.

Además de las nuevas implementaciones de filtros de banda rechazada usando una topología transversal, otro aspecto importante y novedoso que se presentará en el presente capítulo será la demostración práctica de ceros de transmisión complejos usando estructuras microstrip. En todas estas implementaciones se calcularán sus matrices de acoplo asociadas. Para filtros con ecualización de fase, los dos ceros de transmisión se deben situar en el plano complejo, siendo sus limitaciones en cuanto a localización las impuestas por la tecnología de fabricación.

Finalmente, destacar que para la implementación del término de acoplo directo M_{SL} en tecnología planar, se propondrá una nueva modificación en el layout de la estructura. Para ello, se extenderán y curvarán las líneas de entrada y salida, de modo que el acoplo entre ellas sea posible, y además fácilmente controlable. Por tanto, el esquema de acoplo presentado (conocido como *Modified – Doublet*) constituirá un bloque flexible y versátil, muy útil para el diseño de filtros de mayor orden mediante la conexión en cascada de varias unidades [Amari and Rosenberg, 2003b].

6.2.2. Posibles respuestas del bloque *Modified – Doublet*

El esquema de acoplo *Modified – Doublet* se trata de una estructura de orden 2 basada en una topología transversal (ver Fig. 6.1). Por tanto, contiene dos resonadores acoplados simultáneamente a los puertos de entrada y salida, pero que no están acoplados entre ellos.

Además, con respecto al *doublet* tradicional propuesto en [Rosenberg and Amari, 2002a], incorpora el acoplo directo fuente-carga (mostrado con línea discontinúa en la Fig. 6.1), lo que permite la síntesis de respuestas *fully – canonical*. La posibilidad de implementar tanto respuestas simétricas como asimétricas, con hasta dos ceros de transmisión lo hace un bloque muy versátil. Ajustando la magnitud y los signos de los coeficientes de acoplo que modelan la estructura, este bloque se puede usar para diseñar filtros paso banda, banda rechazada o filtros con ecualización de fase. Más adelante se mostrarán ejemplos concretos de cada uno de estos casos.

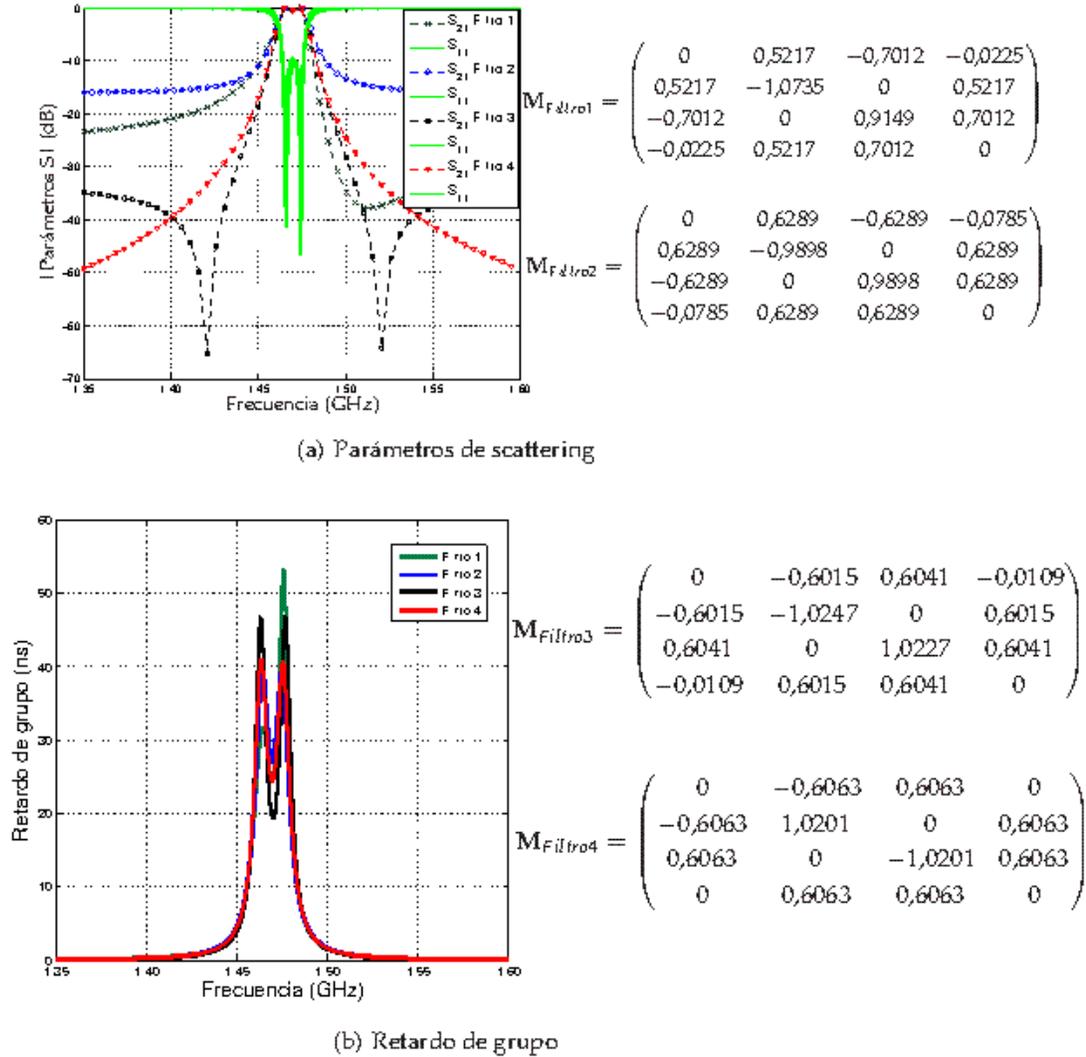


Figura 6.2: Distintas respuestas de la topología *modified doublet*, $f_c = 1,47GHz$, polos en $1,465GHz$ y $1,475GHz$. Filtro 1: ceros de transmisión complejos sobre la banda de paso (situados en $1,5GHz$, con parte real $\delta = 3$); Filtro 2: ceros de transmisión complejos centrados en la banda de paso (situados en $1,47GHz$, con parte real $\delta = 3$); Filtro 3: ceros de transmisión reales (situados en $1,42GHz$ y $1,52GHz$), respuesta pseudo-elíptica; Filtro 4: Respuesta Chebyshev. También se aportan las matrices de acoplo.

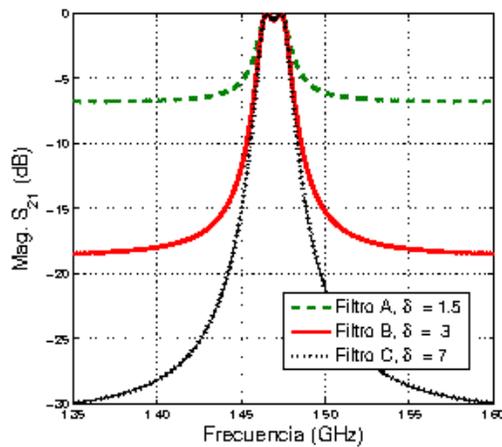
	Filtro 1	Filtro 2	Filtro 3	Filtro 4
Diferencia	22.19 ns	12.68 ns	27.49 ns	16.54 ns.

Tabla 6.1: Máxima variación del retardo de grupo dentro de la banda de paso para las respuestas mostradas en la Fig. 6.2.

Con respecto a los filtros paso banda, debido a la posibilidad de implementación de hasta dos ceros de transmisión, la respuesta más típica para esta topología será la síntesis de filtros pseudo-elípticos. La apropiada combinación de ambos ceros de transmisión se puede utilizar para obtener alta selectividad a ambos lados de la banda de paso. Para conseguirlo, el resonador que cambia el signo de la señal de la entrada a la salida debe estar sintonizado bajo la frecuencia central del filtro. Como alternativa, ambos ceros de transmisión se pueden desplazar al mismo lado de la banda de paso. En este caso, el resonador que cambia el signo de la señal se debe sintonizar sobre la frecuencia central del filtro. En esta línea, un ajuste apropiado de los acoplos puede situar los ceros de transmisión en el plano complejo como pares conjugados. Todas estas respuestas distintas se pueden observar en la Fig. 6.2. En dicha figura, *Filtro 3* presenta dos ceros de transmisión en el eje real, mientras que *Filtro 1* y *Filtro 2* presentan un par de ceros complejos. En la misma figura también se incluye *Filtro 4*, cuyos ceros de transmisión se encuentran localizados en el infinito (respuesta Chebyshev).

Se puede observar en los resultados mostrados en la Fig. 6.2(a) que el parámetro de reflexión es prácticamente el mismo en todos los casos. Como cabía esperar, la respuesta de transmisión que muestra la mayor selectividad (*Filtro 3*) presenta la desventaja de una mayor variación en el retardo de grupo dentro de la banda de paso. También se observa que es posible lograr una ecualización de fase colocando los ceros de transmisión en el plano complejo. En particular, los valores correspondientes a la máxima variación del retardo de grupo dentro de la banda de paso para los filtros mostrados en la Fig. 6.2(b) se comparan en la Tabla 6.1.

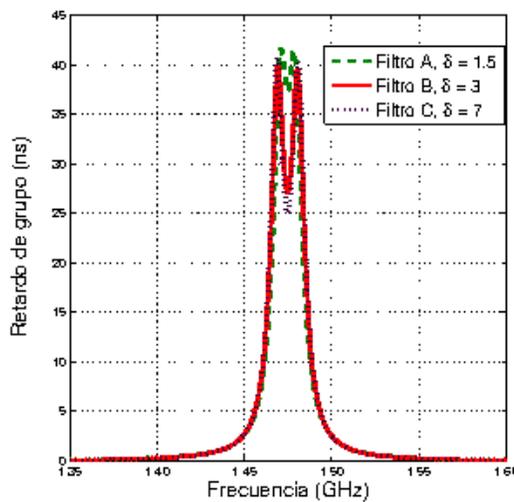
En la Tabla 6.1 se muestra que el filtro con menor variación en el retardo de grupo corresponde al *Filtro 2*, cuyos ceros de transmisión coinciden con la frecuencia central de la banda de paso del filtro. Con este dato, el siguiente paso será comparar el módulo del parámetro de transmisión y el valor del retardo de grupo dependiendo del valor de la parte real de los ceros de transmisión complejos. Los datos mostrados en la Fig. 6.3 vuelven a confirmar el compromiso entre la selectividad de la respuesta en frecuencia y la ecualización de fase. La máxima variación del retardo de grupo dentro de la banda de paso para los filtros de la Fig. 6.3 se comparan en la Tabla 6.2, donde la leyenda indicada como *Filtro B* corresponde al *Filtro 2* de la Fig. 6.2. Las matrices de acoplo para los tres filtros comparados también se incluyen en la Fig. 6.3.



$$M_{FiltroA} = \begin{pmatrix} 0 & 0,6598 & -0,6598 & -0,2550 \\ 0,6598 & -0,8922 & 0 & 0,6598 \\ -0,6598 & 0 & 0,8922 & 0,6598 \\ -0,2550 & 0,6598 & 0,6598 & 0 \end{pmatrix}$$

$$M_{FiltroB} = \begin{pmatrix} 0 & 0,6289 & -0,6289 & -0,0785 \\ 0,6289 & -0,9898 & 0 & 0,6289 \\ -0,6289 & 0 & 0,9898 & 0,6289 \\ -0,0785 & 0,6289 & 0,6289 & 0 \end{pmatrix}$$

(a) Parámetro S_{21} .



$$M_{FiltroC} = \begin{pmatrix} 0 & 0,6111 & -0,6111 & -0,0151 \\ 0,6111 & -1,0148 & 0 & 0,6111 \\ -0,6111 & 0 & 1,0148 & 0,6111 \\ -0,0151 & 0,6111 & 0,6111 & 0 \end{pmatrix}$$

(b) Retardo de grupo.

Figura 6.3: Características de varios filtros con ceros de transmisión en el plano complejo, centrados en la banda de paso del filtro, con sus correspondientes matrices de acoplo. El acoplo directo M_{SL} se debe incrementar para reducir la parte real de los ceros complejos, y mejorar así la equalización.

	Filtro A	Filtro B	Filtro C
Diferencia	4.3 ns	12.68 ns	15.56 ns

Tabla 6.2: Máxima variación del retardo de grupo dentro de la banda de paso para las respuestas mostradas en la Fig. 6.3.

6.3. Implementación de filtros paso banda transversales *fully canonical* en tecnología microstrip

En esta sección se van a presentar varias implementaciones compactas en tecnología microstrip del esquema de acoplo mostrado en la Fig. 6.1. Para el diseño de los nodos resonantes,

se escogerán las topologías ya usadas anteriormente y basadas en resonadores de lazo abierto de longitud aproximada λ y $\lambda/2$, o una línea de transmisión cortocircuitada en forma de T y longitud aproximada $\lambda/4$. Del mismo modo, se mantiene el algoritmo de diseño consistente en aislar cada resonador perteneciente a la estructura para sintetizar individualmente su respuesta en frecuencia (descrito en el Capítulo 5).

Con respecto a la síntesis física de los elementos obtenidos en la matriz de acoplo, de los capítulos anteriores se conoce que:

- Los términos de acoplo entre los puertos de entrada y salida y los resonadores (M_{Si}) se implementan mediante líneas acopladas.
- Los términos no nulos de la diagonal principal (M_{ii}) se implementan mediante diferencias en la frecuencia de resonancia de los resonadores respecto a la frecuencia central del filtro.

Además, para la síntesis de funciones de filtrado *fully – canonical* es necesario el acoplo directo en los puertos de entrada y salida (M_{SL}). La implementación de este último elemento en filtros planares se puede lograr extendiendo y curvando las líneas de entrada y salida, como se muestra en la Fig. 6.4.

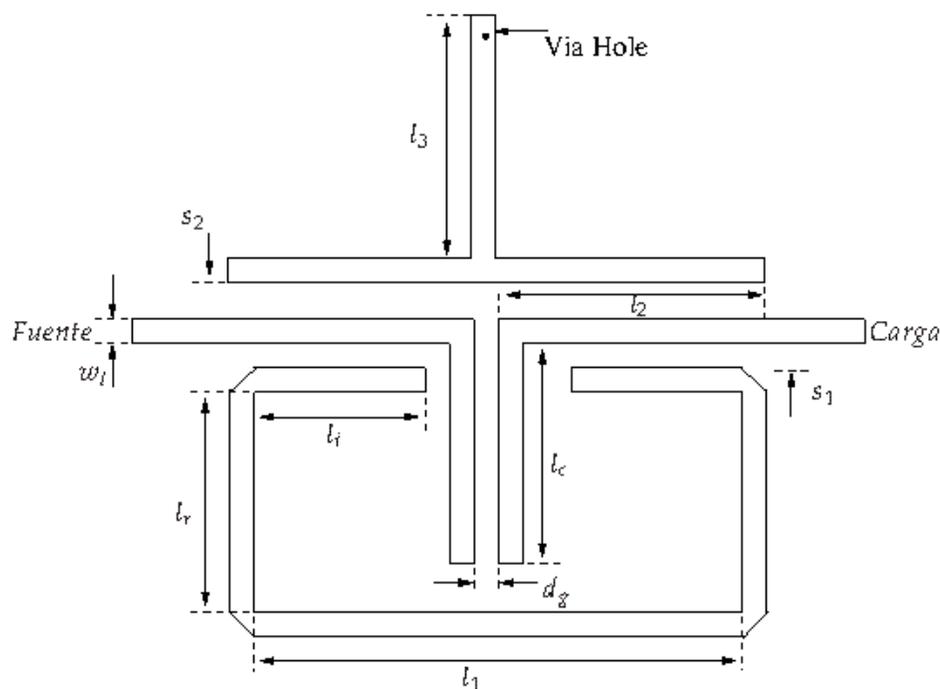


Figura 6.4: Layout del filtro *fully canonical* de segundo orden propuesto.

6.3.1. Proceso de diseño: cálculo del término M_{SL}

En las funciones de filtrado *fully – canonical* el término M_{SL} (inversor de acoplo directo entre fuente y carga) presenta un valor no nulo. Los esquemas de acoplo que cumplen este caso concreto, presentan una función de transferencia donde el número de ceros de transmisión en

posiciones finitas es igual al orden N del filtro. A continuación se va a describir cómo implementar en la práctica el valor de este término.

Siguiendo con la estrategia utilizada en el diseño de filtros transversales de aislar cada componente por separado, suponemos que el único camino entre los puertos de entrada y salida se produce a través del inversor de admitancia M_{SL} invariante con la frecuencia (ver Fig. 6.5). Este hecho se produce cuando la frecuencia de operación tiende a infinito ($s \rightarrow \infty$); o bien, como aproximación cuando la frecuencia de operación del filtro está lo suficientemente lejos de la banda de paso, y los resonadores equivalen prácticamente a circuitos abiertos. En este caso, el circuito equivalente se simplifica al inversor M_{SL} entre la fuente y la carga (Fig. 6.5(b)). La impedancia de entrada normalizada que se presenta a la fuente bajo esas condiciones es $Z_{in} = M_{SL}^2$ (puede verse básicamente como un inversor de un cuarto de longitud de onda de impedancia característica M_{SL} terminado en una carga adaptada normalizada $R_L = 1$). El cálculo del coeficiente de reflexión quedará:

$$Z_{in} = \frac{M_{SL}^2}{R_L} = M_{SL}^2 \quad (6.1)$$

$$|S_{11}| = \left| \frac{Z_{in} - 1}{Z_{in} + 1} \right| = \left| \frac{M_{SL}^2 - 1}{M_{SL}^2 + 1} \right| = \frac{1 - M_{SL}^2}{1 + M_{SL}^2}$$

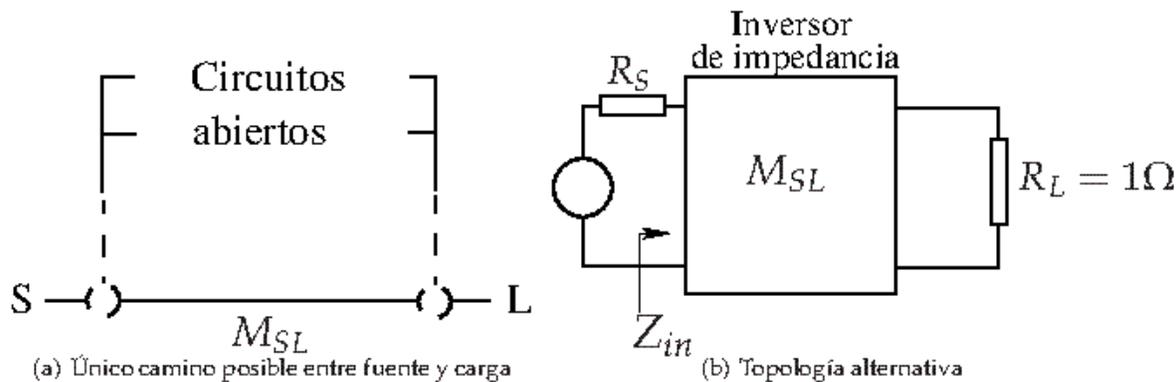


Figura 6.5: Array transversal en $s = \pm j \cdot \infty$.

Ya se comentó en el Capítulo 3 que existían dos posibles soluciones equivalentes de la matriz de acoplo, que cumplían $M_{SL} = 1/M'_{SL}$. Aquí se tomará $|M_{SL}| < 1$, puesto que correspondía a una red realizable en la práctica. Si además, suponemos que se trata de un filtro sin pérdidas, se puede usar la ecuación de la conservación de la energía para redes de dos puertos y calcular la magnitud del coeficiente de transmisión en función de M_{SL} , y bajo los supuestos mencionados, como sigue:

$$|S_{21}|^2 = 1 - |S_{11}|^2 = 1 - \left(\frac{1 - M_{SL}^2}{1 + M_{SL}^2} \right)^2 = \frac{4 \cdot M_{SL}^2}{(1 + M_{SL}^2)^2} \quad (6.2)$$

$$|S_{21}| = \frac{2 \cdot |M_{SL}|}{1 + M_{SL}^2} \rightarrow \text{despejando} \rightarrow |M_{SL}| = \frac{1 - \sqrt{1 - |S_{21}|^2}}{|S_{21}|}$$

Así, ya se puede obtener el valor de $|M_{S_L}|$ a partir del parámetro $|S_{21}|$. Sin embargo, para poder realizar la implementación práctica de filtros faltará un último paso: relacionar los parámetros eléctricos obtenidos mediante las ecuaciones de síntesis con los parámetros geométricos que permitan la fabricación del dispositivo final. Para ello se procederá de modo similar a los parámetros de la matriz de acoplo (M_{S_i} , M_{ii}) que se trataron con éxito en el Capítulo 5. Por tanto, se particularizará para la tecnología planar y se recurrirá a un software comercial que permita un análisis electromagnético de onda completa, y el estudio paramétrico de determinadas dimensiones geométricas.

Para la realización del estudio paramétrico, se partirá de la estructura de la Fig. 6.4, donde se variarán los parámetros que determinan la longitud y separación de las líneas de transmisión que permiten el acoplo fuente-carga: l_c y d_g . El máximo valor permitido para la longitud l_c estará limitado por el espacio físico que permita el diseño del resonador de lazo abierto, por eso se ha realizado el análisis hasta 8mm . Además, como se ha supuesto a partir de la ecuación (6.1), y además se indica en la Fig. 6.5(a), puesto que el único camino posible entre los puertos fuente y carga se produce a través de la zona de acoplo entre líneas de entrada y salida, se suprimen del circuito los resonadores. Por tanto, se realizan varias simulaciones del circuito resultante alrededor de la frecuencia de trabajo ($1,4\text{GHz}$), variando los parámetros l_c y d_g , y se toma el valor del parámetro S_{21} . Este valor obtenido se relacionará con el elemento de la matriz M_{S_L} a través de la ecuación (6.2). En concreto, los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 6.3.

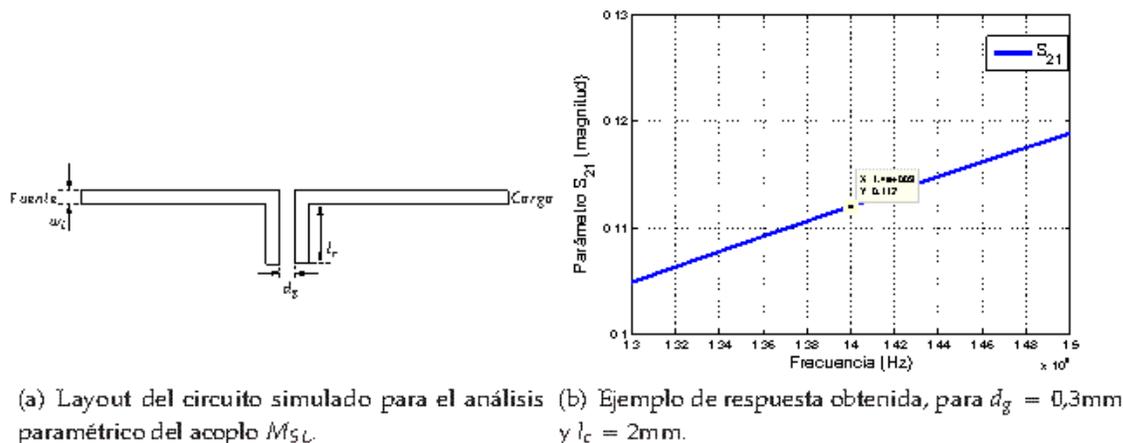


Figura 6.6: Ejemplo de layout y resultado de la simulación, necesarios para completar la Tabla 6.3.

Las simulaciones para la obtención del parámetro S_{21} mostrado en la Tabla 6.3 se han realizado con el módulo *Momentum* de software *HP - ADS*, utilizando el sustrato *RT - Duroid 6006* ($\epsilon_R = 6,15$, $H = 1,27\text{mm}$), que será el que finalmente se utilizará para la fabricación. El valor del término de acoplo directo M_{S_L} se ha calculado a partir del valor S_{21} obtenido mediante simulación, y utilizando la ecuación (6.2). La Fig. 6.6 muestra el layout utilizado en la simulación para la elaboración de la Tabla 6.3, así como el resultado de un caso concreto. Se puede observar como los resultados presentan muy poca variación con la frecuencia (al pasar

l_c (mm.)	$d_g = 0,1$ mm		$d_g = 0,3$ mm		$d_g = 0,5$ mm	
	S_{21}	M_{SL}	S_{21}	M_{SL}	S_{21}	M_{SL}
0	0,068	0,034	0,057	0,029	0,042	0,021
1	0,104	0,052	0,087	0,044	0,065	0,033
2	0,138	0,069	0,112	0,058	0,086	0,043
3	0,168	0,085	0,142	0,071	0,106	0,053
4	0,195	0,098	0,164	0,083	0,124	0,062
5	0,216	0,109	0,184	0,093	0,139	0,070
6	0,235	0,119	0,200	0,101	0,152	0,076
7	0,249	0,126	0,213	0,108	0,161	0,081
8	0,259	0,132	0,222	0,112	0,168	0,085

Tabla 6.3: Estudio paramétrico del nivel de acoplo fuente-carga para distintos valores de l_c y d_g , según la estructura mostrada en Fig. 6.4

de 1,4GHz a 1,5GHz, la magnitud del parámetro de transmisión varía de 0,112 a 0,119).

A continuación se verán ejemplos prácticos de implementación de filtros de orden $N = 2$ *fully – canonical* para validar la estructura y la implementación en tecnología planar propuesta. En general, se puede añadir que para una respuesta típica de un filtro paso banda con forma pseudo-elíptica, y si el resto de componentes de la matriz de acoplo no se modifican, un valor alto del término M_{SL} implicará un acercamiento de los ceros de transmisión a la banda de paso, cuya contrapartida será un menor nivel de rechazo en la banda rechazada.

6.3.2. Ejemplo de diseño de un filtro paso banda de segundo orden *fully – canonical* con respuesta pseudo-elíptica en tecnología microstrip

En esta sección se detallará el proceso de diseño de un filtro paso banda de segundo orden *fully – canonical* con topología transversal, usando el esquema de acoplo y la topología mostrados en la Fig. 6.1 y la Fig. 6.4. El proceso de síntesis comenzará con el establecimiento de unas **especificaciones** y el cálculo de la **matriz de acoplo** asociada según la teoría ya vista:

Frecuencia central	1.4 GHz
Ancho de banda	15 MHz
Pérdidas de retorno	15 dB
Ceros de Transmisión	1.36 GHz y 1.44 GHz

$$M_1 = \begin{pmatrix} 0 & -0,7112 & 0,7166 & -0,0494 \\ -0,7112 & -1,2977 & 0 & 0,7112 \\ 0,7166 & 0 & 1,2957 & 0,7166 \\ -0,0494 & 0,7112 & 0,7166 & 0 \end{pmatrix} \quad (6.3)$$

Ejemplo 1: Especificaciones del filtro y matriz de acoplo

Se comenzará con el último elemento introducido, el término M_{SL} y el cálculo de las dimensiones de las líneas necesarias para implementarlo. A partir del valor M_{SL} obtenido en la matriz de acoplo (6.3), y de las ecuaciones mostradas en (6.2), se obtendrá el valor del parámetro S_{21} asociado. Por último, gracias al análisis paramétrico realizado, se podrá relacionar dicho parámetro calculado con las dimensiones necesarias para su implementación. Para este paso,

se puede recurrir al método gráfico ya empleado en el capítulo anterior (Fig. 6.7). De las tres posibles opciones disponibles, se escogerá la correspondiente a $d_g = 0,3$ mm por ser más idónea para la fabricación del dispositivo final.

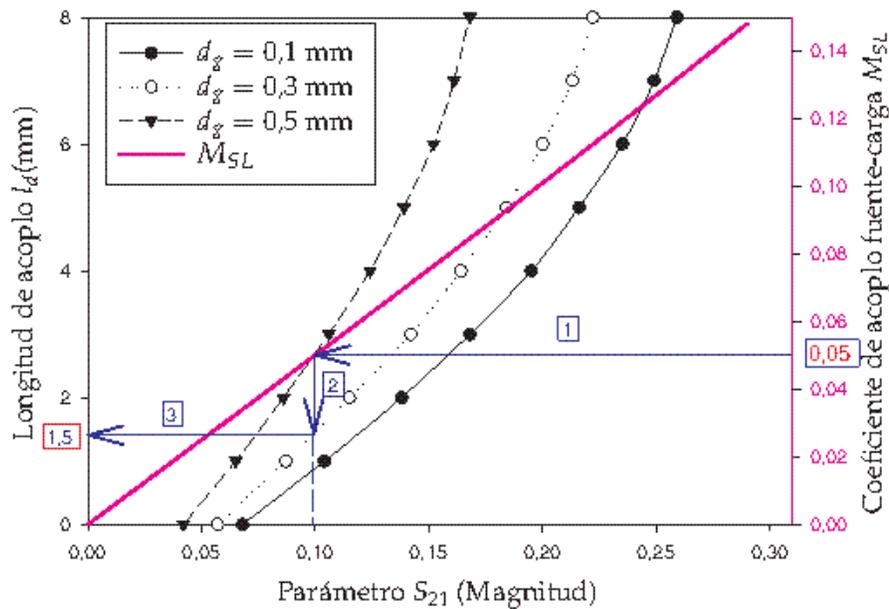


Figura 6.7: Relación entre el elemento M_{SL} (eje Y-derecho) y el parámetro S_{21} en función de la longitud l_c (eje Y-izquierdo), para tres posibles valores del gap d_g .

$$M_{SL} = -0,0494 \Rightarrow |S_{21}| = \frac{2 \cdot |M_{SL}|}{1 + M_{SL}^2} = \frac{2 \cdot 0,0494}{1 + 0,0494^2} = 0,09856 \Rightarrow \begin{cases} l_c(d_g = 0,1\text{mm}) \approx 0,9\text{mm}, \\ l_c(d_g = 0,3\text{mm}) \approx 1,5\text{mm}, \\ l_c(d_g = 0,5\text{mm}) \approx 2,6\text{mm}. \end{cases} \quad (6.4)$$

El siguiente paso consistiría en **aislar los resonadores**. A partir de la matriz de acoplo mostrada en (6.3), se obtienen los datos mostrados en la Tabla 6.4 para cada uno de los resonadores. En la matriz obtenida, el resonador que cambia de signo ($i = 1$) corresponderá al lazo abierto de longitud aproximada $\lambda/2$, y además, dado que su coeficiente de autoacoplo M_{11} es negativo, este resonador se sintonizará por encima de la frecuencia central del filtro. Así, con estos datos también se conoce que el resonador ($i = 2$), con menor frecuencia de resonancia y con coeficiente de acoplo sin cambio de signo, corresponderá al resonador formado por la línea de transmisión cortocircuitada en forma de T .

Para conseguir **diseñar cada resonador** independientemente, se utilizarán las fórmulas ya vistas en el capítulo anterior ((5.3) y (5.14)), junto con los datos de las especificaciones y los elementos correspondientes de la matriz de acoplo. Además, para obtener el valor final de las dimensiones de la estructura, se recurrirá al método gráfico obtenido a partir de los datos de la Tabla 5.3. Con estos datos, los resultados que se obtienen para las frecuencias de resonancia de

	S	1	L		S	2	L
S	0	-0,7112	-0,0494	S	0	0,7166	-0,0494
1	-0,7112	-1,2977	0,7112	2	0,7166	1,2957	0,7166
L	-0,0494	0,7112	0	L	-0,0494	0,7166	0

Tabla 6.4: Matriz de acoplo de resonador i ésimo aislado ($i = 1, 2$) y sus parámetros principales

los resonadores con respecto a la frecuencia central, son los siguientes:

$$\begin{aligned}
 f_{R1} \Big|_{M_{11}=1,2977} &= 1409,77 \text{ MHz} \implies \delta f = 9,77 \text{ MHz} \implies \delta l_1 \approx -0,15 \text{ mm}. \\
 f_{R2} \Big|_{M_{22}=1,2957} &= 1390,32 \text{ MHz} \implies \delta f = -9,68 \text{ MHz} \implies \delta l_3 \approx +0,12 \text{ mm}.
 \end{aligned} \tag{6.5}$$

Con respecto a las longitudes de las líneas acopladas para ambos resonadores, se obtienen los siguientes resultados:

$$\begin{aligned}
 \Delta f_{3dB} \Big|_{M_{51}=0,7112} &= 2 \cdot 15 \cdot 0,7112^2 = 15,17 \text{ MHz} \begin{cases} l_1(s_1 = 0,1 \text{ mm}) \approx 3,5 \text{ mm}, \\ l_1(s_1 = 0,3 \text{ mm}) \approx 6,2 \text{ mm}. \end{cases} \\
 \Delta f_{3dB} \Big|_{M_{52}=0,7166} &= 2 \cdot 15 \cdot 0,7166^2 = 15,40 \text{ MHz} \begin{cases} l_2(s_2 = 0,3 \text{ mm}) \approx 4,3 \text{ mm}, \\ l_2(s_2 = 0,5 \text{ mm}) \approx 6,6 \text{ mm}. \end{cases}
 \end{aligned} \tag{6.6}$$

Antes de continuar con el diseño, se debe resaltar un efecto que tendrá **influencia en las dimensiones finales de la estructura**. La prolongación y curvatura de las líneas de transmisión de entrada y salida que dan lugar al acoplo directo fuente-carga, influyen en las características eléctricas de uno de los resonadores, concretamente en el resonador de lazo abierto ($i = 1$). Debido a la introducción de esas líneas con respecto a diseños precedentes, y su curvatura hacia el interior de dicho resonador, el ancho de banda a $3dB$ obtenido resulta $9,2 \text{ MHz}$, significativamente menor de los $15,17 \text{ MHz}$ necesarios para el diseño propuesto.

Para superar este inconveniente, se pretende mantener el mismo proceso de diseño que se ha mostrado válido en los diseños anteriores, pero teniendo en cuenta la modificación introducida para implementar el acoplo directo fuente-carga. Para ello, se repiten las simulaciones electromagnéticas de onda completa realizadas para el resonador R1, pero se prolongan las líneas de entrada y salida hasta alcanzar las dimensiones obtenidas para implementar el término M_{5L} obtenido (6.4), como muestra la Fig. 6.8.

En la Tabla 6.5 se muestran los resultados obtenidos en las nuevas simulaciones. Mediante un proceso de interpolación simple de los datos, se escoge tomar un valor de $l_1 = 8,1 \text{ mm}$ para la implementación del elemento M_{51} .

Una vez obtenidas las dimensiones necesarias para diseñar la estructura, se procede al siguiente paso, que consiste en **reconstruir la estructura completa** con las dimensiones señaladas anteriormente. A continuación se **simula toda la estructura mediante un software electromagnético** de onda completa, concretamente el módulo *Momentum* de ADS. Los resultados

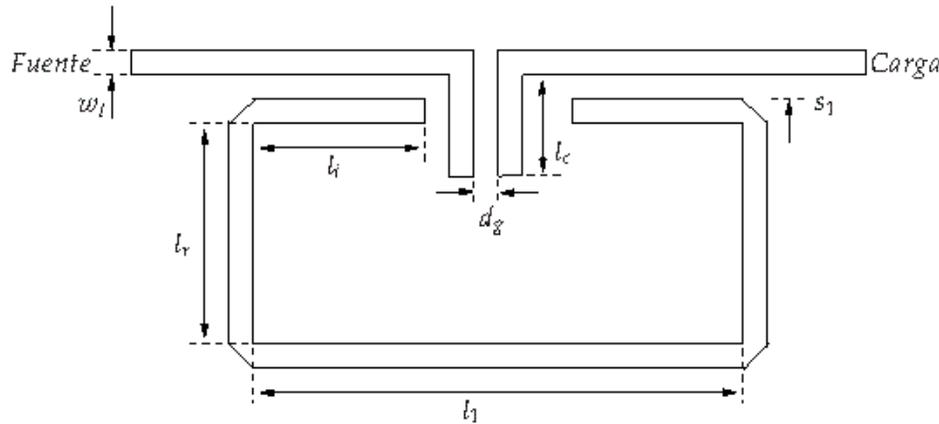


Figura 6.8: Layout modificado para la obtención del elemento M_{S1} teniendo en cuenta el término M_{SL} . Dimensiones constantes: $s_1 = 0,3$ mm, $\omega_l = 1,8$ mm, $l_c = 1,5$ mm, $l_1 = 21,5$ mm, $d_g = 0,3$ mm.

l_i (mm)	6	6.5	7	7.5	8	8.5
Δf_{3dB} (MHz)	9	9.5	11	12.5	14.5	18.5
M_{S1}	0.5477	0.5627	0.6055	0.6455	0.6952	0.7853

Tabla 6.5: Análisis del nivel de acoplo del resonador de media longitud de onda, al variar el parámetro l_i , teniendo en cuenta que $M_{SL} = 0,0494$.

obtenidos se muestran como *Filtro - 1* en la Fig. 6.9, comparados con la respuesta obtenida mediante la síntesis directa de la matriz de acoplo. Se observa como los resultados presentan un ligero desplazamiento de unos 4 MHz en la frecuencia de resonancia del resonador $R2$ hacia frecuencias superiores, lo que también ha provocado un desplazamiento del cero de transmisión de menor frecuencia. Posiblemente, la falta de precisión en el análisis paramétrico, junto con el método gráfico expliquen esta variación. Para corregir esta desviación, se alarga el resonador en cuestión, obteniéndose el valor concreto necesario a partir del análisis paramétrico ya realizado. En concreto, la nueva variación que se requiere ($\delta f_r(R2) = -4$ MHz) se obtendrá de forma inmediata: $\delta l_2 \approx +0,05$ mm. La comparación de los resultados de aplicar este cambio (en la leyenda se designa como *Filtro Final*) se muestra también en la Fig. 6.9.

6.3.3. Ejemplo de diseño de filtros paso banda asimétricos de segundo orden *fully - canonical* en tecnología microstrip

En el segundo ejemplo que se va a mostrar, se utilizará la capacidad del resonador en forma de T de poder generar mayores coeficientes de acoplo. De este modo, se obtendrá una respuesta asimétrica, con un cero de transmisión muy próximo a la banda de paso, mientras que, por contra, el otro estará más alejado. Los filtros presentados mantendrán la topología transversal *fully - canonical* y el esquema de acoplo mostrado en la Fig. 6.1 y la Fig. 6.4. En concreto, se mostrarán dos nuevos diseños, el primero de ellos con ceros de transmisión a ambos lados de la banda de paso, mientras que en el segundo filtro ambos ceros de transmisión se localizarán bajo la banda de paso.

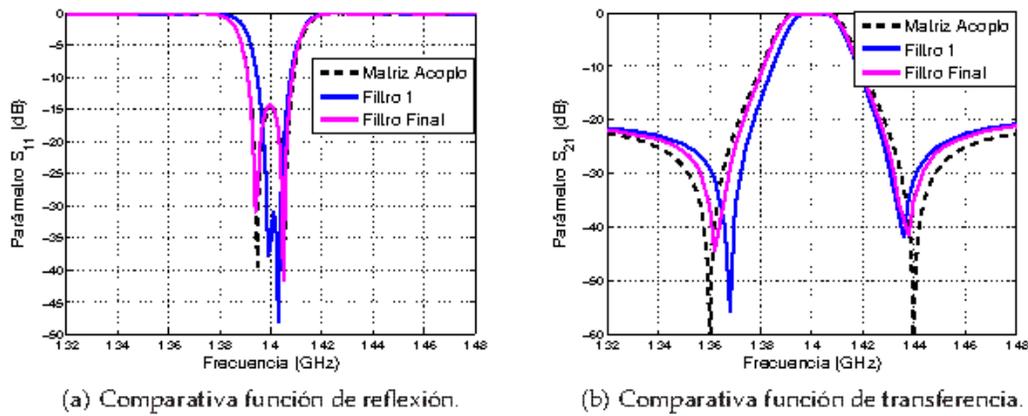


Figura 6.9: Resultados del filtro de segundo orden diseñado. Dimensiones *Filtro Final* según el layout mostrado en la Fig. 6.4: $s_1 = 0,3$ mm, $s_2 = 0,5$ mm, $\omega_l = 1,8$ mm, $l_c = 1,5$ mm, $d_g = 0,3$ mm, $l_1 = 21,5$ mm, $l_i = 8,1$ mm, $l_r = 4,35$ mm, $l_2 = 6,6$ mm, $l_3 = 14,07$ mm.

Filtro con ceros de transmisión asimétricos a ambos lados de la banda de paso.

Las nuevas especificaciones y la matriz de acoplo asociada serán:

Frecuencia central	1.42 GHz
Ancho de banda	20 MHz
Pérdidas de retorno	20 dB
Ceros de Transmisión	1.30 GHz y 1.44 GHz

$$M_2 = \begin{pmatrix} 0 & 1,1639 & -0,4855 & -0,1060 \\ 1,1639 & 1,5196 & 0 & 1,1639 \\ -0,4855 & 0 & -1,5074 & 0,4855 \\ -0,1060 & 1,1639 & 0,4855 & 0 \end{pmatrix} \quad (6.7)$$

Ejemplo 2: Especificaciones del filtro y matriz de acoplo

Se comenzará con el cálculo de las dimensiones de las líneas necesarias para implementar el término M_{SL} . Para ello se procederá a partir del valor M_{SL} obtenido en la matriz de la acoplo (6.7) ($M_{SL} = -0,1060$), de las ecuaciones mostradas en (6.2), y del análisis paramétrico realizado (Fig. 6.7). De las posibles opciones disponibles, se escogerá la correspondiente a $d_g = 0,3$ mm por ser más idónea para la fabricación del dispositivo final.

$$M_{SL} = -0,1060 \Rightarrow |S_{21}| = \frac{2 \cdot |M_{SL}|}{1 + M_{SL}^2} = \frac{2 \cdot 0,1060}{1 + 0,1060^2} = 0,2096 \Rightarrow \begin{cases} l_c(d_g = 0,1\text{mm}) \approx 4,3\text{mm}, \\ l_c(d_g = 0,3\text{mm}) \approx 6,7\text{mm}. \end{cases} \quad (6.8)$$

El siguiente paso consistiría en **aislar los resonadores**. A partir de la matriz de acoplo mostrada en (6.7), se obtienen los datos mostrados en la Tabla 6.6 para cada uno de los resonadores. En la matriz obtenida, el resonador que cambia de signo ($i = 2$) corresponderá al lazo abierto de longitud aproximada $\lambda/2$, y además, dado que su coeficiente de autoacoplo M_{22} es negativo, este resonador se sintonizará por encima de la frecuencia central del filtro. Así, con estos datos también se conoce que el resonador ($i = 1$), con menor frecuencia de resonancia y con coeficiente de acoplo sin cambio de signo, corresponderá al resonador formado por la línea de transmisión cortocircuitada en forma de T.

	S	1	L		S	2	L
S	0	1.1639	-0.1060	S	0	-0.4855	-0.1060
1	1.1639	1.5196	1.1639	2	-0.4855	-1.5074	0.4855
L	-0.1060	1.1639	0	L	-0.1060	0.4855	0

Tabla 6.6: Matriz de acoplo de resonador i ésimo aislado ($i = 1, 2$) y sus parámetros principales

l_i (mm)	6	6.5	7	7.5	8	8.5
Δf_{3dB} (MHz)	4.5	5	5.5	6.5	8.5	12
M_{S2}	0.3354	0.3536	0.3708	0.4031	0.4610	0.5477

Tabla 6.7: Análisis del nivel de acoplo del resonador de media longitud de onda, al variar el parámetro l_i , teniendo en cuenta que $M_{SL} = 0,1060$.

Para conseguir **diseñar cada resonador** independientemente, se utilizarán las fórmulas ya vistas en el capítulo anterior ((5.3) y (5.14)), junto con los datos de las especificaciones y los elementos correspondiente de la matriz de acoplo. Además, para obtener el valor final de las dimensiones de la estructura, se recurrirá al método gráfico obtenido a partir de los datos de la Tabla 5.3. Con estos datos, los resultados que se obtienen para las frecuencias de resonancia de los resonadores con respecto a la frecuencia central, son los siguientes:

$$\begin{aligned}
 f_{R1} \Big|_{M_{11}=1,5196} &= 1404,89 \text{ MHz} \implies \delta f = -15,11 \text{ MHz} \implies \delta l_1 \approx +0,20 \text{ mm}. & (6.9) \\
 f_{R2} \Big|_{M_{22}=1,5074} &= 1435,15 \text{ MHz} \implies \delta f = 15,15 \text{ MHz} \implies \delta l_2 \approx -0,24 \text{ mm}.
 \end{aligned}$$

Con respecto a las longitudes y separación de las líneas acopladas para ambos resonadores, se obtienen los siguientes resultados:

$$\begin{aligned}
 \Delta f_{3dB} \text{ R1} \Big|_{M_{S1}=1,1639} &= 2 \cdot 20 \cdot 1,1639^2 = 54,19 \text{ MHz} \begin{cases} l_2(s_1 = 0,1 \text{ mm}) \approx 6,5 \text{ mm}, \\ l_2(s_1 = 0,3 \text{ mm}) \approx 10,8 \text{ mm}, \\ l_2(s_1 = 0,5 \text{ mm}) \approx 15,1 \text{ mm}. \end{cases} & (6.10) \\
 \Delta f_{3dB} \text{ R2} \Big|_{M_{S2}=0,4855} &= 2 \cdot 20 \cdot 0,4855^2 = 9,42 \text{ MHz} \implies \underline{l_1(s_1 = 0,3 \text{ mm}) \approx 8,1 \text{ mm}}.
 \end{aligned}$$

En este ejemplo, para el resonador de lazo abierto ($i = 2$) se ha tenido directamente en cuenta la influencia que tendrá la prolongación y curvatura de las líneas de transmisión de entrada y salida que dan lugar al acoplo directo fuente-carga. El resultado de las nuevas simulaciones electromagnéticas de onda completa realizadas para el resonador R2 teniendo en cuenta el acoplo fuente-carga (término M_{SL}) obtenido (6.8), se muestra en la Tabla 6.7. Mediante un proceso de interpolación simple de los datos, se escoge tomar un valor de $l_i = 8,1$ mm para la implementación del elemento M_{S2} .

Para finalizar, y una vez obtenidas las dimensiones necesarias para diseñar la estructura, se procede a **reconstruir la estructura completa** con las dimensiones obtenidas anteriormente. A

continuación se **simula mediante un software electromagnético** de onda completa, de nuevo el módulo *Momentum* de ADS. Los resultados obtenidos se muestran como *Filtro – 2* en la Fig. 6.10, comparados con la respuesta obtenida mediante la síntesis directa de la matriz de acoplo (dimensiones de *Filtro – 2*: $s_1 = 0,3$ mm, $s_2 = 0,3$ mm, $\omega_1 = 1,8$ mm, $l_c = 5,7$ mm, $d_g = 0,3$ mm, $l_1 = 21,5$ mm, $l_i = 8,1$ mm, $l_r = 3,94$ mm, $l_2 = 10,8$ mm, $l_3 = 9,2$ mm). Se observa como los resultados presentan una desviación dentro de la banda de paso, junto con un ligero acercamiento de los ceros de transmisión hacia la banda de paso. Para lograr la aproximación a la respuesta especificada, por un lado se modificarán las dimensiones de los resonadores para provocar un acercamiento de sus resonancias. Del mismo modo, se disminuirá la dimensión l_c para reducir el acoplo fuente-carga y producir un alejamiento de los ceros de transmisión. La comparación de los resultados de aplicar estos cambios (en la leyenda se designa como *Filtro Final*) se muestra también en la Fig. 6.10.

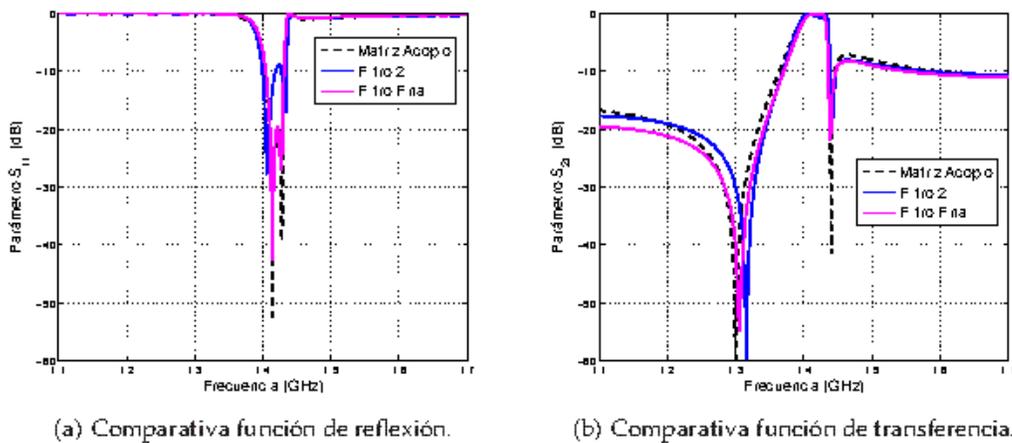


Figura 6.10: Resultados del filtro de segundo orden diseñado. Dimensiones *Filtro Final* según el layout mostrado en la Fig. 6.4: $s_1 = 0,3$ mm, $s_2 = 0,3$ mm, $\omega_1 = 1,8$ mm, $l_c = 4,2$ mm, $d_g = 0,3$ mm, $l_1 = 21,5$ mm, $l_i = 8,1$ mm, $l_r = 3,95$ mm, $l_2 = 10,8$ mm, $l_3 = 9,1$ mm.

Filtro paso banda de segundo orden con dos ceros de transmisión bajo la banda de paso.

En este nuevo ejemplo, se mostrará cómo se puede obtener una respuesta en frecuencia con dos ceros de transmisión por debajo de la banda de paso del filtro. Para ello, a partir de los datos proporcionados por la matriz de acoplo, se sintonizará el resonador de lazo abierto por debajo de la frecuencia central del filtro. Las nuevas **especificaciones** y la **matriz de acoplo** asociada serán:

Frecuencia central	1.40 GHz
Ancho de banda	18 MHz
Pérdidas de retorno	20 dB
Ceros de Transmisión	1.31 GHz y 1.37 GHz

$$M_3 = \begin{pmatrix} 0 & -0,6126 & 1,1612 & -0,0728 \\ -0,6126 & 1,6361 & 0 & 1,1639 \\ 1,1612 & 0 & -1,2919 & 0,6126 \\ -0,0728 & 0,6126 & 1,1612 & 0 \end{pmatrix} \quad (6.11)$$

Ejemplo 3: Especificaciones del filtro y matriz de acoplo

Para la implementación de este ejemplo, se ha partido del diseño anterior. En este caso, para el diseño del término de acoplo fuente-carga, a partir del valor del elemento M_{SL} y según la Tabla 6.3, se establece $l_c = 3,2\text{mm}$ ($d_g = 0,3\text{mm}$). Además, se ha aumentado la longitud de la dimensión l_r para sintonizar el resonador de lazo abierto a su frecuencia correspondiente, concretamente $l_r = 4,8\text{ mm}$. Los resultados obtenidos comparados con la respuesta obtenida directamente a partir de la matriz de acoplo se muestran en la Fig. 6.11. Se observa una excelente concordancia, únicamente se puede destacar el desplazamiento de $2 - 3\text{MHz}$ entre ambas bandas de paso.

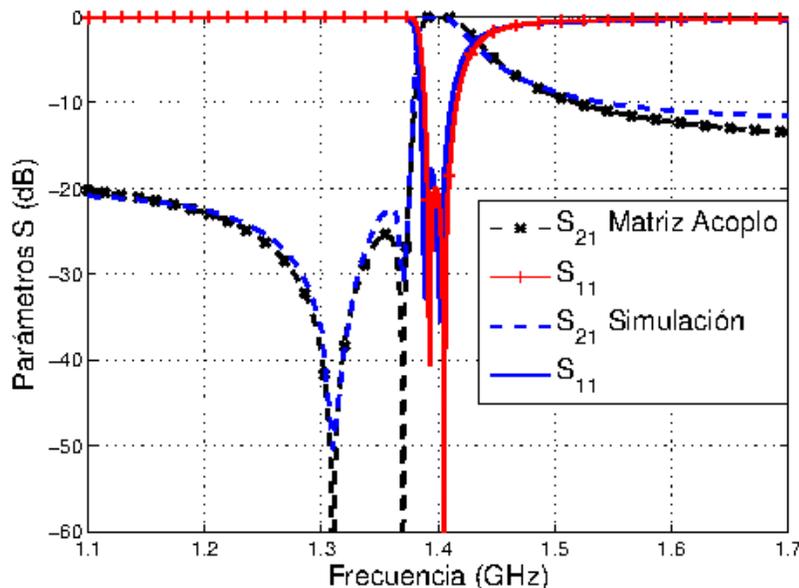


Figura 6.11: Parámetros S de un filtro transversal implementando dos ceros de transmisión bajo la banda de paso. La respuesta se ha obtenido con las dimensiones de la Fig. 6.10, excepto $l_c = 3,2\text{ mm}$ y $l_r = 4,8\text{ mm}$.

6.4. Implementación de filtros microstrip de segundo orden *fully – canonical* con otro tipo de repuestas

La configuración de segundo orden que se está empleando, es una estructura simple basada en una topología transversal que ofrece una gran versatilidad [Amari and Rosenberg, 2003b]. Por otro lado, al tratarse de un esquema de acoplo *fully – canonical* (ver Fig. 6.1), permite la implementación de respuestas de banda rechazada [Amari and Rosenberg, 2004a]. Además, los dos ceros de transmisión en posiciones finitas que se pueden implementar, se pueden combinar para obtener ceros de transmisión complejos conjugados que permitan filtros con ecualización de fase [Amari and Rosenberg, 2004b].

Los siguientes apartados tratarán de mostrar con más ejemplos cómo se pueden obtener respuestas en frecuencia distintas a la respuesta paso banda más común.

6.4.1. Diseño de filtros transversales microstrip de banda rechazada

En este apartado se presentará una estructura alternativa que implementará una respuesta de banda rechazada. Para ello se utilizará la misma configuración que en los diseños anteriores (esquema de acoplo de la Fig. 6.1). En este caso, y para la obtención de una respuesta dual de banda rechazada, se debe modificar el acoplo directo fuente-carga. En concreto, se debe modificar el acoplo capacitivo obtenido mediante el alargamiento y curvatura de las líneas de entrada y salida por otro acoplo de tipo inductivo. En la práctica, se escoge una línea de transmisión de tipo inductivo que conectará de forma directa los puertos de entrada y salida. El layout propuesto se muestra en la Fig. 6.12.

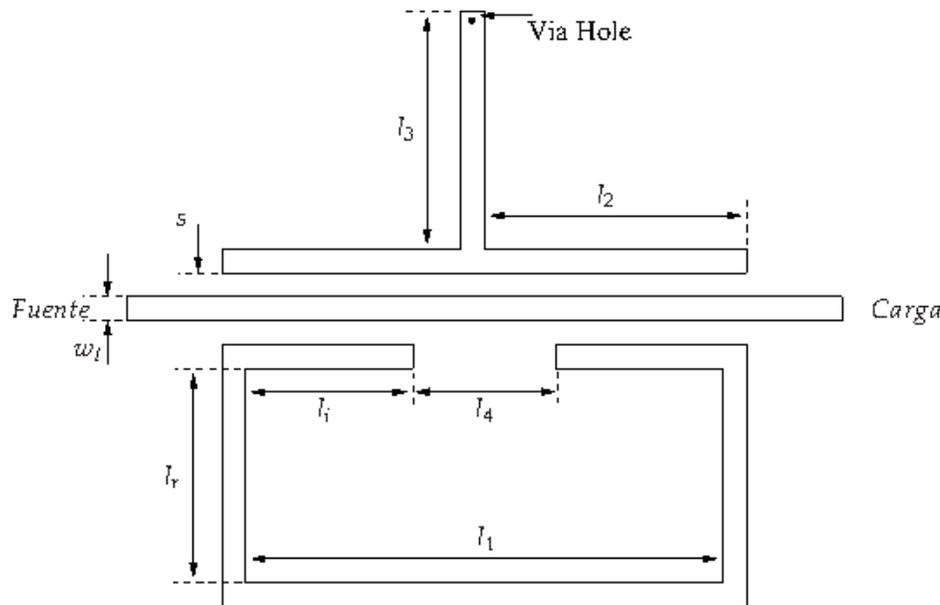


Figura 6.12: Layout del filtro de banda rechazada de segundo orden propuesto.

Con esta nueva estructura se va a diseñar un filtro de banda rechazada, cuya respuesta en frecuencia se puede considerar dual con respecto a la mostrada en el ejemplo 2 (Fig. 6.10); y cuyas especificaciones se muestran en (6.12). Para la obtención de la matriz de acoplo en este caso, hay que tener en cuenta las consideraciones revisadas en el Capítulo 3 con respecto a la relación entre los parámetros de filtros paso banda y banda rechazada, así como las dos posibles soluciones que se pueden obtener (Sección 3.5).

Frecuencia central	1.42 GHz
Ancho de banda rechazada	20 MHz
Pérdidas de retorno	20 dB
Ceros de Reflexión	1.40 GHz y 1.83 GHz

$$\mathbf{M}_4 = \begin{pmatrix} 0 & 1,7906 & -0,7126 & 1,0753 \\ 1,7906 & 1,7322 & 0 & 1,7906 \\ -0,7126 & 0 & 1,0307 & 0,7126 \\ 1,0753 & 1,7906 & 0,7126 & 0 \end{pmatrix} \quad (6.12)$$

Ejemplo 4: Especificaciones del filtro y matriz de acoplo

Para la implementación del filtro, se procede con las directrices ya comentadas en el

Capítulo 5, y aplicadas con éxito en ejemplos precedentes. En este caso, se indicarán únicamente las dimensiones y resultados finales obtenidos, que se muestran en la Fig. 6.13

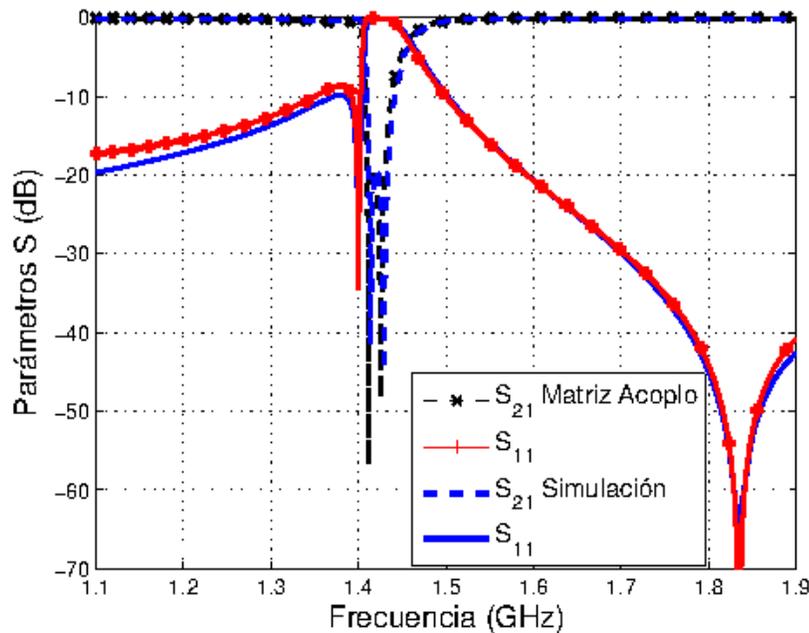


Figura 6.13: Parámetros S de un filtro de banda rechazada, implementa el esquema de acoplo transversal mostrado en la Fig. 6.1. Dimensiones según la Fig. 6.12 son: $w_1 = 0,3$ mm, $l_1 = 8,6$ mm, $l_2 = 3,7$ mm, $l_3 = 21,5$ mm, $l_4 = 10,8$ mm, $l_5 = 7,93$ mm y $l_6 = 4,3$ mm.

Con respecto a este ejemplo se han de destacar dos aspectos importantes:

- En primer lugar, la modificación de la estructura, y más concretamente del acoplo directo fuente-carga, requiere una modificación en la obtención de los parámetros que permitirán implementar el término M_{SL} . En este caso, el parámetro geométrico que permitirá modificar el término M_{SL} será la anchura de la línea que une ambos puertos, como muestra la Fig. 6.14
- En segundo lugar, la modificación introducida en la estructura provocará que los primeros resultados obtenidos en el diseño a partir del método gráfico explicado, muestren una discrepancia mayor de lo esperado con respecto a la respuesta deseada. De este modo, el proceso de optimización final se ha mostrado algo más complejo para este tipo de respuesta.

Se ha comprobado como esta estructura, una vez modificado el acoplo directo fuente-carga de tipo capacitivo a tipo inductivo, presenta un comportamiento dual comparado con los ejemplos anteriores (ver Fig. 6.10, ejemplo 2). De modo similar como se vio en el caso paso banda, la magnitud del acoplo directo influye en la proximidad de los ceros de reflexión a la banda

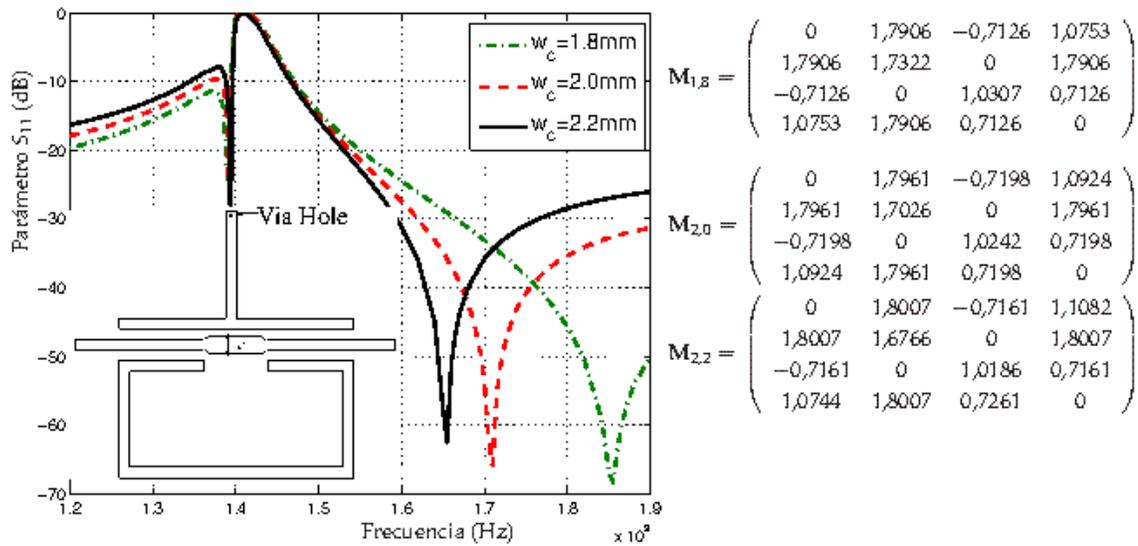


Figura 6.14: Parámetro de reflexión de un filtro de banda rechazada para distintos valores de w_c (mostrado en el interior de la figura). Resto de dimensiones se mantienen de la Fig. 6.13. Incrementando el acoplo directo M_{SL} , los ceros de reflexión se pueden acercar a la banda rechazada.

rechazada. Este acoplo directo se puede modificar variando la anchura de la línea que une ambos puertos. Por ejemplo, el acoplo directo (M_{SL}) se puede incrementar haciendo más ancha el área central que conecta ambos puertos, como se muestra en el interior de la Fig. 6.14. Así, los ceros de reflexión se aproximarán a la banda rechazada, como también muestran las gráficas presentes en la misma Fig. 6.14. Las matrices de acoplo de las distintas respuestas también se muestran como referencia. Se observa como el aumento de la magnitud del término M_{SL} produce el efecto esperado, mucho más significativo y evidente en el cero de reflexión más alejado de la banda rechazada.

6.4.2. Diseño de filtros transversales microstrip con ecualización de fase

El siguiente ejemplo que se presentará corresponde a un filtro paso banda con ceros de transmisión en el plano complejo. El esquema de acoplo que ha sido la base de todos los ejemplos mostrados en el presente capítulo, permite la generación de hasta dos ceros de transmisión finitos. La combinación adecuada de dichos ceros de transmisión permitirá la implementación de ceros de transmisión complejos conjugados. Los ceros de transmisión en el plano complejo se pueden utilizar para la ecualización del retardo de grupo [Lee et al., 2003].

Las especificaciones y matriz de acoplo del nuevo filtro a implementar se muestran en (6.13). Al tratarse de ceros de transmisión finitos en el plano complejo, además de su localización en frecuencia, las especificaciones muestran el valor de la parte real (δ). En este caso, dada la magnitud de los coeficientes de acoplo, se recurrirá al uso de dos resonadores de lazo abierto para la implementación del filtro. En concreto, para la implementación del cambio de

	Filtro 1	Filtro 2	Filtro 3
$ M_{5L} = M_{L5} $	0.0795	0.0604	0.0351
Longitud l_c (mm)	4.9	1.6	0.3
Diferencia (ns)	19.73	20.02	23.35

Tabla 6.8: Parámetro l_c para los filtros mostrados en la Fig. 6.16; junto con la máxima variación del retardo de grupo dentro de la banda de paso.

signo que requiere uno de los elementos de la matriz de acoplo (M_{52}), uno de los resonadores se ajustará a la resonancia $\lambda/2$, mientras que otro resonador se ajustará entorno a la resonancia λ . Además, como indican los elementos de la diagonal de la matriz, el resonador más corto se sintonizará a una frecuencia menor que la frecuencia central del filtro. Por último, como era de esperar al volver a tratarse de un filtro paso banda, en este caso el acoplo directo fuente-carga es de nuevo de tipo capacitivo.

Frecuencia central	1.47 GHz
Ancho de banda	15 MHz
Pérdidas de retorno	10 dB
Ceros de Transmisión	1.485 GHz; $\delta = \pm 3.2$

$$\mathbf{M}_5 = \begin{pmatrix} 0 & 0,5616 & -0,6844 & -0,0604 \\ 0,5616 & -1,0510 & 0 & 0,5616 \\ -0,6844 & 0 & 0,9251 & 0,6844 \\ -0,0604 & 0,5616 & 0,6844 & 0 \end{pmatrix} \quad (6.13)$$

Ejemplo 5: Especificaciones del filtro y matriz de acoplo

La Fig. 6.15 muestra tanto el layout de la estructura, como los resultados obtenidos con un simulador electromagnético de onda completa, comparados con la respuesta obtenida mediante la síntesis directa de la matriz de acoplo. Para obtener las dimensiones finales de la estructura (que se indican en la leyenda de la Fig. 6.15) se ha utilizado el mismo procedimiento que en el resto de diseños presentados.

En este ejemplo se van a mostrar también distintas respuestas que se pueden obtener con la misma estructura, pero variando el valor del coeficiente de acoplo directo entrada-salida M_{5L} . Se puede observar como el cambio de la magnitud de este acoplo influye en los ceros de transmisión, que bien se pueden desplazar dentro del plano complejo (*Filtro 1* y *Filtro 2* de la leyenda de la Fig. 6.16), o bien trasladarse al eje real (*Filtro 3*). Para el ajuste de este acoplo se pueden modificar los parámetros l_c y/o d_g mostrados en la Fig. 6.15(a). En concreto, para la obtención de las respuestas que se muestran en la Fig. 6.16 se ha modificado únicamente la longitud l_c , cuyos valores se muestran en la Tabla 6.8, junto con la máxima diferencia entre los valores que toma el retardo de grupo dentro de la banda de paso para los tres filtros. En ambos casos, Fig. 6.16 y Tabla 6.8, el filtro nombrado como *Filtro 2* coincide con el *ejemplo 5*, cuya respuesta y dimensiones se muestran en la Fig. 6.15.

Los resultados mostrados en la Fig. 6.16 permiten la visualización de la ubicación de los ceros de transmisión a la derecha de la banda de paso, confirmando que se cumplen las especificaciones indicadas para cada filtro. Además, se aprecia el compromiso entre las características deseables de los filtros paso banda: selectividad de la respuesta en frecuencia y mínima

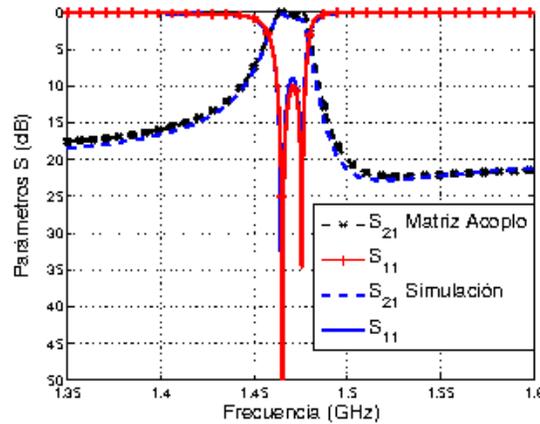
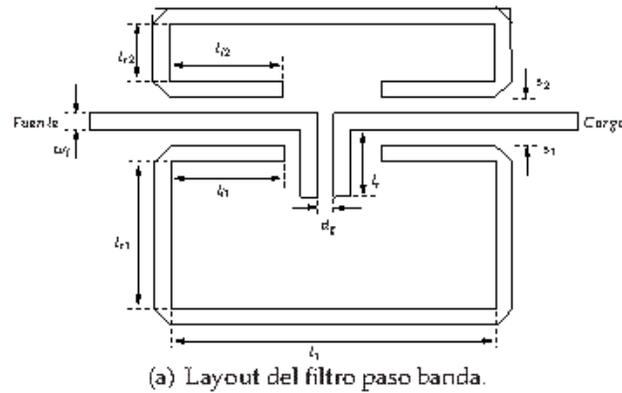


Figura 6.15: Implementación de un filtro paso banda con el esquema de acoplo de la Fig. 6.1, y dos ceros de transmisión en el plano complejo. Dimensiones según el layout de la Fig. 6.15(a): $d_g = 0,3$ mm, $s_1 = s_2 = 0,3$ mm, $\omega_1 = 1,8$ mm, $l_c = 1,6$ mm, $l_1 = 21,5$ mm, $l_{11} = l_{12} = 8,3$ mm, $l_{r1} = 3,32$ mm y $l_{r2} = 26,85$ mm.

variación del retardo de grupo; aunque dada la localización descentrada de los ceros de transmisión, las diferencias entre las tres respuestas no sean muy significativas.

6.5. Diseño de un filtro transversal empleando una nueva estructura híbrida guíaonda-circuito impreso

Esta sección se centra en la implementación de un filtro paso banda de microondas mediante una novedosa tecnología híbrida, basada en la combinación por primera vez de dos tecnologías muy conocidas: la tecnología de guíaonda y la microstrip. Combinando estas tecnologías, se pretende obtener una estructura muy compacta para implementar el esquema *Modified – Doublet*, explotando los beneficios de ambas tecnologías. Con la propuesta de esta estructura, también se pretende validar el algoritmo propuesto de diseño y su aplicación a una tecnología distinta de la microstrip. Para ello, uno de los resonadores del *doublet* se implementará con el modo TM_{111} de una cavidad, mientras que para el otro resonador se utilizará de

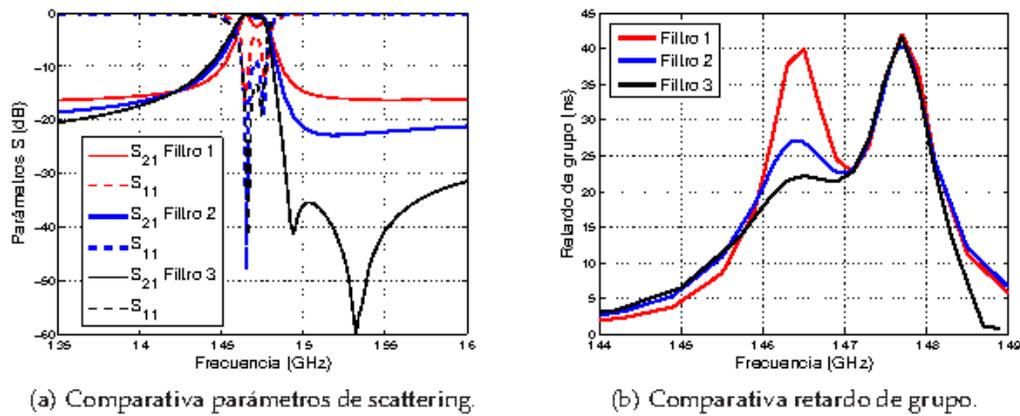


Figura 6.16: Distintos filtros con dos ceros de transmisión sobre la banda de paso. *Filtro 1*: dos ceros de transmisión complejos a la derecha de la banda de paso (situados en 1,485 GHz, con parte real $\delta = 2,2$); *Filtro 2*: dos ceros de transmisión complejos a la derecha de la banda de paso (situados en 1,485 GHz, con mayor parte real que el anterior $\delta = 3,2$, dimensiones en Fig. 6.15); *Filtro 3*: dos ceros de transmisión en el eje real, sobre la banda de paso (situados en 1,49 GHz y 1,53 GHz).

nuevo una línea impresa. Asimismo, de un modo similar a lo tratado anteriormente, se relacionarán los términos de la matriz de acoplo con las dimensiones de la estructura propuesta y su respuesta eléctrica.

6.5.1. Descripción de la estructura

El filtro que se pretende diseñar consiste en el *Modified – Doublet* mostrado en la Fig. 6.1, cuya respuesta presenta hasta un máximo de dos ceros de transmisión. La estructura híbrida guíaonda-microstrip propuesta para implementar este tipo de filtros, se muestra en la Fig. 6.17(a) (vista lateral) y en la Fig. 6.17(b) (vista superior). La línea impresa en el sustrato se comporta como el *resonador 1*. Por otra parte, el modo TM_{111} de la guía, se comporta como el *resonador 2* del *Modified – Doublet* mostrado en la Fig. 6.1.

En la estructura híbrida propuesta, cada elemento de la matriz de acoplo se puede controlar mediante las dimensiones que se muestran en la Fig. 6.17(a) y en la Fig. 6.17(b). La longitud del resonador impreso, L_r , controla el término de acoplo M_{11} (frecuencia de resonancia). El valor de las dimensiones de la cavidad a y b , controlan el término de acoplo M_{22} (frecuencia de resonancia del segundo resonador). Los acoplos entre los puertos de entrada/salida y el primer resonador, M_{S1} y M_{1L} , se controlan ajustando las separaciones o *gaps* w_1 y w_2 . Ésta es la típica situación de acoplo capacitivo que se presenta en resonadores estándar microstrip. Para obtener las dimensiones del resonador impreso, se procede según indica el algoritmo de diseño propuesto. Para ello, se elimina la cavidad y se diseña de forma similar a los ejemplos anteriores.

Por otra parte, los acoplos M_{S2} y M_{2L} entre los puertos de entrada y salida y el segun-

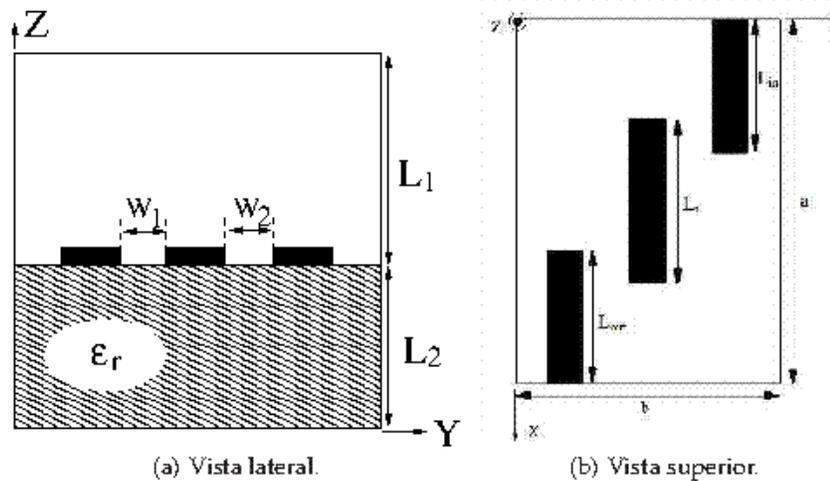


Figura 6.17: Estructura híbrida guíaonda-microstrip propuesta.

do resonador (el modo resonante de la cavidad), se pueden controlar ajustando las longitudes de los puertos, L_{in} y L_{out} . Puesto que este caso es inédito en la tesis, y para demostrar que efectivamente se cumple la afirmación anterior, se presenta en la Fig. 6.18 la respuesta de la cavidad cuando la línea impresa de la Fig. 6.17(a) se elimina de la estructura. Se puede observar el comportamiento normal de una resonancia alrededor de la frecuencia de 4,6GHz. La Fig. 6.18 muestra también los resultados obtenidos cuando las longitudes de los puertos de entrada/salida (L_{in} y L_{out}) se incrementan de 10mm a 14mm. Se aprecia claramente que el ancho de banda de la respuesta se incrementa al aumentar la longitud de los puertos, indicando un mayor acoplo, y por tanto un mayor $|M_{52}|$ y un factor de calidad externo más bajo. Además, podemos observar que la variación de la longitud de los puertos únicamente ha cambiado de forma sustancial el acoplo, mientras que la frecuencia de resonancia permanece constante a 4,6GHz.

En la Fig. 6.19 se muestra la componente x de la distribución del campo eléctrico en el interior de la cavidad, a la frecuencia de resonancia de 4,6GHz. Se puede observar claramente la típica forma del modo resonante TM_{111} en una cavidad rectangular. Dicho modo resonante actuará como el segundo resonador en la estructura del *Modified – Doublet* mostrado en la Fig. 6.1.

En los ejemplos anteriores se puede comprobar que el *Modified – Doublet* siempre presenta uno de sus cuatro acoplos negativo. En la estructura propuesta, se observa en la Fig. 6.19 que la componente x del campo eléctrico, que se acopla a los puertos impresos de entrada/salida, presenta un valor nulo en el centro de la cavidad, y luego cambia de signo en la parte donde se sitúa el puerto de salida. Es precisamente este cambio en el signo de la componente x del campo eléctrico lo que da lugar al acoplo negativo que se necesita para sintetizar el *Modified – Doublet* mostrado en la Fig. 6.1.

De este modo ya se ha analizado como sintetizar la mayoría de los elementos de la matriz de acoplo, únicamente faltaría el término de acoplo directo entre los puertos de entrada

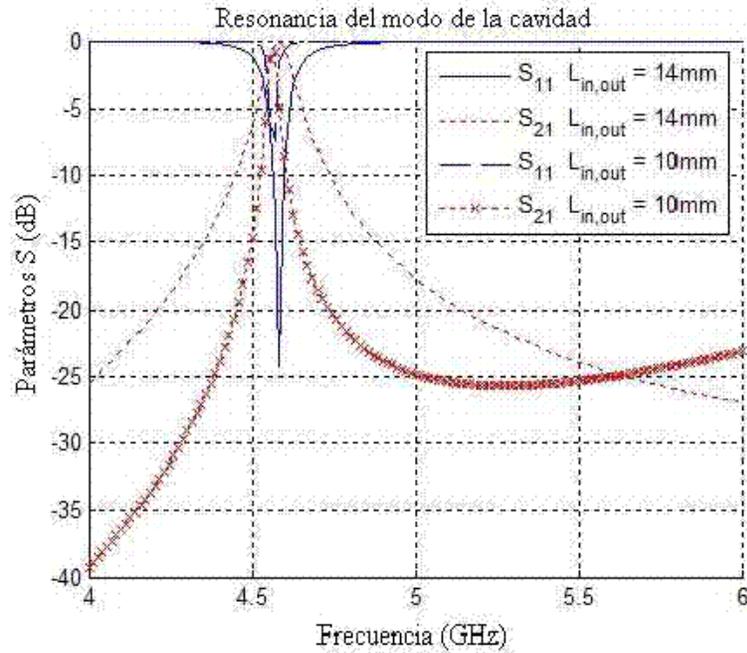


Figura 6.18: Respuesta de la estructura sin el resonador impreso ($L_r = 0$), variando la longitud de los puertos de entrada y salida (L_{in} y L_{out}) de 10mm a 14mm. La anchura de la cavidad es $a = b = 40mm$. Las dimensiones se han establecido a $L_1 = L_2 = 3mm$, y el valor de la permitividad relativa es $\epsilon_r = 2$. La separación entre los puertos de entrada y salida es de 5mm.

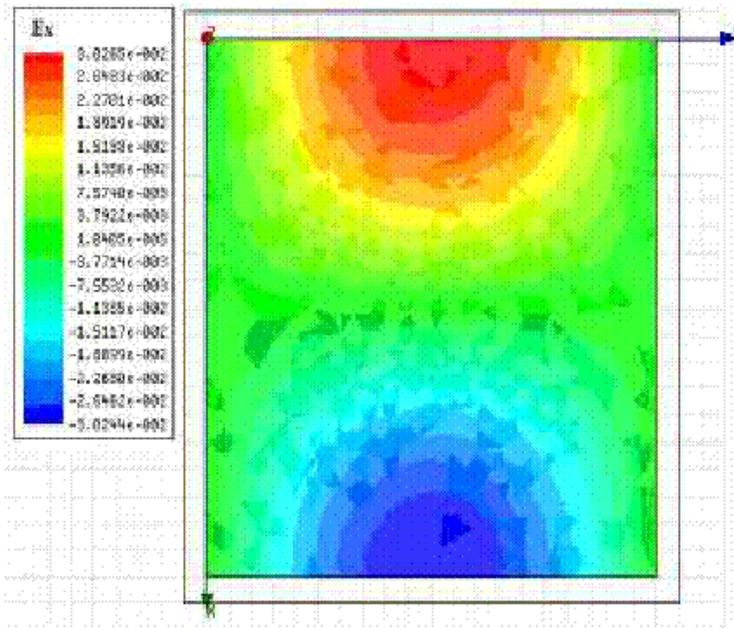


Figura 6.19: Componente x del campo eléctrico del modo TM_{111} en el interior de la cavidad, a la frecuencia de resonancia. La anchura de la guía tiene un valor de $a = b = 40mm$, $L_1 = L_2 = 3mm$. El valor de la permitividad relativa es de $\epsilon_r = 2$.

y salida M_{SL} . Este acoplo directo se produce a través del dieléctrico, debido a la onda de superficie que se excita bajo la interfaz aire-dieléctrico. El espesor del dieléctrico puede reducirse con el fin de reducir el acoplo. Esto permitirá acercar el plano de masa a los puertos de entrada/salida, reduciendo por tanto el acoplo M_{SL} . Es importante tener en cuenta que este acoplo de entrada/salida es el responsable del segundo cero de transmisión en la estructura de filtrado propuesta. En los diseños realizados, se ha observado que reduciendo la distancia L_2 , esto es, el espesor del dieléctrico, la frecuencia de resonancia del resonador de la cavidad se modifica levemente. Esto puede compensarse incrementando la altura de la cavidad L_1 . Sin embargo, la consecuencia realmente importante de reducir L_2 es la reducción del acoplo directo M_{SL} , de forma que la posición del segundo cero de transmisión se puede ajustar fácilmente. Este último paso completa todas las operaciones necesarias para sintetizar una matriz de acoplo transversal con una función de filtrado *fully – canonical* de segundo orden, e implementarla mediante la tecnología híbrida guíaonda-microstrip.

6.5.2. Ejemplo de diseño de un filtro paso banda de segundo orden *fully – canonical* empleando la estructura híbrida guíaonda-microstrip

Se va a considerar un ejemplo práctico de diseño para demostrar la validez de la estructura híbrida guíaonda-microstrip que se ha propuesto. Se trata de un filtro paso banda de segundo orden con unas pérdidas de retorno de $15dB$, y características prácticamente simétricas. La frecuencia central será de $4,50GHz$, y se toma un ancho de banda de $135MHz$. El filtro presentará dos ceros de transmisión, uno situado a la izquierda de la banda de paso a $4,125GHz$, y el otro situado a la derecha, a $5,146GHz$. La matriz de acoplo $N+2$ calculada para estas especificaciones es la siguiente (6.14):

Frecuencia central	4.50 GHz
Ancho de banda	135 MHz
Pérdidas de retorno	15 dB
Ceros de Transmisión	4.125GHz y 5.146GHz

$$\mathbf{M}_6 = \begin{pmatrix} 0 & 0,6852 & -0,7364 & -0,0253 \\ 0,6852 & 1,2723 & 0 & 0,6852 \\ -0,7364 & 0 & -1,2483 & 0,7364 \\ -0,0253 & 0,6852 & 0,7364 & 0 \end{pmatrix} \tag{6.14}$$

Ejemplo 6: Especificaciones del filtro y matriz de acoplo

A partir de la estrategia de diseño comentada anteriormente, y teniendo en cuenta la geometría de la estructura híbrida guíaonda-microstrip propuesta, se han obtenido las dimensiones mostradas en la Tabla 6.9.

Además, en la Fig. 6.20 se muestran los resultados obtenidos del análisis de la estructura híbrida mediante el módulo *Momentum* de *ADS*, comparados en la respuesta obtenida a partir de la matriz de acoplo mostrada en (6.14). Se puede comprobar como al igual que en ejemplos precedentes la concordancia es excelente también para la estructura híbrida propuesta.

Parámetro	Valor (en mm.)	Parámetro	Valor (en mm.)
a	40	L_1	2,62
b	40	L_2	3,14
L_r	24	$w_1 = w_2$	1,4
$L_{in} = L_{out}$	13,5	ϵ_r	2,2

Tabla 6.9: Dimensiones del filtro híbrido diseñado, cuya estructura se muestra en la Fig. 6.17(a) y la Fig. 6.17(b).

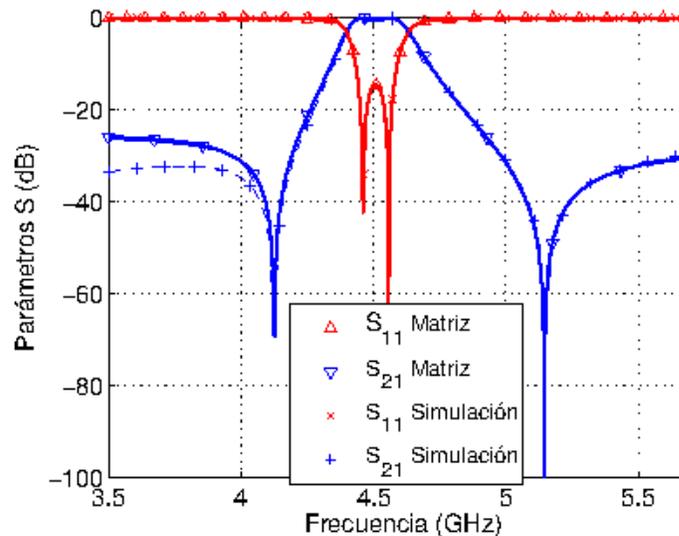


Figura 6.20: Comparativa de parámetros de scattering.

6.6. Resultados

Una vez completados los diseños de los ejemplos descritos a lo largo del presente capítulo, se han fabricado varios filtros prototipo. Se ha escogido para la fabricación un ejemplo de filtro con cada tipo de respuesta. En concreto, los prototipos corresponden a los filtros cuya respuesta es: filtro paso banda con dos ceros de transmisión (ejemplo 2), filtro de banda rechazada (ejemplo 4) y filtro paso banda con ceros de transmisión complejos (ejemplo 5). Además, se fabricará un ejemplo de filtro con la tecnología híbrida propuesta (filtro paso banda, ejemplo 6).

En los procesos de simulación y optimización realizados de los ejemplos expuestos se ha utilizado el software de simulación electromagnética de onda completa ADS ©. Para la fabricación en tecnología planar se ha utilizado el sustrato *RT – Duroid 6006* ($\epsilon_r = 6,15$, y espesor $H = 1,27mm$). El primer filtro fabricado implementa las especificaciones indicadas en (6.7) (ejemplo 2), con dos ceros de transmisión, situados asimétricamente uno a cada lado de la banda de paso. El filtro se ha diseñado según la configuración mostrada en la Fig. 6.4, donde el cortocircuito se ha implementado con un via-hole al plano de masa de diámetro $\phi = 0,7mm$. De modo similar, se ha fabricado el segundo filtro prototipo, en este caso con una respuesta

dual al anterior (ejemplo 4). En concreto, se implementa una respuesta de banda rechazada, cuyas especificaciones se encuentran en (6.12) y cuya configuración se muestra en la Fig. 6.12.

Los resultados de las medidas de la estructura y las simulaciones realizadas durante el diseño (obtenidas con el módulo *Momentum* del software ADS ©) se han comparado para las respuestas en reflexión y transmisión del filtro Fig. 6.21(a) (ejemplo 2) y Fig. 6.21(b) (ejemplo 4). En estas figuras, los datos obtenidos mediante simulación incluyen pérdidas tanto en el sustrato dieléctrico ($\tan\delta = 0,002$) como en las partes metálicas de la estructura (conductividad finita, $\sigma = 4 \cdot 10^{-7} \Omega^{-1}/m$). Por otra parte, las medidas se han tomado con un analizador de redes vectorial modelo *HP-8720-ES*, y los circuitos se han fabricado con una fresadora modelo *LPKF Protomat 60C*.

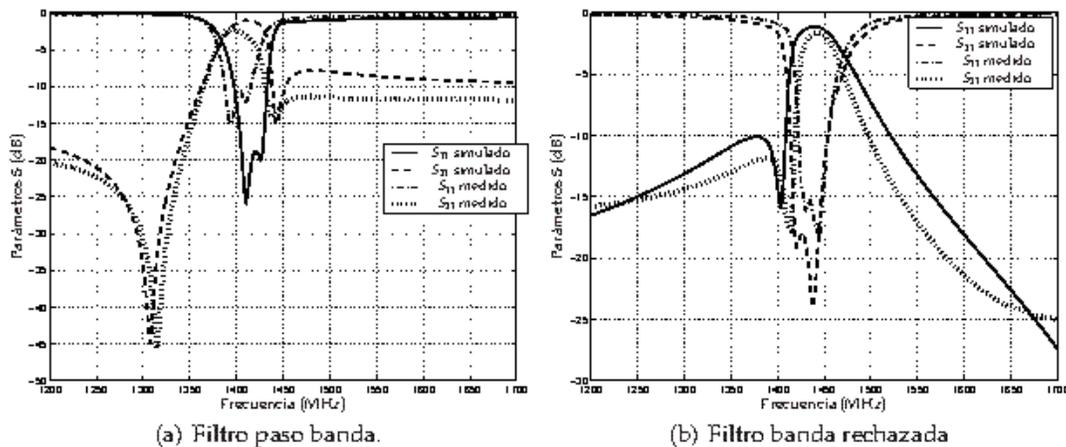


Figura 6.21: Comparativa de parámetros de scattering para dos filtros prototipo. a) Filtro paso banda mostrado en la Fig. 6.10 (ejemplo 2); b) Filtro de banda rechazada mostrado en la Fig. 6.13 (ejemplo 4).

Se puede observar una buena concordancia entre las medidas y los resultados previstos mediante simulación, lo que confirma la validez de las estructuras propuestas. Se encuentran ciertas diferencias en las pérdidas de retorno mostradas en la Fig. 6.21(a). Esto se debe a la alta sensibilidad de las pérdidas de retorno con pequeñas variaciones en la longitud de los resonadores que presentan este tipo de filtros. En concreto se ha observado que una variación en la longitud del resonador de mayor longitud de sólo 0,1 mm, provoca una gran variación en las pérdidas de retorno de $-18dB$ a $-10dB$. Ambos filtros supusieron la primera implementación práctica de filtros transversales *fully-canonical* en tecnología microstrip, lo que dió lugar a la comunicación [Rebenaque et al., 2005].

Además se ha fabricado un tercer prototipo, implementando un filtro paso banda con dos ceros de transmisión en el plano complejo. En este caso, la especificaciones del diseño se encuentran en (6.13) (ejemplo 5), y la comparación entre las medidas realizadas y las predicciones teóricas se muestran en la Fig. 6.22.

En este tercer prototipo, el menor ancho de banda empleado, junto con las tolerancias del proceso de fabricación ha provocado que las resonancias de ambos resonadores se con-

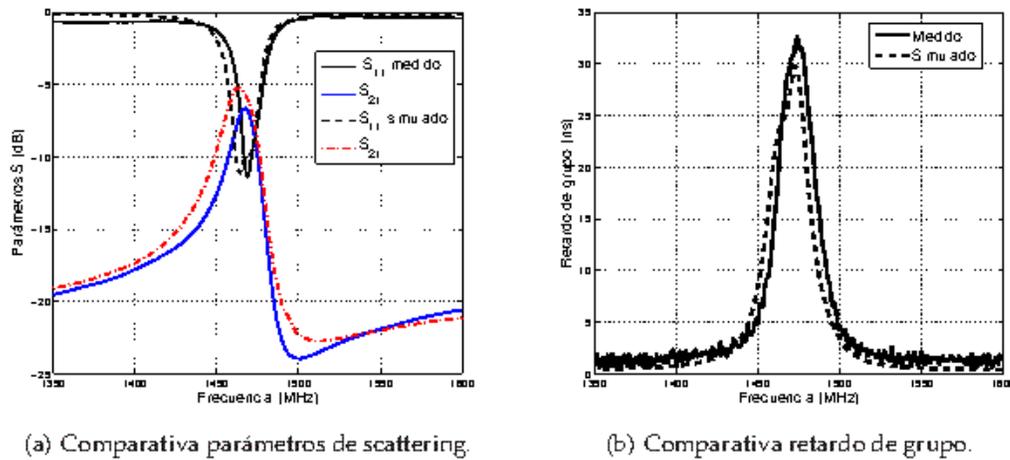


Figura 6.22: Resultados medidos y simulados para el filtro paso banda con ceros de transmisión complejos, mostrado en la Fig. 6.15 (ejemplo 5).

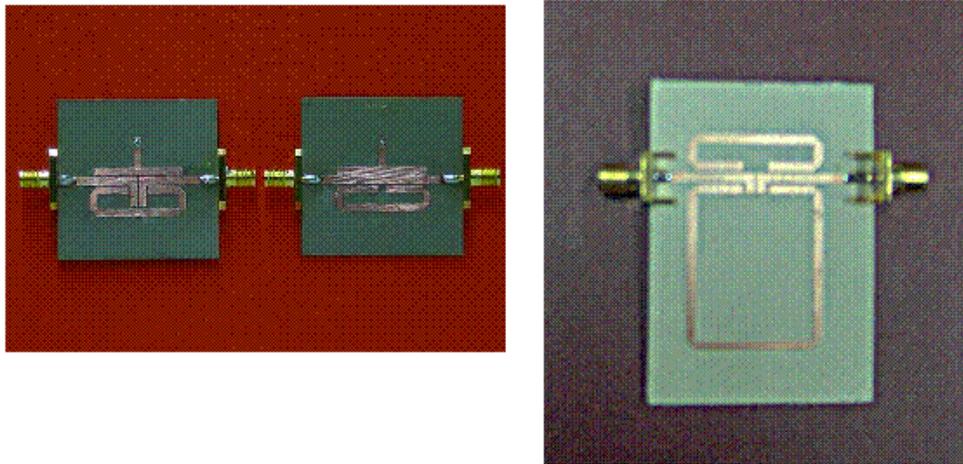
fundan en una sola. En cualquier caso, el objetivo principal que era la demostración de la implementación de los ceros de transmisión en el plano complejo si se ha conseguido satisfactoriamente, así como su ubicación ligeramente por encima de la banda de paso.

Con respecto a los resultados de los tres prototipos planares presentados, el primer filtro presenta un ancho de banda relativo del 3,7% y unas pérdidas de inserción dentro de la banda de paso de 1,6dB. El filtro de banda rechazada muestra un ancho de banda relativo de 1,9% y unas pérdidas de reflexión dentro de la banda rechazada de 1,5dB. El último filtro fabricado presenta mayores pérdidas de inserción, debido al menor ancho de banda del filtro (menor del 1%) y a la topología de los resonadores empleados. El aspecto de los distintos prototipos fabricados se muestra en la Fig. 6.23.

Finalmente, se ha fabricado y medido un último filtro paso banda, diseñado en tecnología híbrida guíaonda-circuito impreso para proporcionar validación experimental a la nueva estructura. En este caso, el sustrato seleccionado para la fabricación es un RT-Duroid 6002, con una permitividad relativa $\epsilon_r = 2,2$ y un espesor de 1,57mm. Las especificaciones de este diseño se encuentran en (6.14) (ejemplo 6), y la comparación entre las medidas realizadas y las predicciones teóricas se muestran en la Fig. 6.24(a). Se puede observar, que para conseguir el dieléctrico del espesor necesario ($L_2 = 3,14mm$), se han apilado dos sustratos RT-Duroid 6002 de espesor 1,57mm.

En la Fig. 6.24(a) se muestran los resultados medidos para el prototipo fabricado, comparados con los resultados obtenidos en simulación. En este caso, en la simulación se han incluido pérdidas en el sustrato dieléctrico ($\tan\delta = 0,004$), y en las metalizaciones impresas (conductividad finita, $\sigma = 3 \cdot 10^7 \Omega^{-1}/m$). Una fotografía del prototipo fabricado se muestra en la Fig. 6.24(b), que constituye la primera implementación práctica de un filtro en la tecnología híbrida propuesta, lo cual dió lugar a la publicación [Martínez-Mendoza et al., 2007b].

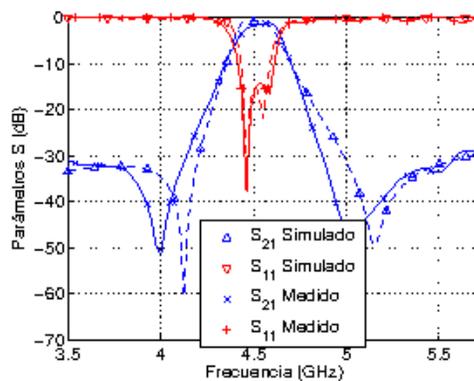
Los resultados medidos muestran una buena concordancia con las simulaciones, se puede



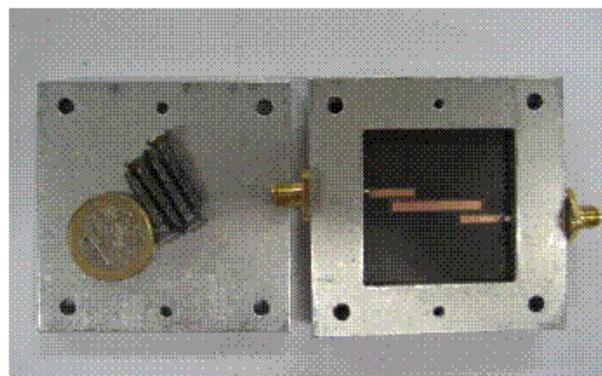
(a) Filtros paso banda y banda rechazada.

(b) Filtro con ceros de transmisión complejos.

Figura 6.23: Aspecto de los filtros prototipo fabricados.



(a) Comparativa de parámetros de scattering.



(b) Prototipo fabricado, mostrando todas las piezas del filtro.

Figura 6.24: Medidas y foto del filtro híbrido guíaonda-circuito impreso fabricado.

destacar el desplazamiento hacia frecuencias inferiores de la posición de los ceros de transmisión, y un ancho de banda medido ligeramente mayor al predicho por la simulación. Las mínimas pérdidas de inserción del filtro de la banda de paso son de $1,15\text{dB}$. Finalmente, un dato interesante se observa en las pérdidas de inserción del filtro, puesto que en la banda de paso muestran cierta pendiente, con un valor de $2,48\text{dB}$ a la frecuencia de $4,46\text{GHz}$, significativamente mayores que el mínimo de $1,15\text{dB}$ que se produce a la frecuencia de $4,59\text{GHz}$. Se

puede concluir que los resultados de pérdidas de inserción revelan que un resonador con un factor de calidad mayor se ha combinado con un resonador de menor factor de calidad.

6.7. Conclusiones

En el presente capítulo se ha profundizado en el **desarrollo de nuevas estructuras de filtrado realizadas en tecnología microstrip**, basadas en una topología transversal y cuya respuesta en frecuencia permite por primera vez la **implementación de funciones de filtrado *fully – canonical***. A partir de un sencillo esquema de acoplo de segundo orden conocido y denominado *doublet*, se ha introducido un acoplo adicional directo entre los puertos de entrada y salida. El nuevo esquema de acoplo (denominado *Modified – Doublet*) permite la implementación de un nuevo cero de transmisión en la respuesta en frecuencia del filtro, y por tanto, la síntesis de funciones *fully – canonical*.

El nuevo esquema de acoplo permite la implementación de dos ceros de reflexión y dos ceros de transmisión en la respuesta en frecuencia del filtro. La versatilidad del **bloque *Modified – Doublet* permite la generación de varios tipos de respuesta**: filtros paso banda, filtros de banda rechazada y filtros con ecualización de fase mediante la implementación de ceros de transmisión en el plano complejo. Las nuevas posibilidades de funciones de filtrado han llevado a la realización de un **análisis y comparación de la selectividad y la magnitud del retardo de grupo** de los distintos tipos de respuesta posibles, que ha confirmado el compromiso existente entre ambas características.

La principal aportación de este capítulo es la introducción del término de **acoplo directo fuente-carga**. Aunque ya se había incluido este término en el análisis teórico del proceso de síntesis de la matriz de acoplo $N + 2$, la **implementación práctica** de este acoplo (elemento M_{SL}) es la primera vez que se realiza en **tecnología planar**. Para ello se ha relacionado a través del circuito equivalente el término M_{SL} con el parámetro de transmisión S_{21} . A continuación se ha propuesto una modificación en la configuración de las líneas de entrada y salida del circuito, de modo que permitan implementar físicamente el acoplo directo buscado. Mediante el cálculo de la respuesta en frecuencia del circuito resultante, se establece la **relación entre los nuevos parámetros geométricos de la estructura y el término M_{SL}** obtenido mediante la síntesis de la matriz de acoplo. Se ha comprobado que según el tipo de respuesta deseada, el acoplo fuente-carga debe ser de tipo capacitivo (respuesta paso banda) o de tipo inductivo (respuesta de banda rechazada). Además, se han dado las directrices necesarias para la implementación precisa del término M_{SL} deseado.

Por otro lado, para la **implementación de los resonadores** de las nuevas estructuras propuestas, se han **utilizado las configuraciones ya conocidas y validadas** con éxito previamente. Por tanto, las posibles topologías de resonadores se basan en el uso de resonadores de media longitud de onda, resonadores de longitud de onda completa o línea de transmisión en forma de T con un extremo cortocircuitado a masa. El uso de un tipo u otro de resonador dependerá de la magnitud y signo del término de acoplo a implementar.

Una vez definido el nuevo esquema de acoplo, y los elementos necesarios para implementarlo, se han **propuesto varios ejemplos de diseño**. En los ejemplos se ha prestado mayor atención a los filtros paso banda, puesto que representan la respuesta más común y con mayor número de posibles aplicaciones para este tipo de estructuras. Así pues, haciendo uso del algoritmo de diseño presentado en el capítulo anterior, junto con la nuevas directrices aportadas para el diseño del término de acoplo directo fuente-carga, se han presentado varios ejemplos de diseño con los posibles tipos de respuesta en frecuencia: **filtros paso banda simétricos y asimétricos, filtro de banda rechazada y filtro con ecualización de fase**. Para completar los diseños propuestos ha sido fundamental el uso de un software comercial que permita un análisis electromagnético de onda completa. En concreto se ha utilizado el módulo *Momentum* de *ADS*. Destacar el hecho de que al tratarse de estructuras más complejas, con respuesta mejorada con respecto a diseños previos, manteniendo la estructura igual de compacta, ha llevado a que el proceso de optimización final de la estructura haya resultado ligeramente más laborioso que en diseños anteriores.

Además, se ha mostrado **la implementación de un filtro paso banda de microondas mediante una novedosa tecnología híbrida**, basada en la combinación por primera vez de dos tecnologías muy conocidas: la tecnología de guíaonda y microstrip. En este caso, **uno de los resonadores** del esquema *Modified – Doublet* **se ha implementado con el modo TM_{111} de una cavidad guíaonda**. El ejemplo de implementación de un filtro paso banda ha permitido extender la misma estrategia de diseño de filtros transversales a tecnologías distintas a la microstrip.

La última etapa del proceso ha sido la **fabricación y medida de cuatro filtros prototipo**, que coinciden con algunos de los ejemplos propuestos. Concretamente se ha escogido un ejemplo de cada una de las posibles respuestas en frecuencia posibles en tecnología microstrip, además de un cuarto ejemplo en tecnología híbrida. Los resultados obtenidos y su buena concordancia con las predicciones teóricas **validan los diseños de filtros transversales de microondas con funciones de filtrado *fully – canonical***, confirmando la validez y utilidad del esquema de acoplo y las estructuras propuestas para su implementación práctica.

Por último, resaltar que los resultados descritos a lo largo del presente capítulo, consistente tanto en las implementaciones prácticas en tecnología microstrip de los distintos filtros con diferentes tipos respuesta en frecuencia y de retardo grupo; así como el análisis teórico basado en la matriz de acoplo, han sido recogidos en la publicación [Rebenaque et al., 2008]. Por otro lado, la primera implementación de un filtro paso banda mediante la tecnología híbrida guíaonda-circuito impreso ha dado lugar también a la publicación [Martínez-Mendoza et al., 2007b].

Nuevas implementaciones de filtros paso banda de tercer orden en tecnología microstrip

7.1. Introducción

La línea de investigación central de la presente tesis se basa en el desarrollo de nuevas estructuras de filtrado que implementen ceros de transmisión en frecuencias finitas. El presente capítulo avanzará en esta misma línea, aportando como principal novedad la introducción de nuevas estructuras de tercer orden en tecnología microstrip.

La estrategia seguida para la generación de los ceros de transmisión en la respuesta en frecuencia del filtro, se basa en el acoplo de la señal de los puertos de entrada y salida directamente a varios resonadores en configuración paralelo, en lo que constituye una topología transversal [Cameron, 2003]. De este modo, se provee más de un camino a la señal entre los puertos de entrada y salida. Así, los ceros de transmisión serán una consecuencia de las interferencias destructivas producidas por las señales que han recorrido los distintos caminos provistos para la señal. Varios esquemas de acoplo e implementaciones que usan esta técnica se propusieron en [Rosenberg and Amari, 2002a].

El desarrollo de filtros en topología transversal presenta varias ventajas. Entre ellas podemos citar la disponibilidad de técnicas de síntesis directa de la matriz de acoplo que los modela, como se describió en Capítulo 3; la posibilidad de diseñar cada sección de modo independiente (Capítulo 5), o incluso una alta flexibilidad en cuanto a la variedad de respuestas en frecuencia (Capítulo 6). Por el contrario, en el lado de las desventajas se puede mencionar la mayor sensibilidad a tolerancias de fabricación [Amari and Rosenberg, 2003a], y, especialmente significativa es la dificultad práctica de implementar muchos caminos de acoplo de los puertos terminales a los resonadores de la estructura transversal, manteniendo nulo el acoplo entre resonadores. Debido a estas dificultades, las implementaciones prácticas de filtros transversales

en tecnología microstrip se han limitado hasta ahora a estructuras sencillas de segundo orden [Rebenaque et al., 2008].

En este capítulo se proponen nuevos filtros microstrip que implementan una topología de acoplo transversal pura. Por primera vez se implementa una estructura transversal de tercer orden con resonadores impresos. Para incrementar el número de caminos de acoplo entre los puertos de entrada y salida, se usarán acoplos verticales en una estructura multicapa. Tres resonadores impresos compactos diferentes se combinan en las estructuras propuestas para ajustar fácilmente la magnitud y signo de los acoplos: resonadores básicos de media longitud de onda, resonadores tipo meandro y stubs cortocircuitados. Se mostrará como combinando adecuadamente estos resonadores, se pueden implementar distintas funciones de transferencia. En concreto se propondrán ejemplos de diseños de un filtro multibanda y un filtro pseudo-elíptico.

Además, se presentarán esquemas de acoplo de tercer orden distintos a la topología puramente transversal, aunque manteniendo el acoplo múltiple entre la entrada y la salida y los resonadores internos de la estructura. Los esquemas de acoplo escogidos permitirán la síntesis de diferentes respuestas en frecuencia, mostrando la flexibilidad de las configuraciones propuestas y evitando el uso de acoplos verticales que aumentan la complejidad de la estructura. Sin embargo, será necesario incluir el acoplo directo entre nodos resonantes, aspecto que no se había tratado a lo largo de la tesis.

Resumiendo, en el presente capítulo se presentarán nuevas estructuras compactas en tecnología microstrip que implementarán filtros de tercer orden con distintos esquemas de acoplo y diferentes respuestas en frecuencia. Para la implementación práctica de los resonadores, se emplearán líneas impresas de distintas longitudes. Por tanto, se usarán combinaciones apropiadas de líneas resonantes cortocircuitadas o acabadas en circuito abierto, dependiendo de los signos que requieran los términos de acoplo de las matrices asociadas. Se mostrará como cambiando adecuadamente los signos de los acoplos y las longitudes de los resonadores, se puede controlar la posición de los ceros de transmisión. Mediante esta estrategia, es posible obtener distintos tipos de respuesta, desde respuestas pseudo-elípticas hasta respuestas con dos bandas de paso. Las estructuras propuestas mantienen las ventajas vistas anteriormente, destacando especialmente el diseño modular. Los distintos resonadores y acoplos entre nodos se pueden diseñar de modo independiente como si estuvieran aislados. Al incorporarlos a la estructura final, únicamente será necesario un proceso simple de optimización para recuperar la respuesta final.

Además de la descripción teórica y proceso de diseño, se implementarán y medirán varios filtros prototipo que implementarán distintas topologías y distintas respuestas en frecuencia. Los resultados medidos mostrarán una buena concordancia con respecto a las predicciones teóricas.

7.2. Topologías microstrip propuestas

La topología más típica para filtros de tercer orden basados en resonadores se basa en el bloque conocido como *trisection*. La Fig. 7.1(a) muestra el esquema de este bloque. Ejemplos interesantes de esta topología en tecnología planar se pueden encontrar en [Hong and Lancaster, 1999b], [Ghanem et al., 2003], [Chen et al., 2003]. Esta estructura básica permite la introducción de un cero de transmisión en la respuesta en frecuencia del filtro. También se han presentado diseños avanzados de filtros de mayor orden a partir de la puesta en cascada de varias secciones *trisection* [Garay, 1999], [Yang and Chang, 1999], [Macchiarella, 2002]. Aquí, se partirá de esquemas de acoplo también de tercer orden, distintos a la *trisection*, como se muestra en la Fig. 7.1(b)-(d). La ventaja de estos esquemas de acoplo alternativos es que permiten la posibilidad de implementar hasta dos ceros de transmisión manteniendo configuraciones muy compactas, como puede deducirse de la aplicación de la *regla del camino mínimo* [Amari, 2000].

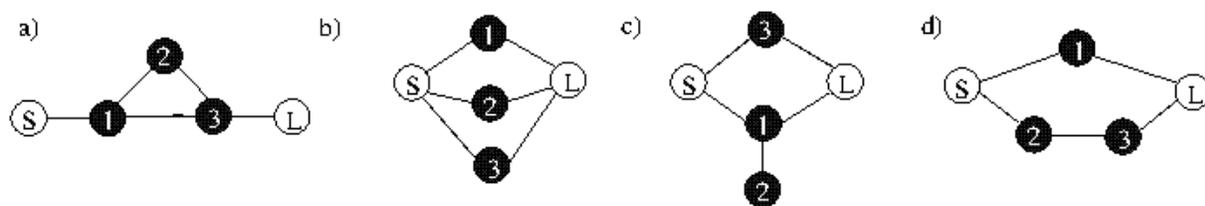


Figura 7.1: Esquemas de acoplo: (a) Trisection sencilla. (b) Topología transversal de tercer orden. (c) y (d) esquemas alternativos de tercer orden combinando secciones transversal y en línea.

Por tanto, se pondrá el objetivo de diseñar nuevos filtros de tercer orden en tecnología microstrip, que implementen los esquemas de acoplo mostrados en la Fig. 7.1(b)-(d). Los círculos oscuros representan nodos resonantes, la fuente y la carga se muestran como círculos huecos, mientras que las líneas representan la existencia de acoplo entre nodos.

El primer paso en el proceso de diseño de un filtro es el cálculo de la matriz de acoplo que sintetiza la respuesta en frecuencia deseada. Para la topología puramente transversal que se muestra en la Fig. 7.1(b), la matriz de acoplo se obtiene de forma directa a partir del método síntesis ya revisado a lo largo de la tesis. Entre las distintas respuestas en frecuencia que se pueden implementar, se incluirán respuestas multibanda, para lo cual se usará el procedimiento descrito en [Mokhtari et al., 2006]. Por el contrario, para las topologías propuestas en Fig. 7.1(c), (d), no hay técnicas de síntesis directas. Una estrategia posible en estos casos, es partir de la matriz de acoplo transversal obtenida, y aplicar a continuación rotaciones para cancelar los acoplos indeseados. Cuando esto último no es posible, se puede recurrir a las distintas técnicas de optimización disponibles en la literatura [Amari et al., 2002], [Seyfert and Bila, 2007].

Una vez calculada la matriz de acoplo, se continuará con la síntesis de los acoplos necesarios con una topología apropiada [Swanson and Macchiarella, 2007]. En este capítulo se introducen por primera vez en la tesis los acoplos entre nodos resonantes (nodos de la rama inferior en los esquemas Fig. 7.1(c) y (d)), por lo que antes de proceder con ejemplos concretos de filtros,

en el siguiente apartado se tratarán estos acoplos entre resonadores.

7.3. Formulación general para el coeficiente de acoplo entre resonadores

Los acoplos cruzados entre resonadores se han utilizado ampliamente en la literatura. Típicamente estos acoplos se introducen en las configuraciones en línea de filtros de microondas para implementar ceros de transmisión en frecuencias finitas [Hong and Lancaster, 2000]. Por ejemplo, el esquema antes comentado y conocido como *trisection* utiliza esta estrategia. Otra configuración típica, pero de orden cuatro es el *quadruplet* [Hong and Lancaster, 1998], [Chang and Chen, 2003].

Una vez conocido a partir de la matriz de acoplo el coeficiente de acoplo entre resonadores M_{ij} ($i \neq j, i, j \in S, L$), es importante para el diseño de un filtro establecer las relaciones entre el valor de cada coeficiente de acoplo requerido y la estructura física de resonadores acoplados, con el objetivo de obtener los parámetros geométricos necesarios para la fabricación del filtro.

En esta sección se indicarán las ecuaciones necesarias para la extracción del coeficiente de acoplo entre nodos resonantes de un circuito (k), a partir de las frecuencias características de ambos resonadores acoplados. Se comenzará con el caso más general, que no diferenciará entre acoplo eléctrico o magnético, y se supondrá que los resonadores acoplados son asíncronos. Para la obtención del coeficiente de acoplo se ha partido de un esquema circuital similar al representado en la Fig. 7.2, que considera los resonadores aislados, excepto por el acoplo presente entre ellos (en la figura se ha representado únicamente el caso concreto de acoplo magnético). Con estas consideraciones, según [Hong and Lancaster, 2001] (sección 8.3), el coeficiente de acoplo k se puede calcular como:

$$k = \pm \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{f_{02}}{f_{01}} + \frac{f_{01}}{f_{02}} \right) \cdot \sqrt{\left(\frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \right)^2 - \left(\frac{f_{02}^2 - f_{01}^2}{f_{02}^2 + f_{01}^2} \right)^2} \quad (7.1)$$

donde los términos f_{0x} representan la frecuencia de resonancia de cada uno de los resonado-

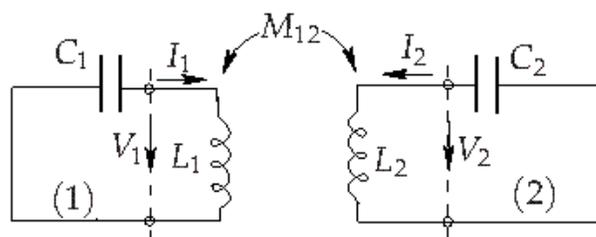


Figura 7.2: Esquema circuital de dos resonadores acoplados (particularizado para acoplo magnético), donde los resonadores $i = 1$ y $j = 2$ pueden tener frecuencias de resonancia distintas y diferente estructura.

res aislados ($x = 1, 2$); mientras que los términos f_{p1} y f_{p2} son las frecuencias de resonancias

que se miden del circuito formando por ambos resonadores acoplados. La diferencia existente entre los valores f_{0x} y f_{px} (con $x = 1,2$) se deberá al efecto del acoplo mutuo entre dichos resonadores. La ecuación (7.1) se puede usar para extraer el coeficiente de acoplo de dos resonadores acoplados asíncronos, independientemente del tipo de acoplo: eléctrico, magnético o mixto [Hong and Lancaster, 1996]. Además, dicha ecuación se puede simplificar para resonadores acoplados síncronos, donde se cumplirá que $f_{01} = f_{02}$, y en este caso la ecuación (7.1) quedará:

$$k = \pm \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \quad (7.2)$$

Como se deduce de la Fig. 7.2, para la obtención de las ecuaciones (7.1) y (7.2) no se han considerado puertos de entrada o salida a la estructura, lo que en la práctica será necesario. Para minimizar este efecto se implementarán acoplos débiles entre los puertos de entrada/salida y los resonadores, de modo que será posible el cálculo más preciso de las frecuencias de resonancia. Para obtener dichas frecuencias de resonancia se utilizará de nuevo el software ADS. Ejemplos de una respuesta típica en frecuencia para dos resonadores síncronos y acoplados con distinto valor de k se muestran en la Fig. 7.3. Como se puede deducir de la ecuación (7.2), un acoplo más fuerte entre resonadores (mayor $|k|$) producirá una mayor separación entre las frecuencias f_{p1} y f_{p2} obtenidas. En el caso de trabajar con resonadores asíncronos acoplados, la respuesta en frecuencia presentaría un aspecto similar a la mostrada en Fig. 7.2, únicamente se produciría un desplazamiento en frecuencia. Como consecuencia de este caso, la respuesta en frecuencia normalizada podría dejar de ser simétrica, lo cual no implica un incremento de complejidad en la implementación final de un filtro.

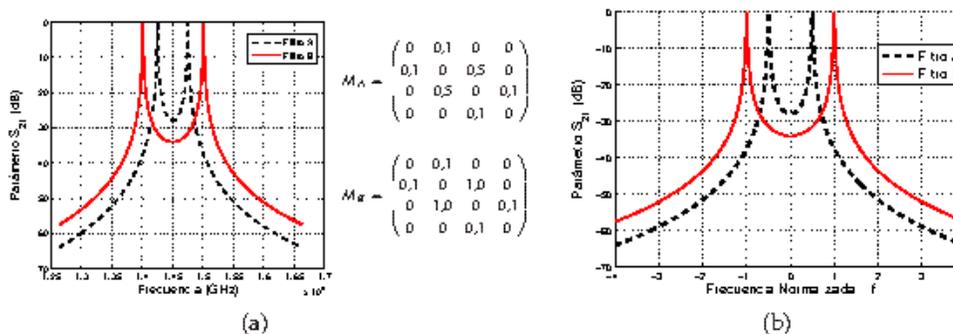


Figura 7.3: Ejemplos de respuesta en frecuencia típica para dos resonadores síncronos acoplados, en frecuencia absoluta (a) y normalizada (b). Se adjuntan las matrices de acoplo. En ambos casos se toma una frecuencia central de 1,45GHz y un ancho de banda de 0,1GHz. Para Filtro A se tiene: $f_{p2} = 1,4252\text{GHz}$, $f_{p1} = 1,4752\text{GHz}$, $k = 0,0345$ y $M_{12} = 0,5$. Para Filtro B se tiene: $f_{p2} = 1,4\text{GHz}$, $f_{p1} = 1,5\text{GHz}$, $k = 0,0688$ y $M_{12} = 1$.

El siguiente paso será relacionar el coeficiente de acoplo obtenido con el término correspondiente de la matriz de acoplo M_{12} , o en forma más general, M_{ij} para $i \neq j$. Como se vió en el Capítulo 2, Sección 2.3.2; modelando un filtro de orden N basado en resonadores como cavidades LC prototipo paso banda y acopladas mediante transformadores, a partir de la ley

de mallas de Kirchhoff y utilizando la representación matricial de las ecuaciones obtenidas, se tiene que:

$$m_{ij} = \omega \cdot L_{ij} \quad (7.3)$$

donde L_{ij} representa la inductancia mutúa entre las bobinas de los resonadores i y j . Además, para simplificar la notación se supondrán todos los resonadores síncronos, cuya frecuencia central será $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, con lo que se cumple que $L = L_1 = L_2 = \dots = L_N$ y $C = C_1 = C_2 = \dots = C_N$. La matriz de admitancia de la red \mathbf{Z} se puede expresar como:

$$\mathbf{Z} = \omega_0 \cdot L \cdot FBW \cdot \bar{\mathbf{Z}} \quad (7.4)$$

donde $FBW = \Delta\omega/\omega_0$ es el ancho de banda relativo del filtro (*Fractional BandWidth*), y $\bar{\mathbf{Z}}$ es la matriz de impedancias normalizada, que es la proporcionada por el método de síntesis descrito en el Capítulo 3.

Igualando los elementos de las matrices \mathbf{Z} y $\bar{\mathbf{Z}}$ para $i \neq j; i, j = 1 \dots N$ a partir de la ecuación (7.4), quedará:

$$m_{ij} = \omega_0 \cdot L \cdot FBW \cdot M_{ij} \quad (7.5)$$

Además, a partir [Hong and Lancaster, 2001] (sección 8.3), se conoce que particularizando para acoplo magnético y filtros síncronos:

$$k_M = \pm \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} = \frac{L_{ij}}{L} \quad (7.6)$$

Y operando a partir de las ecuaciones (7.3)-(7.6), se consigue relacionar el elemento de la matriz de acoplo con el coeficiente de acoplo obtenido a partir de las frecuencias de resonancia de los resonadores acoplados:

$$\begin{aligned} M_{ij} &= m_{ij} \cdot \frac{1}{\omega_0 L} \cdot \frac{1}{FBW} \\ &= \omega \cdot L_{ij} \cdot \frac{1}{\omega_0 L} \cdot \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \\ &= \frac{L_{ij}}{L} \cdot \frac{\omega}{\Delta\omega} = k_M \cdot \frac{\omega}{\Delta\omega} \approx k_M \cdot \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \end{aligned} \quad (7.7)$$

$$M_{ij} = k \cdot \frac{1}{FBW} \quad (7.8)$$

donde al tratarse de filtros de banda estrecha, se ha utilizado la aproximación $\omega \approx \omega_0$; y para mayor generalidad se ha supuesto un acoplo entre resonadores k en (7.8), que se puede particularizar para acoplo eléctrico, magnético o híbrido.

En el caso de resonadores asíncronos, habría que considerar $\omega_{0i} = 1/\sqrt{L_i C_i}$ y el coeficiente de acoplo $k = L_{ij}/\sqrt{L_i L_j}$, para $i \neq j$, obteniéndose un resultado final similar. En el caso de acoplo capacitivo, el desarrollo sería similar, pero cambiando los términos en L o L_x por términos en C [Hong and Lancaster, 2001]. Por último, para el caso más general de acoplo híbrido, se aplicaría la superposición de los acoplos magnético y eléctrico, obteniendo también un resultado final similar, y siendo válida la ecuación (7.8). Los desarrollos completos para todos estos casos se pueden encontrar en [Hong and Lancaster, 1996].

En los casos concretos de las estructuras que se propondrán a continuación, será necesario un acoplo entre resonadores relativamente fuerte. Para sintetizar dichos acoplos mediante líneas resonantes y acoplos laterales, se utilizará la máxima longitud posible de acoplo entre las líneas que constituyen los resonadores. Mediante el gap de separación entre dichas líneas resonantes se ajustará el coeficiente de acoplo a los requisitos de cada filtro concreto.

7.4. Ejemplos de filtros microstrip de tercer orden

A continuación se presentarán varios ejemplos de filtros paso banda de microondas usando nuevas estructuras microstrip. Se sintetizarán distintos tipos de respuestas en frecuencia, entre las que se podría destacar, por ser la primera vez que se muestra en esta tesis, las respuestas multibanda. Las estructuras propuestas contienen distintas clases de resonadores impresos. Además, los acoplos laterales se combinan con acoplos verticales para implementar el esquema de acoplo necesario entre los resonadores. En general, se usarán dos estrategias para ajustar el signo de los acoplos. La primera sería la utilización de resonadores sobredimensionados operando a resonancias de orden superior. La segunda estrategia se basa en el uso de terminaciones cortocircuitadas o en circuito abierto, según sea apropiado en cada caso para ajustar el signo correspondiente.

7.4.1. Filtro transversal con operación de doble banda y dos ceros de transmisión

El primer ejemplo corresponde a una topología transversal pura, mostrada en la Fig. 7.1(b). En esta topología, los puertos de entrada y salida se acoplan simultáneamente a tres resonadores. Dicho esquema permite implementar hasta dos ceros de transmisión en frecuencias finitas. Ajustando los signos de los acoplos, se pueden obtener distintos tipos de respuesta en frecuencia, desde respuesta pseudo-elíptica hasta respuesta con doble banda. Se comenzará con el diseño de una estructura con dos bandas de paso. En este caso, un cero de transmisión se colocará entre ambas bandas de paso para incrementar el rechazo en el espectro entre dichas bandas de paso. El otro cero de transmisión permitirá mejorar la selectividad al otro lado de una de las dos bandas de paso.

Para la síntesis de la matriz de acoplo se continuará usando la técnica de la matriz de acoplo $N + 2$ [Cameron, 2003], junto con ciertas modificaciones que tendrán en cuenta que se trata de un filtro con doble banda de paso. En concreto, se ha utilizado la técnica presentada en [Mokhtaari et al., 2006] para funciones de transferencia de doble banda. Por tanto, para el diseño del filtro, primero se asume un filtro de banda ancha cuyo ancho de banda abarcará todas las bandas de paso del filtro multibanda. De este modo se definen la frecuencia central del filtro y su ancho de banda, que para este ejemplo concreto tendrán un valor de $f_c = 1400\text{MHz}$ y $\Delta f = 130\text{MHz}$ respectivamente. A continuación se colocarán los ceros de transmisión. Dada la topología empleada (Fig. 7.1(a)), se podrán implementar hasta dos ceros de transmisión en frecuencias finitas. Uno de ellos se situará entre ambas bandas de paso ($f_{z1} = 1330\text{MHz}$, $\omega_{z1} = -1,10$), mientras que el otro permitirá mejorar la selectividad en la parte superior del espectro ($f_{z2} = 1540\text{MHz}$, $\omega_{z2} = 2,06$). Estos valores constituirán las raíces del polinomio $P(\omega)$,

numerador de la función de transmisión S_{21} , necesario en el proceso de síntesis. Por último, se indicarán las características de las dos bandas de paso a sintetizar, que se utilizarán para constituir el polinomio $F(\omega)$, numerador de la función de reflexión S_{11} . En concreto, se implementará una primera banda de paso estrecha, centrada en una frecuencia de $f_{c1} = 1300\text{MHz}$ ($\omega_{f1} = -1,60$) y con un ancho de banda $\Delta f_1 = 30\text{MHz}$. La segunda banda de paso tendrá un mayor ancho de banda, y por tanto incluirá los restantes dos ceros de reflexión: $f_{c2} = 1430\text{MHz}$ ($\omega_{f2=1410\text{MHz}} = 0,15$; $\omega_{f3=1450\text{MHz}} = 0,76$) y un ancho de banda $\Delta f_2 = 100\text{MHz}$. Con estos datos ya se puede calcular la matriz de acoplo.

La matriz obtenida se muestra en (7.9):

Frecuencia central	total: 1.40 GHz 1.30 y 1.43 GHz
Ancho de banda	total: 130 MHz 30 y 100 MHz
Pérdidas de retorno	15 dB
Ceros de Transmisión	1.33 y 1.54 GHz
Ceros de Reflexión	1.3, 1.41 y 1.45 GHz

$$M_A = \begin{pmatrix} 0 & 0,4202 & 0,4466 & 0,6155 & 0 \\ 0,4202 & 1,6477 & 0 & 0 & 0,4202 \\ 0,4466 & 0 & 1,1402 & 0 & 0,4466 \\ 0,6155 & 0 & 0 & 0,1792 & 0,6155 \\ 0 & 0,4202 & 0,4466 & 0,6155 & 0 \end{pmatrix}$$

(7.9)

Ejemplo A: Especificaciones del filtro y matriz de acoplo

La estructura final en tecnología microstrip constará de dos sustratos dieléctricos acoplados verticalmente, como muestra la Fig. 7.4. El primer sustrato contendrá dos resonadores impresos, junto con las líneas de entrada y salida. El resonador restante estará en el sustrato de arriba. De este modo se obtiene un esquema transversal de tercer orden, mediante una estructura microstrip muy compacta.

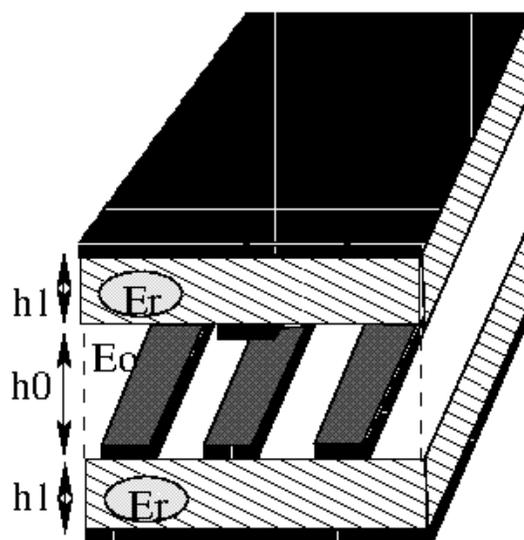


Figura 7.4: Vista 3D del filtro propuesto compuesto por dos sustratos dieléctricos acoplados verticalmente.

Se observa en la matriz M_A (7.9) que dos de los acoplos cambian de signo de la entrada a la salida (columnas 2 y 4 de la matriz). Esto se puede implementar mediante simples resonadores

Parámetro	Valor (en mm.)	Parámetro	Valor (en mm.)
ω	1,85	l_1	20,8
g	0,3	l_2	1,5
H_0	5,0	l_3	13,2
H_1	1,27	l_4	1,5
ϵ_r	6,15	l_5	26,0
$L_{in} = L_{out}$	30,0	l_6	51
l	5,0	l_7	54

Tabla 7.1: Dimensiones del filtro de doble banda diseñado.

de línea impresa de longitud $\lambda/2$. Por otro lado, el signo del resonador restante se mantiene positivo. Para implementarlo se recurre a un resonador de línea impresa operando en la resonancia λ . La introducción de este resonador de forma compacta se realizará curvando la línea de transmisión en forma de meandro, como muestra la Fig. 7.5.

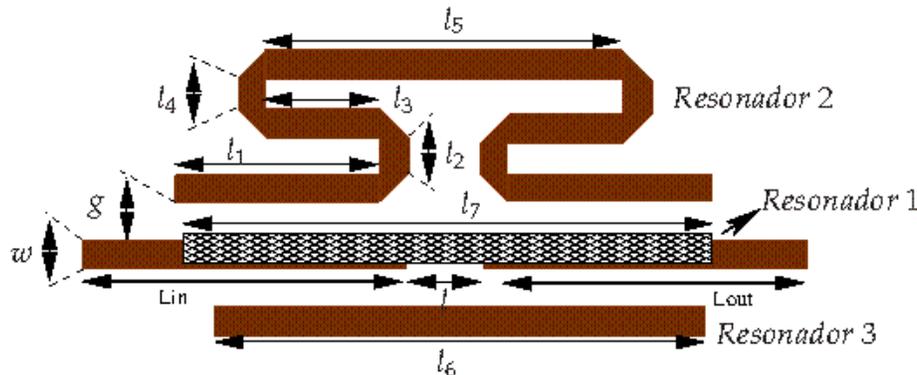


Figura 7.5: Layout del filtro transversal microstrip, implementando el esquema de acoplo de la Fig. 7.1(a).

En la Fig. 7.5 se muestra la topología básica usada para la implementación del filtro microstrip. El resonador con el relleno de 'rejilla' (resonador 1 en la Fig. 7.5) se acopla verticalmente a los puertos de entrada/salida. Para ello, este resonador está impreso en el dieléctrico de arriba.

La estructura descrita en la Fig. 7.4 y Fig. 7.5 se puede comprobar como corresponde a una topología transversal. La estructura propuesta presenta acoplos de las líneas de entrada y salida directamente a los resonadores internos (mediante dos acoplos laterales y un acoplo vertical adicional), mientras que los resonadores no se encuentran acoplados entre ellos. Esto permite que en la implementación práctica de este filtro se pueda utilizar el algoritmo de diseño presentado de forma detallada en el Capítulo 5, basado en la sintonización independiente de cada resonador aislado. De modo similar a estructuras anteriores, este filtro se puede analizar con el software comercial ADS y su módulo Momentum. En la Fig. 7.6 se presentan los resultados obtenidos para el análisis de la matriz de acoplo \mathbf{M}_A , junto con el análisis obtenido de la estruc-

tura multicapa tras el proceso de diseño. Las dimensiones geométricas del filtro se muestran en la Tabla 7.1. Se puede observar una muy buena concordancia entre las dos respuestas.

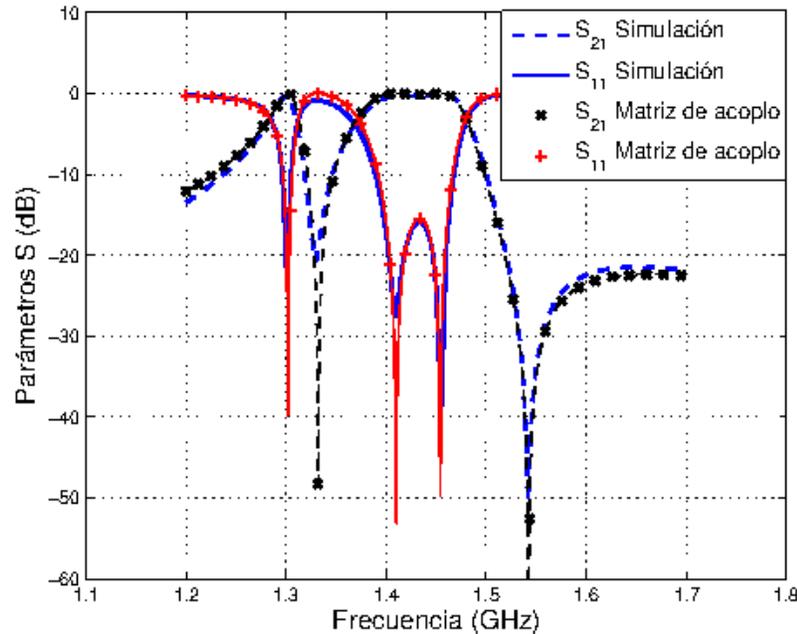


Figura 7.6: Respuesta de la simulación de onda completa y de la matriz de acoplo para el filtro de doble banda de la Fig. 7.5.

7.4.2. Filtro transversal con respuesta pseudo-elíptica

El siguiente ejemplo mostrará como la misma configuración usada anteriormente se puede usar también para sintetizar otros tipos de respuesta en frecuencia, como una función de transferencia pseudo-elíptica. En este caso, los dos ceros de transmisión se colocarán a ambos lados de la banda de paso con sólo cambiar el signo de uno de los acoplos.

Para ilustrar esta afirmación, se diseñará un nuevo filtro paso banda con respuesta pseudo-elíptica y un ancho de banda de 90MHz . Los dos ceros de transmisión se localizarán en las frecuencias 1340MHz y 1500MHz , siendo las pérdidas de retorno de 15dB . Puesto que la topología corresponde a un filtro transversal de tercer orden, el proceso de síntesis descrito

en [Cameron, 2003] se puede usar directamente para obtener la matriz de acoplo:

Frecuencia central	1.42 GHz
Ancho de banda	90 MHz
Pérdidas de retorno	15 dB
Ceros de Transmisión	1.34 y 1.50 GHz

$$\mathbf{M}_B = \begin{pmatrix} 0 & 0,3957 & 0,3801 & -0,7502 & 0 \\ 0,3957 & 1,2172 & 0 & 0 & 0,3957 \\ 0,3801 & 0 & -1,2097 & 0 & 0,3801 \\ -0,7502 & 0 & 0 & 0,0285 & 0,7502 \\ 0 & 0,3957 & 0,3801 & 0,7502 & 0 \end{pmatrix} \quad (7.10)$$

Ejemplo B: Especificaciones del filtro y matriz de acoplo

Se puede observar que los elementos de la matriz de acoplo \mathbf{M}_B son muy similares a los calculados previamente para \mathbf{M}_A (7.9). La diferencia más destacable, sería que uno de los resonadores cambia el signo del acoplo de entrada a salida (comparar las segundas columnas de las matrices \mathbf{M}_A y \mathbf{M}_B). Además, el *Resonador 3* se debe ajustar (en magnitud de acoplo y frecuencia de resonancia) para poder obtener la respuesta deseada (ver cuarta de la columna de las matrices). Para implementar el cambio de signo adicional en el *Resonador 1*, no resulta conveniente utilizar un resonador tipo meandro de longitud λ , ya que al estar situado en el sustrato de arriba, además de producirse el acoplo vertical deseado entre los puertos terminales y dicho resonador, se podrían introducir acoplos cruzados no deseados entre los resonadores internos de la estructura. La solución propuesta consiste en mantener para el acoplo vertical el resonador de $\lambda/2$, pero se añade un cortocircuito en el punto central de la línea que implementa ese resonador. El cortocircuito forzará una simetría par del campo eléctrico en el resonador, de modo que el signo ya no cambiará entre los puertos de entrada y salida. De esta forma, se implementa fácilmente el signo positivo para los elementos de acoplo $M_{S1} = M_{L1} = 0,3957$. En la Fig. 7.7 se muestra el layout propuesto para la nueva configuración microstrip.

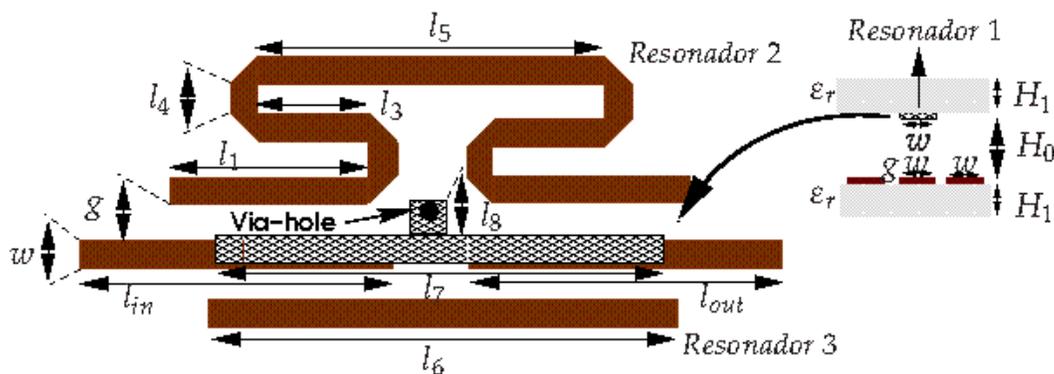


Figura 7.7: Layout de un filtro transversal de tercer orden con respuesta pseudo-elíptica. El signo de un resonador se cambia introduciendo un cortocircuito en su punto central.

De nuevo, el resonador con el relleno de rejilla se encuentra impreso en el dieléctrico superior (*Resonador 1*). En el layout, la modificación más destacada de la estructura con respecto a la presentada en la Fig. 7.5 es la introducción del via-hole en el centro de este resonador. Esto es necesario para implementar el cortocircuito a masa. Además, varía la separación H_0 para

Parámetro	Valor (en mm.)	Parámetro	Valor (en mm.)
w	1,85	l_2	1,5
g	0,3	l_3	13,2
H_0	2,0	l_4	1,5
ϵ_r	6,15	l_5	26,0
$L_{in} = L_{out}$	30,0	l_6	49,6
l	5,0	l_7	45,4
l_1	20,8	l_8	1,5

Tabla 7.2: Dimensiones del filtro pseudo-elíptico diseñado.

obtener la magnitud del acoplo deseada (se reduce H_0), y se acorta ligeramente la longitud del otro resonador de $\lambda/2$ (*Resonador 3*) para ajustar la resonancia del elemento correspondiente. Es importante destacar que el resonador curvado de longitud λ no se ha modificado, como indica la tercera de columna \mathbf{M}_B (7.10), puesto que es muy similar a la de \mathbf{M}_A . Las dimensiones finales de este filtro se recogen en la Tabla 7.2.

En la Fig. 7.8 se presentan los resultados obtenidos en la simulación de onda completa de la estructura descrita en la Fig. 7.7, junto con el análisis de la matriz de acoplo \mathbf{M}_B (7.10).

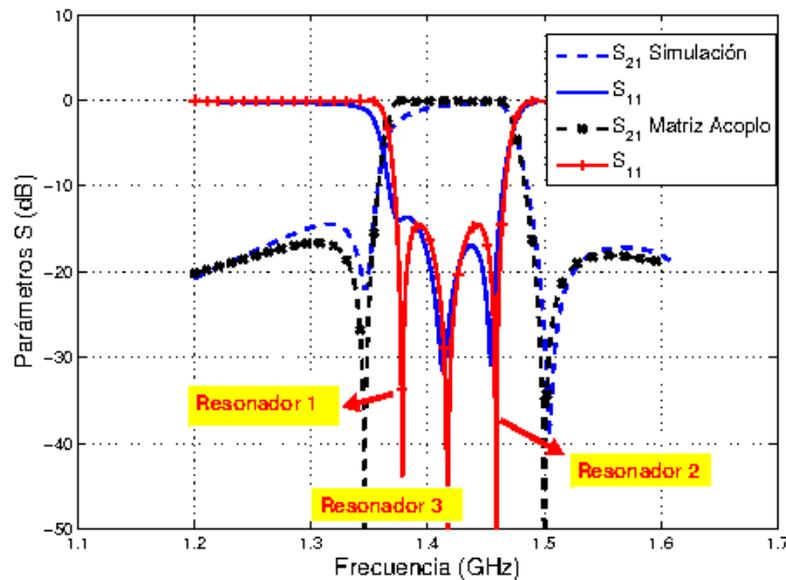


Figura 7.8: Respuesta de la simulación de onda completa y de la matriz de acoplo para el filtro transversal paso banda de la Fig. 7.7.

Se observa una buena concordancia entre ambas respuestas. Únicamente al inicio de la banda de paso la simulación de onda completa muestra una ligera desviación. Se cree que esto se debe a la radiación espúrea del via-hole a esas frecuencias.

Es posible evitar la radiación espúrea comentada, manteniendo el esquema de acoplo y una respuesta pseudo-elíptica similar. Esto se puede lograr por medio de una modificación en la topología de los resonadores. Para implementar el cambio de signo adicional con respecto a M_A , se puede modificar el *resonador 1*. Concretamente, se propone implementar dicho resonador mediante una línea impresa operando a la resonancia λ , de modo similar al *resonador 2*. Así, se evita la radiación espúrea del *via-hole*, teniendo como contrapartida un resonador de mayor longitud.

Como ejemplo para ilustrar este concepto, se propone el diseño de un nuevo filtro. Para evitar acoplos directos entre los resonadores y mantener la topología transversal, se intercambia la posición del *resonador 1* y el *resonador 3*, situando el resonador de longitud $\lambda/2$ en el sustrato superior, como indica la Fig. 7.9. La nueva configuración permite mejorar las características de la banda de paso, pasando las pérdidas de retorno a ser de $20dB$, como se puede ver en las siguientes especificaciones:

Frecuencia central	1.40 GHz
Ancho de banda	70 MHz
Pérdidas de retorno	20 dB
Ceros de Transmisión	1.33 y 1.47 GHz

$$M_C = \begin{pmatrix} 0 & 0,4461 & 0,4313 & -0,8611 & 0 \\ 0,4461 & 1,3942 & 0 & 0 & 0,4461 \\ 0,4313 & 0 & -1,3815 & 0 & 0,4313 \\ -0,8611 & 0 & 0 & 0,0282 & 0,8611 \\ 0 & 0,4461 & 0,4313 & 0,8611 & 0 \end{pmatrix} \quad (7.11)$$

Ejemplo C: Especificaciones del filtro y matriz de acoplo

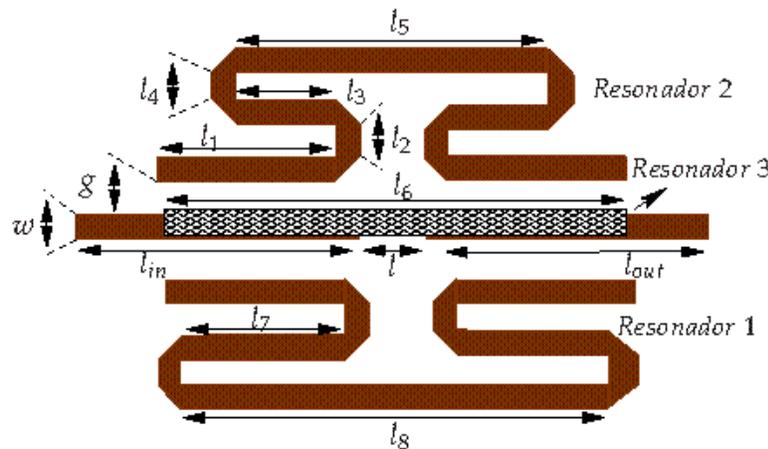


Figura 7.9: Layout de un filtro transversal de tercer orden con respuesta pseudo-elíptica. El signo de un resonador se cambia operando en la segunda resonancia del *resonador 1*.

Los resultados de la Fig. 7.10 muestran diferencias entre ambas respuestas fuera de la banda de paso, esto se debe a los efectos de las múltiples resonancias de los resonadores. Sin embargo, la respuesta dentro de la banda de paso y la ubicación de los ceros de transmisión en las localizaciones prescritas si muestran una concordancia excelente.

Parámetro	Valor (en mm.)	Parámetro	Valor (en mm.)
w	1,85	l_2	1,5
g	0,3	l_3	13,2
H_0	1,0	l_4	1,5
ϵ_r	6,15	l_5	26,0
$L_{in} = L_{out}$	30,0	l_6	49,6
l	5,0	l_7	45,4
l_1	20,8	l_8	1,5

Tabla 7.3: Dimensiones del filtro pseudo-elíptico diseñado mostrado en Fig. 7.9.

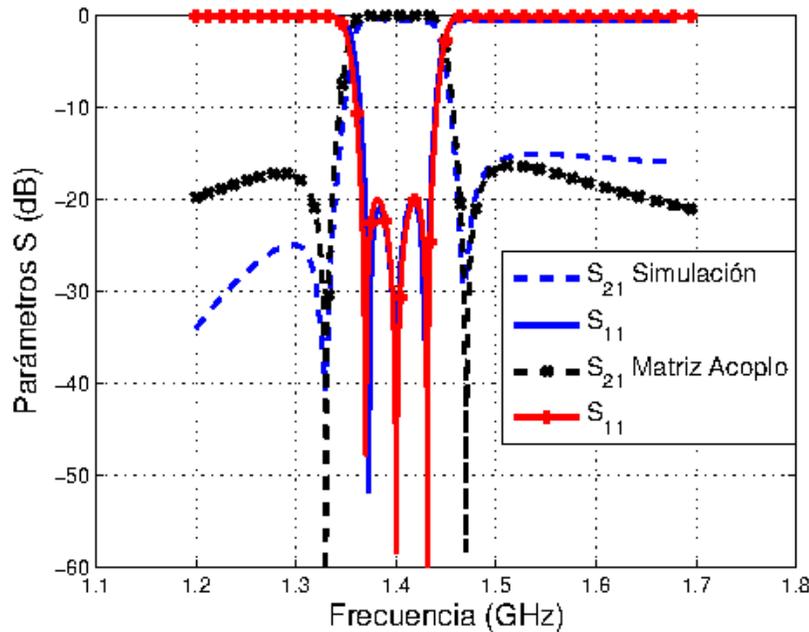


Figura 7.10: Respuesta de la simulación de onda completa y de la matriz de acoplo para el filtro transversal paso banda de la Fig. 7.9.

7.4.3. Filtro paso banda de tercer orden con ceros de transmisión en el plano complejo

Las ventajas de las topologías exploradas hasta el momento, es que implementan filtros puramente transversales. De este modo, el cálculo de los elementos de la matriz de acoplo se puede obtener de un modo sencillo y prácticamente directo a partir de técnicas de síntesis bien conocidas [Cameron, 2003]. Sin embargo, también se debe comentar la dificultad que entraña la fabricación de este tipo de estructuras cuando el orden del filtro es superior a dos. En los ejemplos anteriores (Sección 7.4.1 y Sección 7.4.2), la introducción del acoplo vertical se ha comprobado como complica ligeramente el proceso de fabricación. Los siguientes ejemplos presentarán configuraciones alternativas de filtros que únicamente requieran un sustrato dieléctrico.

Mediante la utilización de un sólo sustrato dieléctico, es muy complicado acoplar los puertos de entrada y salida a tres resonadores simultáneamente. Para una configuración con un sustrato, será mejor usar un esquema de acoplo distinto, por ejemplo, el mostrando en la Fig. 7.1(c). En esta configuración alternativa, los puertos se acoplan a sólo dos resonadores. Además, se introduce un acoplo adicional entre uno de ellos y el tercer resonador, que completaría la estructura de tercer orden.

Sin embargo, no hay disponibles técnicas de síntesis directas que calculen la matriz de acoplo de la estructura propuesta. Para solucionar este inconveniente, se puede empezar con el cálculo de la matriz de acoplo de la topología transversal. Aplicando una serie de transformaciones similares (rotaciones, revisadas en el Sección 3.6) se obtiene fácilmente la matriz *folded – canonical* equivalente [Cameron, 2003]. A continuación, se aplica una rotación adicional *cross – pivot* que cancele el elemento que representa el acoplo entre los nodos 1 y 3 (M_{13} , elemento [2, 4] de la matriz). Esta rotación generará automáticamente el acoplo M_{12} , dando como resultado la matriz de acoplo deseada \mathbf{M}_D .

Como ejemplo, se presentará la síntesis de un filtro paso banda con dos ceros de transmisión en el plano complejo y situados dentro de la banda de paso para ecualización de fase. Como se puede comprobar en las especificaciones, los ceros de transmisión se situarán a una frecuencia de 1,45GHz (con parte real $\delta = 1$). El filtro además presentará un ancho de banda de 70MHz y unas pérdidas de retorno de 15dB. También se incluyen la matriz transversal obtenida directamente del proceso de síntesis y la matriz *folded – canonical* como referencia:

Frecuencia central	1.44 GHz
Ancho de banda	70 MHz
Pérdidas de retorno	15 dB
Ceros de Transmisión	1.45 GHz ($\delta = \pm 1$)

$$\mathbf{M}_D = \begin{pmatrix} 0 & -0,9401 & 0 & 0,5141 & 0 \\ -0,9401 & 0,1978 & 1,2286 & 0 & 0,9401 \\ 0 & 1,2286 & -0,2211 & 0 & 0 \\ 0,5141 & 0 & 0 & -0,1850 & 0,5141 \\ 0 & 0,9401 & 0 & 0,5141 & 0 \end{pmatrix} \quad (7.12)$$

$$\mathbf{M}_D^{\text{Transv}} = \begin{pmatrix} 0 & 0,61 & 0,72 & -0,51 & 0 \\ 0,61 & -1,25 & 0 & 0 & 0,61 \\ 0,72 & 0 & 1,23 & 0 & 0,72 \\ -0,51 & 0 & 0 & -0,19 & 0,51 \\ 0 & 0,61 & 0,72 & 0,51 & 0 \end{pmatrix} \quad \mathbf{M}_D^{\text{Folded}} = \begin{pmatrix} 0 & 1,07 & 0 & 0 & 0 \\ 1,07 & 0,11 & 1,08 & 0,16 & 0,58 \\ 0 & 1,08 & -0,22 & 0,59 & 0 \\ 0 & 0,16 & 0,59 & -0,10 & 0,90 \\ 0 & 0,58 & 0 & 0,90 & 0 \end{pmatrix}$$

Ejemplo D: Especificaciones del filtro y matriz de acoplo

A partir de la matriz \mathbf{M}_D se puede deducir que el *resonador 1* cambia de signo entre los puertos de entrada y salida, por lo que se implementará con una línea impresa de longitud $\lambda/2$. Por contra, el *resonador 3* que también se acopla a ambos puertos, mantiene el signo de la entrada a la salida. Ésto se puede implementar mediante un resonador microstrip de tipo meandro de longitud λ . Finalmente, se observa que tal como indicaba el esquema de acoplo Fig. 7.1(c), el *resonador 2* se acopla únicamente al *resonador 1*. Una forma compacta de implementar este filtro se muestra en la Fig. 7.11. Para conseguir el acoplo entre resonadores requerido, se varía el parámetro l_8 . Se explicará con más detalle como se calcula esta dimensión al ser la primera vez

en la tesis que se debe implementar un acoplo entre resonadores. Por tanto, según la ecuación (7.8), se necesitará un coeficiente de acoplo:

$$k = FBW \cdot M_{ij} = \frac{70}{1440} \cdot 1,2286 = 0,0597 \quad (7.13)$$

A partir de este valor de k , la ecuación (7.6), y considerando $f_c = \sqrt{f_{p1} \cdot f_{p2}}$, se llega a las resonancias indicadas en la ecuación (7.14):

$$f_{p1} = 1398\text{MHz}; \quad f_{p2} = 1484\text{MHz} \quad (7.14)$$

El siguiente paso será obtener la dimensión l_8 (según la Fig. 7.11) que proporcione el nivel de acoplo necesario para obtener las resonancias indicadas en (7.14). Para ello se utiliza un software comercial de onda completa (módulo *Momentum* de ADS) y se define un layout con los dos resonadores acoplados (parte inferior de la Fig. 7.11) y los puertos de entrada y salida modificados para tener un acoplo entre los puertos y el resonador mínimo (se han reducido las dimensiones L_{in} , L_{out} para que la zona de acoplo con el resonador sea de 2mm). Con estas consideraciones, se obtiene un valor de $l_8 = 2,8\text{mm}$.

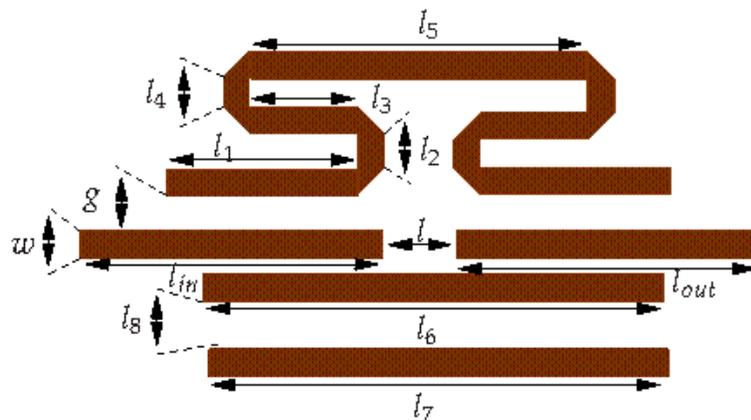


Figura 7.11: Layout de un filtro planar de tercer orden, implementando el esquema de acoplo de la Fig. 7.1(c).

Las dimensiones obtenidas para este filtro se recogen en la Tabla 7.4. A continuación, se presenta la respuesta de la estructura, junto con los resultados proporcionados por la matriz de acoplo \mathbf{M}_D (7.13). Se observa una muy buena concordancia entre las dos respuestas. Además, en la Fig. 7.12 se ha añadido la función de transferencia de un filtro de Tchebyshev para tener una referencia sobre la selectividad que presentan este tipo de filtros. Se puede resaltar el diferente tipo de respuesta en frecuencia entre este filtro paso banda (con ceros de transmisión complejos), un filtro de Tchebyshev y un filtro pseudo-elíptico, como los mostrados en la Sección 7.4.2. La diferencia entre la selectividad de distintos tipos de filtros paso banda es muy relevante. La comparación con el filtro con respuesta de Tchebyshev permite además mostrar de forma más clara la pérdida de selectividad producida por los ceros de transmisión complejos. Sin embargo, si se compara la respuesta en fase de dichos tipos de filtros, se obtiene el resultado opuesto, como se muestra en la Fig. 7.13. En dicha gráfica se han elegido valores

Parámetro	Valor (en mm.)	Parámetro	Valor (en mm.)
w	1,85	l_3	12,0
g	0,3	l_4	1,5
$L_{in} = L_{out}$	30,0	l_5	32,8
l	5,0	l_6	48,8
l_1	18,3	l_7	48,8
l_2	1,5	l_8	2,8

Tabla 7.4: Dimensiones del filtro de tercer orden diseñado y mostrado en Fig. 7.11.

similares de ancho de banda, pérdidas de retorno y frecuencia central para distintos tipos de filtros paso banda.

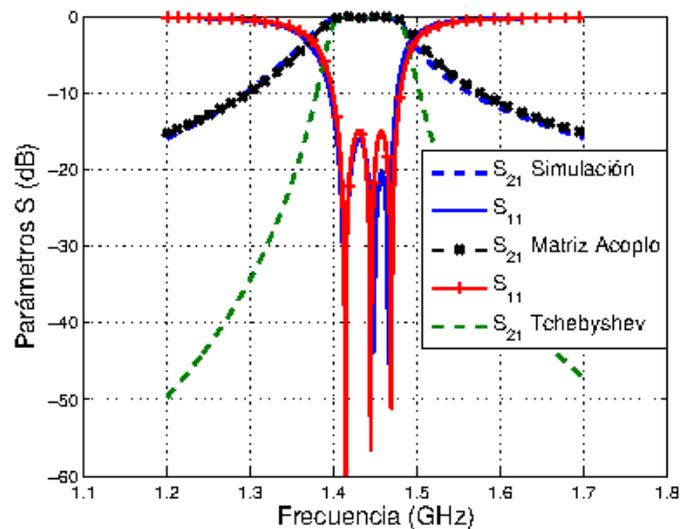


Figura 7.12: Respuesta de la simulación de onda completa y de la matriz de acoplo para el filtro paso banda con dos ceros de transmisión en el plano complejo de la Fig. 7.11.

En concreto, la Fig. 7.13 compara la variación del retardo de grupo dentro de la banda de paso. Para el caso de un filtro pseudo-elíptico (como el filtro del *ejemplo B*) esta variación es de $8,80ns.$, mientras que para un filtro con ceros de transmisión complejos dentro de la banda paso (*ejemplo D*), esta variación es de $6,05ns.$, confirmando así el compromiso entre selectividad y ecualización de fase.

7.4.4. Filtro planar de tercer orden con dos bandas de paso y dos ceros de transmisión

Los ejemplos anteriores han mostrado ejemplos de distintos tipos de respuestas paso banda para filtros microstrip: doble banda de paso, respuesta pseudo-elíptica o ceros de trans-

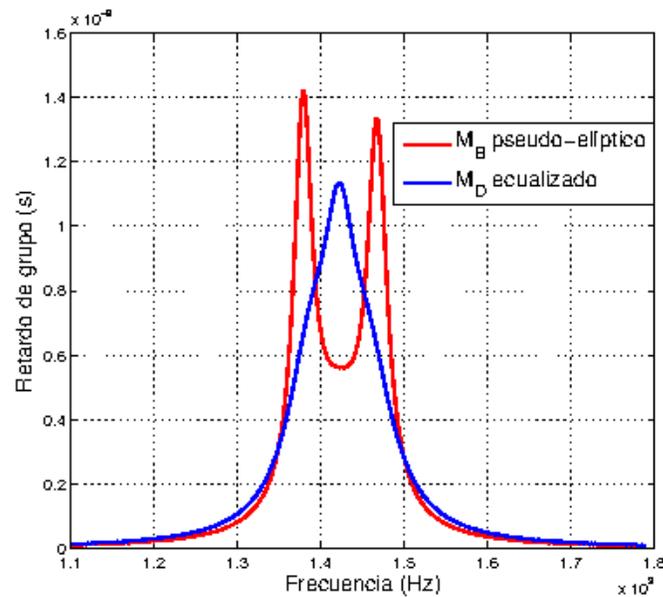


Figura 7.13: Respuesta de retardo de grupo para los filtros C) y D).

misión complejos para ecualización de fase. Este ejemplo pretende mostrar que distintos esquemas de acoplo pueden obtener respuestas en frecuencia similares. En concreto, se diseñará un nuevo filtro con dos bandas de paso y dos ceros de transmisión, pero mediante un esquema de acoplo alternativo. La ventaja de esta topología con respecto al diseño transversal presentado en la Sección 7.4.1, es que únicamente requiere un sustrato dieléctrico, simplificando de este modo el proceso de fabricación al tratarse de una topología uniplanar.

Para el diseño de una estructura compacta de tercer orden utilizando únicamente un sustrato dieléctrico, la topología puramente transversal presentada en la Fig. 7.1(b) se puede transformar en un esquema como el mostrado en la Fig. 7.1(d).

Como ejemplo, se propone diseñar un filtro con dos bandas de paso similar al presentado en la Sección 7.4.1. En este caso, el filtro de tercer orden tiene una frecuencia central de $1,4\text{GHz}$, con dos ceros de transmisión ($1,37\text{GHz}$ y $1,62\text{GHz}$). La banda de paso inferior tendrá un ancho de banda de 30MHz , mientras que la anchura de la banda superior será de 90MHz . Finalmente, se escoge un nivel de rizado de 15dB . Para la síntesis de la matriz de acoplo se utiliza, como se vio en el ejemplo de la Sección 7.4.1, el procedimiento descrito en [Mokhtaari et al., 2006] para respuestas multibanda. En este caso, cada rama del esquema de acoplo se centrará en la síntesis de una de las bandas de paso del filtro. Los resultados así obtenidos corresponderán a una matriz de acoplo transversal. Para conseguir una matriz de acoplo que represente el esquema propuesto, a partir del cual se pueda proceder a la implementación física del filtro, se recurrirá a un proceso de optimización. Aunque actualmente existen métodos de optimización muy sólidos que podrían conducir a la matriz final [Swanson and Macchiarella, 2007], [Seyfert and Bila, 2007]; dado que se ha calculado la matriz transversal semejante, se puede utilizar un proceso de optimización sencillo como el descrito

en [Amari et al., 2002], y utilizar dicha matriz como punto de partida para la optimización. De este modo se ha calculado la matriz final indicada en (7.15):

Frecuencia central	1.40 GHz 1.35 y 1.43 GHz
Ancho de banda	total: 120 MHz 30 y 90 MHz
Pérdidas de retorno	15 dB
Ceros de Transmisión	1.37 y 1.62 GHz

$$\mathbf{M}_E = \begin{pmatrix} 0 & 0,3300 & -0,6008 & 0 & 0 \\ 0,3300 & 0,9836 & 0 & 0 & 0,3300 \\ -0,6008 & 0 & -0,5870 & 0,5219 & 0 \\ 0 & 0 & 0,5219 & -0,5870 & -0,6008 \\ 0 & 0,3300 & 0 & -0,6008 & 0 \end{pmatrix} \quad (7.15)$$

Ejemplo E: Especificaciones del filtro y matriz de acoplo

Para la implementación práctica de esta matriz de acoplo, se propone la estructura mostrada en la Fig. 7.14. Como muestra el esquema de acoplo de la Fig. 7.1(d), el primer resonador se acopla simultáneamente a los puertos de entrada y salida. A partir de la segunda columna de la matriz \mathbf{M}_E , se puede observar que se mantiene el signo en ambos acoplos. Por tanto, este resonador se podrá implementar mediante una línea impresa tipo meandro de longitud λ . El resto de acoplos negativos indicados en la matriz \mathbf{M}_E se pueden implementar usando líneas resonantes de longitud $\lambda/2$. Además, debido a la necesidad de incluir un acoplo cruzado entre los resonadores de $\lambda/2$, en los resonadores segundo y tercero se realiza una curva en forma de ángulo de 90° que permita dicho acoplo (ver Fig. 7.14).

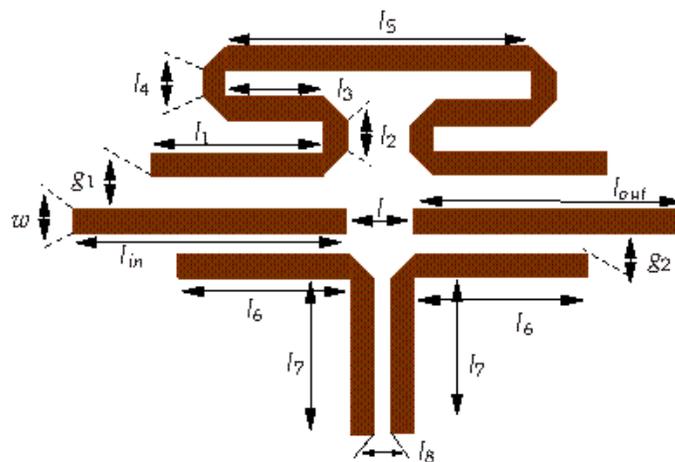


Figura 7.14: Layout de un filtro planar de tercer orden, implementando el esquema de acoplo de la Fig. 7.1(d).

Para finalizar este ejemplo, se incluyen en la Tabla 7.5 las dimensiones finales del filtro diseñado. Además, la respuesta eléctrica de esta estructura se muestra en la Fig. 7.15 comparada con la respuesta obtenida a partir del análisis de la matriz de acoplo \mathbf{M}_E . De nuevo se puede apreciar una buena concordancia entre ambas respuestas.

Parámetro	Valor (en mm.)	Parámetro	Valor (en mm.)
w	1,85	l_3	13,2
g_1	0,3	l_4	1,5
g_2	0,4	l_5	35,0
$L_{in} = L_{out}$	30,0	l_6	23,3
l	5,0	l_7	25,2
l_1	20,8	l_8	0,4
l_2	1,5		

Tabla 7.5: Dimensiones del filtro de tercer orden diseñado y mostrado en Fig. 7.14.

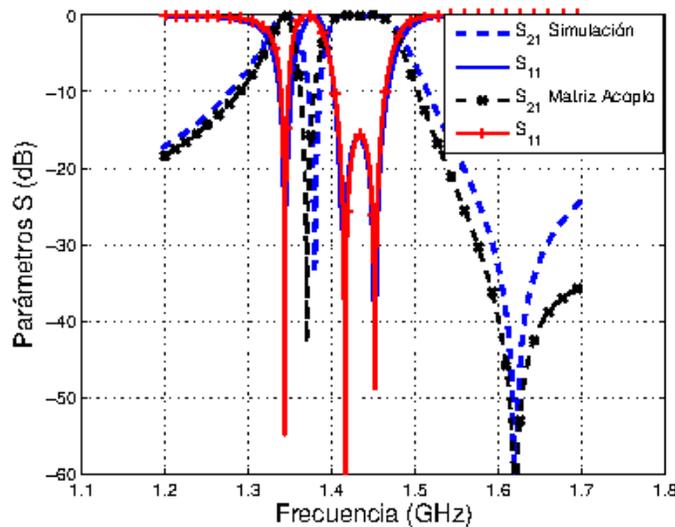


Figura 7.15: Respuesta de la simulación de onda completa y de la matriz de acoplo para el filtro de dos bandas de paso de la Fig. 7.14.

7.5. Filtro de tercer orden fully-canonical

En la sección anterior se han presentado varios ejemplos de diseño de estructuras de tercer orden, que permitían implementar hasta dos ceros de transmisión en la respuesta en frecuencia del filtro. Por otra parte, en el Capítulo 6 se revisaron conceptos sobre implementación de filtros transversales con funciones de transferencia *fully – canonical*, aportando varios ejemplos prácticos de diseño. Con este tipo de funciones de filtrado se conseguía un número de ceros de transmisión igual al orden del filtro. En esta sección se propone unir estos conceptos tratados anteriormente, con el objetivo de conseguir diseñar filtros de tercer orden en tecnología microstrip que implementen también tres ceros de transmisión en la respuesta en frecuencia del filtro, es decir, obtener una función de transferencia *fully – canonical* de tercer orden.

Por tanto, se modificarán los esquemas de acoplo presentados en la Fig. 7.1 para introducir el acoplo directo entre los puertos de entrada y salida que permita conseguir la respuesta *fully – canonical*. Para ello se utilizará la misma topología ya utilizada con éxito en Capítulo 6,

es decir, se alargarán y curvarán las líneas de transmisión que conectan los puertos de entrada y salida de modo que se genere un acoplo capacitivo entre ellas. Concretamente, se propondrá como ejemplo el diseño de un filtro con dos bandas de paso. La ubicación de los ceros de transmisión se utilizará por un lado, para separar dichas bandas de transmisión; por otro lado, los dos ceros de transmisión restantes se situarán externamente a ambas bandas de paso para conseguir selectividad en los dos lados de cada banda.

Este esquema de acoplo ya ha sido propuesto anteriormente; un ejemplo de ello, utilizando la tecnología híbrida guíaonda-microstrip se puede encontrar en [Martínez-Mendoza et al., 2008b]. Sin embargo, en el ejemplo que se propondrá, se demostrará como gracias al algoritmo de implementación usado para los circuitos propuestos en la presente tesis, se mejora notablemente la situación de los ceros de transmisión, cuya localización será de forma prácticamente simétrica con respecto a las bandas de paso de la estructura. Este hecho se debe a que con la topología aquí propuesta, se consigue un buen control de la magnitud de acoplo directo fuente-carga, aspecto éste más complicado de lograr en la estructura híbrida propuesta en [Martínez-Mendoza et al., 2008b].

Para realizar el filtro, se propone utilizar un esquema de acoplo que permitan una implementación planar, en concreto se utilizará el esquema del último ejemplo realizado (Fig. 7.1(d)), y a partir de él y gracias a la introducción del acoplo adicional entre fuente y carga, se pretende conseguir mejorar la respuesta del filtro. Como ya se ha comentado anteriormente, la matriz de acoplo final no se puede obtener directamente a partir del método de síntesis, sino que será necesario un método de optimización, como por ejemplo [Amari et al., 2002]. En (7.16) se indican las especificaciones del filtro a diseñar, así como la matriz de acoplo final obtenida.

Frecuencia central	1.40 GHz 1.3 y 1.45 GHz
Ancho de banda	total: 140 MHz 40 y 100 MHz
Pérdidas de retorno	20 dB
Ceros de Transmisión	1.2, 1.37 y 1.56 GHz

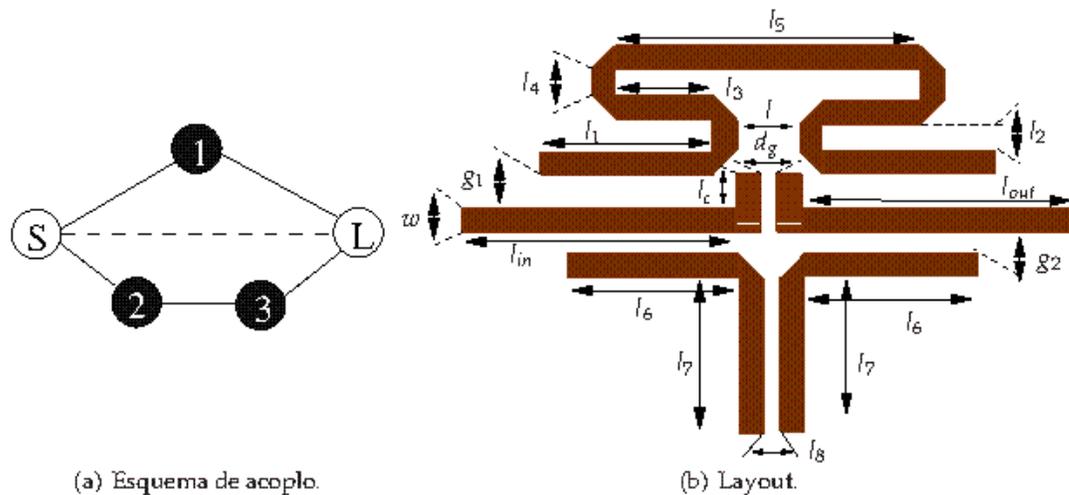
$$\mathbf{M}_F = \begin{pmatrix} 0 & 0,2800 & -0,6008 & 0 & -0,0620 \\ 0,2800 & 1,5010 & 0 & 0 & 0,2800 \\ -0,6008 & 0 & -0,6773 & 0,4701 & 0 \\ 0 & 0 & 0,4701 & -0,6773 & -0,6008 \\ -0,0620 & 0,2800 & 0 & -0,6008 & 0 \end{pmatrix}$$

(7.16)

Ejemplo F: Especificaciones del filtro y matriz de acoplo

Para la implementación práctica de esta matriz de acoplo, se propone el esquema de acoplo mostrado en la Fig. 7.16(a), que da lugar al layout para la implementación final del filtro indicado en la Fig. 7.16(b). Se puede comprobar en la Fig. 7.16 como la topología utilizada corresponde a la utilizada en el ejemplo E (7.15), a la que se ha añadido un acoplo adicional entre fuente y carga (indicado en línea discontinua en la Fig. 7.16(a)), necesario para la implementación de funciones de filtrado *fully – canonical*.

Las dimensiones obtenidas para este filtro se recogen en la Tabla 7.6. Las dimensiones necesarias para implementar el acoplo directo se han obtenido según el proceso de diseño explicado


 Figura 7.16: Filtro *fully canonical*: esquema de acoplo y layout que lo implementa.

Parámetro	Valor (en mm.)	Parámetro	Valor (en mm.)
w	1,85	l_3	13,3
g_1	0,3	l_4	2,0
g_2	0,4	l_5	35,6
$L_{in} = L_{out}$	33,2	l_6	23,3
l	5,4	l_7	25,15
l_1	20,8	l_8	0,5
l_2	1,8	l_c	5,55
d_g	0,2		

 Tabla 7.6: Dimensiones del filtro *fully canonical* de tercer orden diseñado y mostrado en Fig. 7.16.

en el Capítulo 6. A continuación, se presenta la respuesta de la estructura, junto con los resultados proporcionados por la matriz de acoplo \mathbf{M}_F (7.16). Se observa una muy buena concordancia entre las dos respuestas. Además, se puede resaltar como la localización de los ceros de transmisión en los laterales de las bandas de paso permite tanto separar dichas bandas de paso, como aumentar la selectividad en ambos lados.

7.6. Resultados y validación experimental

Para la validación práctica de los filtros diseñados y presentados en este capítulo, se han fabricado y medido varios prototipos en tecnología microstrip. El layout y los parámetros básicos de los filtros fabricados se muestran en las Fig. 7.5, Fig. 7.9, Fig. 7.11, Fig. 7.14 y Fig. 7.16(b). Para la fabricación en tecnología microstrip se ha utilizado el sustrato *RT - Duroid 6006*, cuyas características son $\epsilon_r = 6,15$ y espesor $1,27\text{mm}$ (H_1 en la Fig. 7.4). En los procesos de simulación y optimización realizados en los ejemplos expuestos, se ha utilizado el módu-

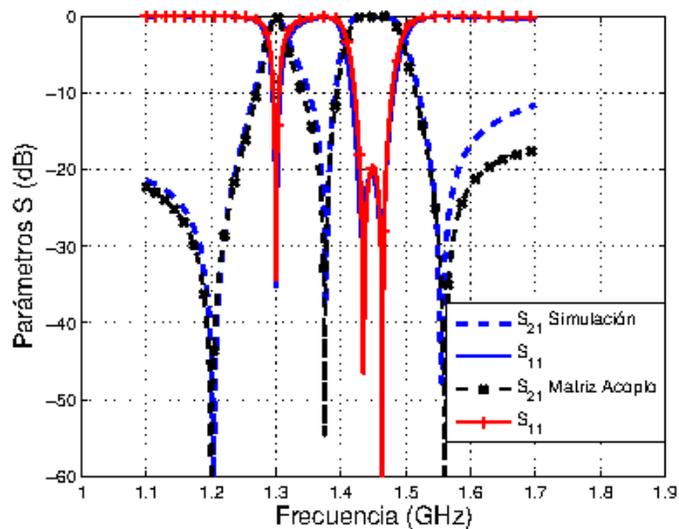


Figura 7.17: Respuesta de la simulación de onda completa y de la matriz de acoplamiento para el filtro *fully canonical* de dos bandas de paso de la Fig. 7.16.

lo de simulación electromagnética de onda completa *Momentum*, del software ADS ©. En las figuras que comparan resultados del análisis electromagnético y medidas realizadas de prototipos, los datos obtenidos mediante simulación incluyen pérdidas tanto en el sustrato dieléctrico ($\tan\delta = 0,002$), como en las partes metálicas de la estructura (conductividad finita, $\sigma = 4 \cdot 10^7 \Omega^{-1}/m$).

El primer filtro fabricado implementa las especificaciones indicadas en (7.9) (*ejemplo A*) mediante la configuración transversal mostrada en la Fig. 7.5, con dos bandas de paso y dos ceros de transmisión. Los resultados medidos se comparan con las simulaciones obtenidas considerando pérdidas, y se han representado en la Fig. 7.18(a). Se observa una excelente concordancia entre la respuesta predicha mediante simulaciones y las medidas realizadas. La primera banda de paso presenta unas pérdidas de inserción de $1,31dB$ y un ancho de banda de $30MHz$. En lo que respecta a la banda de paso superior, ésta presenta unas excelentes pérdidas de inserción de sólo $0,81dB$, unas pérdidas de reflexión de $16,84dB$, mientras que el ancho de banda es de $92MHz$.

El siguiente prototipo fabricado también corresponde a un filtro transversal, se trata del *ejemplo C*, cuyas especificaciones se indicaron en (7.11). En la Fig. 7.18(b) se representan tanto las simulaciones realizadas como las medidas obtenidas. En este caso, se han conseguido un buen acuerdo entre ambas gráficas, aunque los resultados obtenidos no son tan excelentes como en el primer ejemplo. Esto se debe a que la separación entre dieléctricos (H_0 , ver Fig. 7.9) ha sido en este caso una dimensión muy crítica para la fabricación, al ser de tan sólo $1mm$. Aún así, se han conseguido unas pérdidas de inserción de $1,2dB$, unas pérdidas de retorno de $13,78dB$ y un ancho de banda de $80MHz$.

La fabricación y medida de estos dos prototipos se han podido realizar gracias a la colaboración de Miss Attieh Shahvarpour, de la École Polytechnique de Montréal. Una foto de ambos

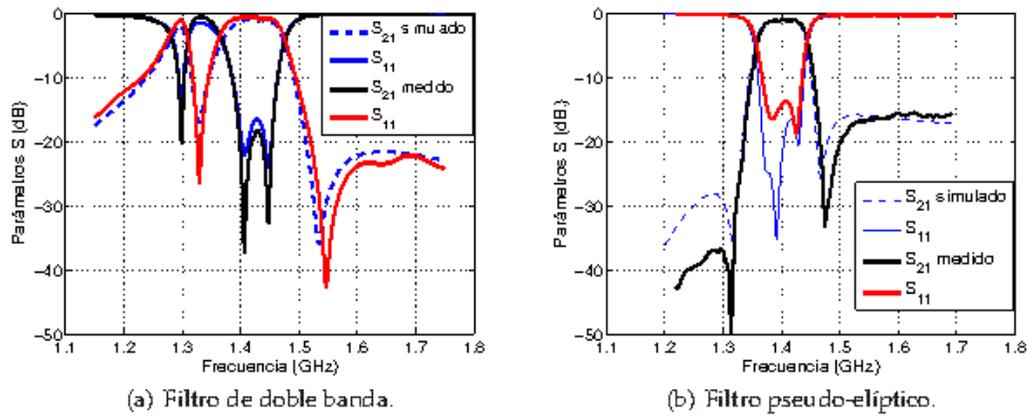


Figura 7.18: Comparativa de parámetros de scattering para dos filtros prototipo transversales de tercer orden. a) Filtro con dos bandas de paso mostrado en la Fig. 7.5 (ejemplo A); b) Filtro pseudo-elíptico mostrado en la Fig. 7.9 (ejemplo C).

prototipos se muestra en la Fig. 7.19. Se puede observar la estructura básica, que consiste en dos sustratos dieléctricos distintos, separados por una capa de aire, cuyo espesor proveerá el acoplo vertical entre los puertos de entrada/salida y el resonador impreso en el sustrato superior. El sustrato dieléctrico de la parte inferior de los filtros se muestra en la parte de arriba de la fotos de la Fig. 7.19. Este sustrato contiene los puertos de entrada/salida y dos de los resonadores acoplados lateralmente (según los signos que el elemento de la matriz de acoplo indique para estos acoplos, los resonadores tendrán una longitud de $\lambda/2$ o λ). La parte de abajo de ambas fotos muestra el sustrato dieléctrico de la parte superior de la estructura, que contiene el restante resonador. Dicho resonador es en los dos prototipos una línea impresa de media longitud de onda, necesaria para implementar el cambio de signo indicado en la segunda columna de la matriz \mathbf{M}_A (7.9) o, en el caso del filtro pseudo-elíptico, la cuarta columna de la matriz \mathbf{M}_C (7.11). Estos filtros constituyen la primera implementación práctica de filtros microstrip transversales de tercer orden, y han dado lugar a la comunicación [Rebenaque et al., 2009b].

La siguiente implementación práctica que se aportará, se trata de un filtro planar, cuya estructura se presentó en la Fig. 7.11 y que se corresponde con el esquema de acoplo de la Fig. 7.1(c). En este caso, las especificaciones (7.13) indican la presencia de dos ceros de transmisión en el plano complejo para ecualización de fase. En la Fig. 7.20(a) se presentan las medidas obtenidas para este filtro, comparadas con los resultados obtenidos con el análisis mediante software de la estructura. De nuevo, se observa una buena concordancia entre ambas respuestas. Las mínimas pérdidas de inserción del filtro en la banda de paso son de $2,74\text{dB}$, con unas pérdidas de retorno de 12dB y un ancho de banda a 3dB de 110MHz .

Además, se ha fabricado y medido un cuarto filtro prototipo, en este caso para proveer validación experimental a la topología mostrada en la Fig. 7.1(d). Para implementar este esquema de acoplo, se ha fabricado el layout presentado en la Fig. 7.14. En la Fig. 7.20(b) se incluyen las medidas realizadas, comparadas con la respuesta en frecuencia obtenida del análisis de la estructura incluyendo pérdidas. De nuevo, se puede observar una buena concordancia entre los

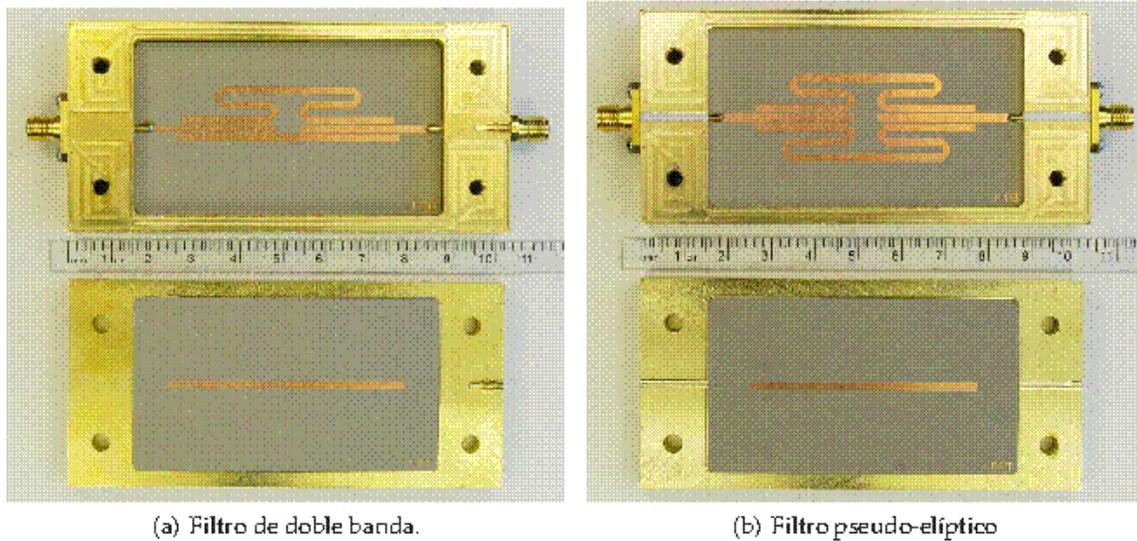


Figura 7.19: Fotos de los filtros prototipo transversales fabricados. a) Filtro con dos bandas de paso (ejemplo A); b) Filtro pseudo-elíptico (ejemplo C).

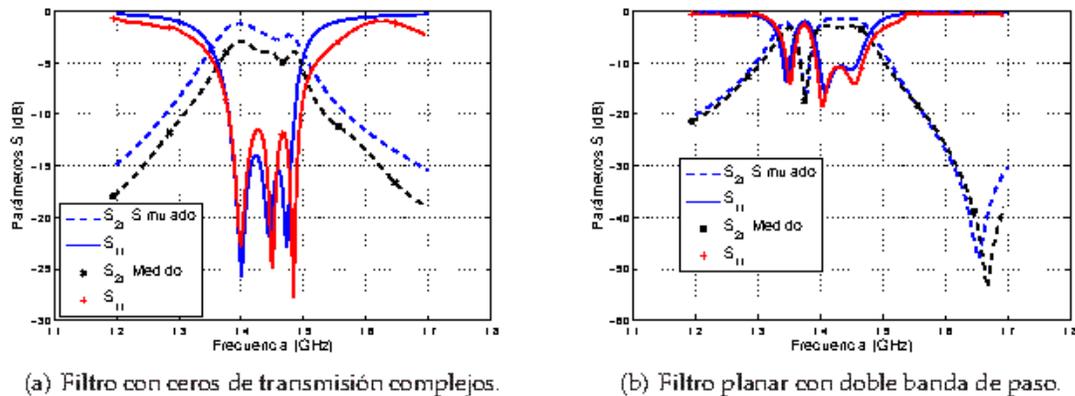


Figura 7.20: Comparativa de parámetros de scattering para filtros prototipo planares. a) Filtro con dos ceros de transmisión complejos (Fig. 7.11, ejemplo D). b) Filtros con dos banda de paso (Fig. 7.14, ejemplo E).

resultados medidos y simulados. En este caso, las mínimas pérdidas de inserción dentro de la banda de paso inferior son de $3,15\text{dB}$, con un ancho de banda medido de 30MHz ; mientras que para la segunda banda de paso las pérdidas de inserción descienden hasta $2,56\text{dB}$, con unas pérdidas de retorno de $10,65\text{dB}$ y un ancho de banda a 3dB de 95MHz .

Por último, se ha validado experimentalmente el filtro *fully – canonical* diseñado en ejemplo F mediante la fabricación y medida de un prototipo adicional. Para esta implementación práctica se ha utilizado el layout mostrado en la Fig. 7.16(b). Los resultados comparados de simulación y medidas realizadas se muestran en la Fig. 7.22(a), donde se observa claramente la presencia de los tres ceros de transmisión. Se podría destacar el ligero desplazamiento de la banda de paso inferior y el primer cero de transmisión (15MHz). Además, no

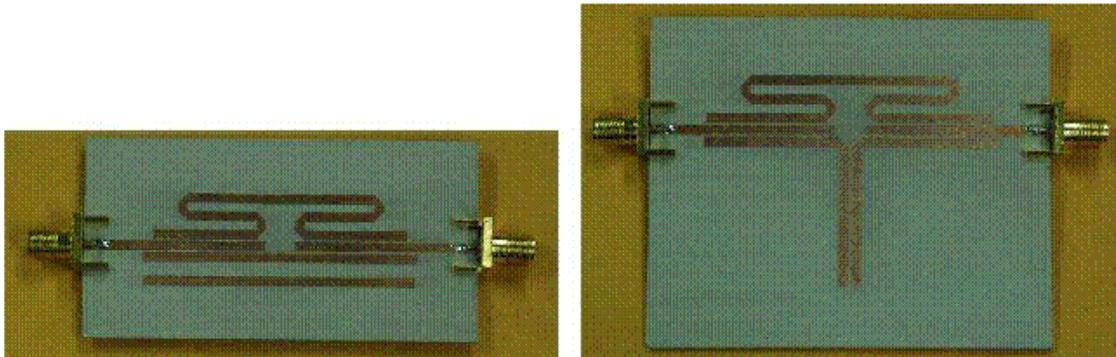
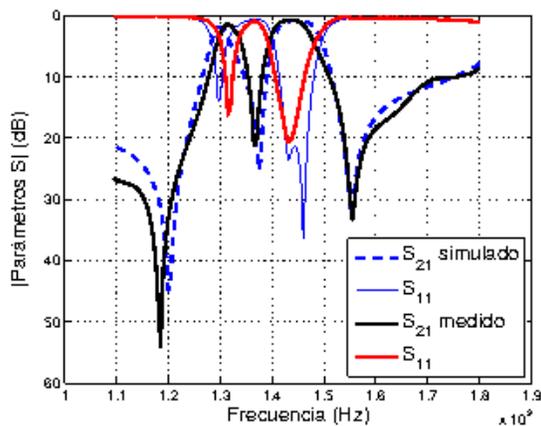
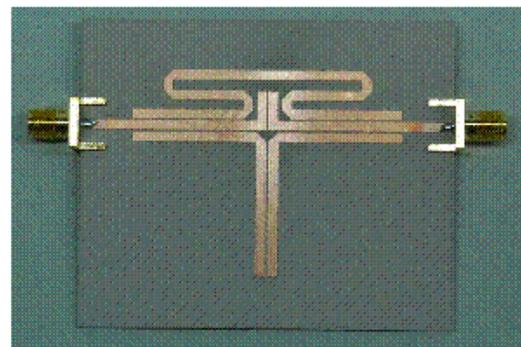


Figura 7.21: Fotos de los filtros planares de tercer orden fabricados: Ejemplo D (izquierda) y ejemplo E (derecha).

se diferencia la presencia de dos ceros de reflexión en la banda de paso superior, aunque su mayor ancho de banda con respecto a banda de paso inferior permite deducir su presencia. En este caso, se han obtenido unas pérdidas de inserción de $1,43\text{dB}$ (banda de paso inferior) y $0,78\text{dB}$ (banda de paso superior), y un ancho de banda de 35MHz y 90MHz para cada una de las bandas de paso.



(a) Comparativa de parámetros de scattering.



(b) Foto del prototipo fabricado.

Figura 7.22: Filtro de tercer orden *fully canonical* fabricado, correspondiente al ejemplo F presentado y que implementa tres ceros de transmisión.

Por otra parte, estos últimos circuitos planares se han fabricado con una fresadora modelo LPKF Protomat 60C, y las medidas se han tomado con un analizador de redes vectorial modelo HP – 8720 – ES. La foto de dichos prototipos correspondientes al *ejemplo D* y al *ejemplo E* se presenta en la Fig. 7.21. Se observa como la implementación práctica ha requerido el uso de un sólo sustrato dieléctrico. Esto ha simplificado el proceso de fabricación, ya que se evita el proceso de alineamiento entre distintas capas de dieléctrico. Por último, se presenta en la Fig. 7.22(b) la foto del filtro *fully canonical* fabricado, donde se puede observar la diferencia con respecto al prototipo correspondiente al *ejemplo E* (Fig. 7.21) necesaria para implementar el acoplo fuente-carga necesario según las especificaciones del filtro.

7.7. Conclusiones

En el presente capítulo se ha comenzado proponiendo distintos **esquemas de acoplo de tercer orden**, con el objetivo de **desarrollar nuevas estructuras de filtrado realizadas en tecnología microstrip** que los implementen. El esquema más conocido y empleado en la literatura sobre filtros de microondas de tercer orden es el conocido como *trisection*. Aquí, se han propuesto esquemas de acoplo alternativos que tienen en común el basarse en el acoplo múltiple de la señal de puertos de entrada y salida a los nodos internos de la estructura. Con respecto a la típica *trisection* (que implementa un cero de transmisión), los esquemas propuestos tienen la ventaja de poder **implementar dos y hasta tres ceros de transmisión** en la respuesta en frecuencia del filtro.

Entre los esquemas de acoplo propuestos, se ha comenzado por la **topología transversal** que se viene empleando a lo largo de la tesis, incrementando la complejidad para obtener estructuras de tercer orden. Para conseguir implementar dicha topología ha sido necesario **combinar los acoplos laterales ya conocidos, con un acoplo vertical** al tercer resonador de la estructura. Por tanto, ha sido necesario el uso de dos sustratos dieléctricos alineados con precisión. Como alternativa de más sencilla fabricación, se han propuesto otros **dos esquemas de acoplo alternativos** que únicamente requieren de la utilización de un sustrato dieléctrico. El **acoplo vertical se ha sustituido por un acoplo cruzado entre resonadores** para mantener las estructuras de tercer orden. Además, se ha añadido en uno de estos esquemas el acoplo entre los puertos terminales para permitir la implementación de funciones de filtrado *fully – canonical*.

Una vez definidos los distintos esquemas de acoplo a utilizar, se han **diseñado e implementado ejemplos** de todos ellos. Para demostrar la versatilidad que permiten dichos esquemas, se han **implementado varios tipos de respuestas en frecuencia**: filtros con dos bandas de paso, filtros pseudoelípticos y un filtro con equalización de fase. Se podría destacar la implementación de **respuestas con dos bandas de paso**, lo cual presenta una novedad en la tesis, y para lo cual se ha procedido **situando un cero de transmisión entre ambas bandas de paso para aumentar la selectividad entre dichas bandas**.

Otro aspecto destacable, relacionado con la síntesis de respuestas con dos bandas de paso, así como con los esquemas de acoplo alternativos propuestos, es que el **método de síntesis de la matriz de acoplo revisado en el Capítulo 3 ya no proporciona directamente la matriz de acoplo** de la estructura a implementar. Para conseguir calcular la matriz de acoplo buscada, se han realizado modificaciones, que han consistido en: modificaciones que permitan **el uso de funciones de transferencia multibanda** [Mokhtari et al., 2006], **aplicar rotaciones** sobre la matriz transversal obtenida (Sección 3.6) o el uso de sencillos **procesos de optimización** sobre los elementos de una matriz de acoplo inicial [Amari et al., 2002].

También se ha tratado por primera vez en la tesis la introducción del término de **acoplo entre resonadores**. Aunque ya se había incluido este término en el análisis teórico del proceso de síntesis de la matriz de acoplo, la **implementación práctica** de este acoplo (elemento M_{ij} , con $i \neq j$; $i, j \neq S, L$) no había sido necesaria al utilizar estructuras de filtrado transversales. Para conseguir la implementación de un determinado nivel de acoplo entre resonadores, se

ha revisado a través del circuito equivalente la relación entre dicho coeficiente de acoplo y el término M_{ij} de la matriz de acoplo.

Por otro lado, para la **implementación de los resonadores** de las nuevas estructuras propuestas, se han **utilizado variantes de configuraciones ya conocidas y validadas** con éxito previamente. Por tanto, las posibles topologías de resonadores se basan en el uso de resonadores de media longitud de onda, resonadores de longitud de onda completa o una línea de transmisión cortocircuitada a masa en un punto central. El uso de un tipo u otro de resonador dependerá de la magnitud y signo del término de acoplo a implementar. Para completar los diseños propuestos se ha empleado un software comercial que permita un análisis electromagnético de onda completa (módulo *Momentum* de ADS).

La última etapa del proceso ha sido la **fabricación y medida de varios filtros prototipo**, que coinciden con algunos de los ejemplos propuestos. Concretamente se han escogido en primer lugar **dos ejemplos de implementaciones transversales** con distinta respuesta en frecuencia. Para ello se ha recurrido a una estructura que requiere de dos sustratos dieléctricos alineados con precisión para la correcta implementación del acoplo vertical necesario. Los prototipos fabricados han proporcionado excelentes resultados. Además, se han fabricado **otros dos ejemplos de filtros de tercer orden con topologías alternativas que incluyen acoplos entre nodos resonantes**, de modo que únicamente se requiera el uso de un sustrato dieléctrico y se facilite el proceso de fabricación. Por último, se ha fabricado un quinto prototipo que implementa un función de transferencia *fully – canonical*, con tres ceros de transmisión en frecuencias finitas. Los prototipos presentados han implementando diferente tipo de respuesta en frecuencia. Los resultados obtenidos presentan buena concordancia con respecto a las predicciones teóricas. Por tanto, se ha confirmado la utilidad del esquema de acoplo propuesto, y se han **validado los diseños de filtros de tercer orden implementados en tecnología microstrip** para aplicaciones de microondas.

Por último, resaltar que las estructuras de tercer orden propuestas, basadas en acoplo múltiple entre la fuente/carga y los resonadores internos, así como las directrices de diseño y la implementación práctica en tecnología microstrip de distintos tipos de topologías y respuestas, ha dado lugar al artículo [Rebenaque et al., 2009a].

Conclusiones y líneas futuras

Este último capítulo está dedicado a recopilar y comentar las principales conclusiones a la que se ha llegado en el desarrollo de la tesis, así como también a señalar distintos puntos de interés que quedan abiertos para futuros trabajos.

8.1. Conclusiones

El trabajo realizado en la presente tesis desarrolla nuevas implementaciones compactas de filtros pasivos de microondas, principalmente mediante la fabricación de prototipos en tecnología microstrip, aunque también se incluyen ejemplos de filtros multicapa, o desarrollados con la novedosa tecnología híbrida guíaonda-circuito impreso. Los circuitos propuestos estarán compuestos por los puertos de entrada y salida y conjuntos de estructuras resonantes, con determinado acoplo electromagnético entre ellos, basado en topologías transversales. Las características que presentan las estructuras propuestas, son comunes a las principales aplicaciones de la ingeniería de microondas (como comunicaciones móviles o comunicaciones vía satélite), e incluyen fabricación sencilla y poco costosa, tamaño compacto o suficiente flexibilidad para permitir distintos tipos de funciones de transferencia.

El proceso de diseño de un filtro de microondas se puede dividir en dos etapas distintas. Por un lado, estará la síntesis de la red eléctrica cuya respuesta en frecuencia cumpla con las especificaciones dadas, para lo cual se ha utilizado un modelo matricial. Por otro lado, estará la transformación de los elementos del modelo matricial en estructuras físicas cuya respuesta sea lo más similar posible a la especificada. Este proceso depende de la tecnología de implementación.

En los primeros capítulos de las tesis, (Capítulo 2 y Capítulo 3) se ha tratado la primera etapa, revisando la técnica de la matriz de acoplo y su aplicación a la síntesis de funciones de transferencia de filtros. Se han comentado las ventajas que aporta la representación de filtros de microondas en forma matricial, que se ha utilizado a lo largo de la tesis, y que se pueden resumir en:

- Modelado del propio circuito.
- Permite la realización de ciertas operaciones de forma sencilla, lo que facilitará la simplificación de circuitos complejos o la reconfiguración de la topología de acoplos para facilitar la implementación práctica.
- Incluye propiedades físicas reales de los elementos del filtro, que permitirá identificar elementos de la matriz con parámetros geométricos reales.

Concretamente, en el Capítulo 2 se ha revisado un método genérico para sintetizar la matriz de acoplo $N \times N$, describiendo todos los pasos necesarios e incluyendo ejemplos para facilitar la comprensión: establecimiento de especificaciones, descripción de la técnica recursiva para la obtención de polinomios que forman las funciones de transferencia y de reflexión, identificación con los parámetros físicos del circuito a modelar, obtención de la matriz de acoplo y, por último, representación de la respuesta en frecuencia a partir de la matriz sintetizada. La teoría aquí revisada no se podrá aplicar directamente al diseño de las estructuras tratadas en la presente tesis, pero servirá de base para la síntesis de la matriz $N + 2$ (Capítulo 3) que permitirá superar la limitación en cuanto al número máximo de ceros de transmisión finitos posibles en la red a implementar.

En el Capítulo 3 se ha descrito la técnica de la matriz de acoplo $N + 2$. Esta matriz de acoplo se puede aplicar a funciones de filtrado de orden par o impar, cuyas respuestas en frecuencia pueden ser paso banda o banda rechazada, simétricas o asimétricas. Se trata de una extensión de la técnica de síntesis mostrada en el Capítulo 2, y presenta ciertas ventajas con respecto a la matriz $N \times N$ allí explicada:

- Se pueden incluir múltiples acoplos de entrada/salida, es decir, se pueden incluir acoplos directamente desde la fuente hacia los resonadores internos, o desde éstos hacia la carga, incluso acoplos directos fuente-carga.
- Debido a la posible inclusión de acoplo directo fuente-carga, permitirá la síntesis de redes *fully – canonical*, es decir, funciones de transferencia que incorporen un número máximo de ceros de transmisión igual al orden del filtro.
- La matriz $N + 2$ permite además mayor flexibilidad en el proceso de síntesis. Al disponer de nuevas filas y columnas externas, se facilitan las rotaciones y por tanto el cambio de topología de la red sintetizada.
- Finalmente, el proceso de síntesis de la matriz $N + 2$ es más sencillo que el de la matriz $N \times N$, debido a que no es necesaria la etapa de ortogonalización de Gram-Schmidt.

La matriz de acoplo $N + 2$ proporciona directamente los elementos de acoplo de filtros de microondas de topología transversal. Sin embargo, también se ha explicado el concepto de transformaciones similares y su aplicación para reconfigurar la topología de la matriz en una más conveniente, lo cual puede ser muy útil para eliminar acoplos indeseados y así facilitar la

implementación de prototipos. Por último destacar, que los métodos y procedimientos explicados se han intentado describir de una forma que permita la máxima automatización posible de los mismos. El objetivo final es el diseño de un software que asista al ingeniero en el proceso de diseño de filtros de microondas.

En los siguientes capítulos, la tesis adquiere un carácter más aplicado, tratando la implementación práctica de los elementos obtenidos a partir del modelo matricial, con el objetivo de obtener funciones de transferencia lo más cercanas posible a las especificaciones. Es en este campo donde la presente tesis ha realizado las aportaciones más significativas.

En el Capítulo 4 se han presentado filtros de microondas cuya respuesta exhibe ceros de transmisión en la función de transferencia del filtro. **La principal novedad reside en el procedimiento de generación del cero de transmisión y su implementación en tecnología microstrip.** Tradicionalmente, los ceros de transmisión en filtros de microondas se consiguen mediante la inserción de acoplos cruzados entre resonadores no adyacentes. El método usado aquí se basa en un principio distinto; el acoplo de la señal de entrada directamente a dos resonadores independientes que operan en distinta resonancia, uno de ellos trabajando en resonancia par, mientras que el otro trabaja en una resonancia impar. Cuando las señales que se propagan por dos caminos distintos se vuelven a juntar en el puerto de salida, debido a la diferencia de caminos recorridos, lo hacen con una diferencia de fase de 180° entre ellas. De este modo se produce una cancelación de energía en la proximidad de la banda de paso, y se crea el cero de transmisión buscado. En este capítulo **se ha presentado la primera implementación planar** de este tipo de estructuras, **basada en una sencilla topología transversal, con un ejemplo de segundo orden y utilizando resonadores de lazo abierto de distinta longitud.** También **se han analizado las principales características de la estructura:** propiedad de desplazamiento de ceros, influencia de los principales parámetros geométricos de la estructura propuesta en la respuesta en frecuencia obtenida, y obtención de respuestas de mayor orden. Dichas propiedades se han demostrado también experimentalmente por primera vez en tecnología microstrip, mediante la **fabricación de dos nuevos prototipos de cuarto orden con distinta función de transferencia.**

Los siguientes capítulos de la tesis han pretendido profundizar en el desarrollo de estas nuevas estructuras de filtrado en tecnología microstrip para aplicaciones de alta selectividad. En todos ellos se ha mantenido la implementación de ceros de transmisión producidos debido a la interferencia destructiva que tiene lugar al proveer más de un camino principal a la señal entre los puertos de entrada y salida. Los distintos ámbitos en los que se han introducido mejoras sobre las primeras implementaciones prácticas realizadas se pueden resumir en:

- Propuesta de un algoritmo de diseño para filtros transversales independiente de la tecnología final de implementación.
- Introducción de nuevas topologías para los resonadores que permitan diseños más compactos, mejores características de acoplo y/o mayor flexibilidad en la implementación de los elementos de acoplo requeridos.
- Aumento de la complejidad del esquema de acoplo que permita la implementación de

distintas funciones de transferencia.

En el Capítulo 5 se ha comenzado proponiendo nuevas topologías de resonadores. Concretamente, se ha introducido una **nueva estructura de resonador basada en un stub** de longitud $\lambda/4$ **cortocircuitado a masa**. Este nuevo resonador presenta una operación similar al resonador de lazo abierto cuya longitud era λ , pero con un tamaño significativamente menor. Se ha dado a dicho stub un novedoso y práctico aspecto final en **forma de T** que ha permitido **obtener mayores coeficientes de acoplo y una configuración más compacta**.

Además, en este capítulo se ha profundizado en el análisis de la influencia de los parámetros geométricos de la estructura con su correspondiente respuesta eléctrica para las topologías de resonador presentadas. Se ha identificado la influencia de los principales parámetros en las características de la banda de paso del filtro, así como su sintonización en frecuencia. Basándose en estos datos, se ha **propuesto un algoritmo de diseño aplicable a filtros de topología transversal**, basado en la implementación independiente de cada resonador de modo aislado. Una vez diseñados todos los resonadores que componen el filtro, éstos se unen en la estructura final. Se ha demostrado la validez del algoritmo propuesto con dos ejemplos distintos, utilizando distintas topologías de resonadores y obteniendo unos resultados realmente próximos a las predicciones teóricas, con lo que se consigue evitar complejos procesos de optimización.

La principal aportación del Capítulo 6 ha sido la **implementación práctica de filtros que implementan funciones de filtrado *fully – canonical*, tanto en tecnología impresa, como en la novedosa tecnología híbrida guíaonda-circuito impreso**. Para ello, al sencillo esquema de acoplo de segundo orden que se ha utilizado en los capítulos anteriores, se le ha añadido un acoplo adicional directo entre los puertos de entrada y salida. El nuevo esquema de acoplo, denominado *Modified – Doublet* permite la implementación de un nuevo cero de transmisión en la respuesta en frecuencia del filtro.

Para la implementación práctica del acoplo directo fuente-carga, se ha relacionado, a través del circuito equivalente, dicho término con el parámetro de transmisión, y las dimensiones físicas necesarias para obtener el acoplo directo deseado. Además, se ha demostrado la versatilidad del bloque con la propuesta **por primera vez de varias implementaciones prácticas de filtros transversales *fully – canonical* de segundo orden con distintos tipos de respuesta en frecuencia**. Por un lado se han presentado funciones de transferencia duales dependiendo del signo del nuevo acoplo introducido: paso banda y banda rechazada. También se ha analizado la posibilidad de implementación de filtros con ecualización de fase, para lo cual los dos ceros de transmisión que permite el bloque *Modified – Doublet* se desplazaron al plano complejo como ceros de transmisión complejos conjugados. Finalmente, se ha generalizado la validez del algoritmo de diseño presentado para síntesis de filtros transversales, mediante la extensión de su aplicación a la novedosa tecnología guíaonda-microstrip. Todos estos ejemplos se han presentado junto con un riguroso y completo análisis del bloque *Modified – Doublet*, abarcando sus posibles tipos de respuesta en frecuencia, explicado a partir de la teoría de filtros transversales, y apoyado con sus correspondientes matrices de acoplo.

Probablemente, la limitación más significativa que presentan las topologías transversales, es la dificultad práctica de implementar muchos caminos de acoplo de los puertos terminales a los resonadores internos de la estructura transversal. Debido a esto, las implementaciones prácticas en tecnología microstrip se habían limitado a estructuras sencillas de segundo orden.

El Capítulo 7 propone **nuevos filtros microstrip de tercer orden en tecnología impresa**. Se han propuesto varios esquemas de acoplo que tienen en común, además del orden, el basarse en el acoplo múltiple de la señal de puertos de entrada y salida a los nodos internos de la estructura. Con respecto a la típica *trisection* (que implementa un cero de transmisión), los esquemas propuestos tienen la ventaja de poder **implementar dos y hasta tres ceros de transmisión** en la respuesta en frecuencia del filtro. Entre los distintos esquemas de acoplo y ejemplos propuestos, **por primera vez se ha implementado una estructura transversal de tercer orden con resonadores impresos**. Para incrementar el número de caminos de acoplo entre los puertos de entrada y salida, y conseguir implementar dicha topología superando parcialmente la limitación destacada en el párrafo anterior, **se han utilizado los habituales acoplos laterales por proximidad, junto con acoplos verticales en una estructura multicapa**. Las estructuras propuestas se componen de tres resonadores impresos compactos diferentes para ajustar fácilmente la magnitud y signo de los acoplos: resonadores básicos de media longitud de onda, resonadores sobredimensionados de tipo meandro y stubs cortocircuitados. Se ha mostrado como combinando adecuadamente estos resonadores, se pueden implementar distintas funciones de transferencia. En concreto se han propuesto ejemplos de diseño de un filtro multibanda y un filtro pseudo-elíptico.

Como alternativa de más sencilla fabricación a la topología transversal de tercer orden, se han propuesto otros **dos esquemas de acoplo alternativos que únicamente requieren de la utilización de un sustrato dieléctrico**. El **acoplo vertical se ha sustituido por un acoplo cruzado entre resonadores** para mantener las estructuras de tercer orden. Además, se ha añadido en uno de estos esquemas el acoplo entre los puertos terminales para permitir la implementación de funciones de filtrado *fully – canonical*. Estos esquemas de acoplo alternativos presentan el inconveniente de que **el método de síntesis de la matriz de acoplo $N + 2$ ya no proporciona directamente la matriz de acoplo** de la estructura a implementar. Para conseguir calcular la matriz de acoplo buscada, se han realizado modificaciones en la técnica de síntesis, que han consistido en: incorporar a la técnica **el uso de funciones de transferencia multibanda, aplicación de rotaciones** sobre la matriz transversal obtenida o el uso de un sencillo **proceso de optimización basado en el gradiente** sobre los elementos de una matriz de acoplo inicial.

El modelo matricial obtenido tras estos procesos, incluía términos de acoplo entre resonadores. Por tanto, ha sido necesario relacionar el coeficiente de acoplo obtenido en el modelo matricial con la respuesta en frecuencia resultante y los parámetros físicos que influyen en dicha respuesta. De este modo se han dado las directrices para implementar cualquier elemento de la matriz de acoplo resultante del proceso de síntesis.

Finalmente, se **han fabricado y medido varios filtros prototipo**. Concretamente se han escogido en primer lugar **dos ejemplos de implementaciones transversales** con distinta respuesta en frecuencia. Además, se han fabricado **otros dos ejemplos de filtros de tercer orden**

con topologías alternativas que incluyen acoplos entre nodos resonantes, de modo que únicamente se requiera el uso de un sustrato dieléctrico y se facilite el proceso de fabricación. Por último, se ha fabricado un quinto prototipo que implementa una **función de transferencia *fully – canonical*, con tres ceros de transmisión en frecuencias finitas**. Los prototipos presentados han implementando diferentes tipos de respuesta en frecuencia, demostrando la flexibilidad de las posibles ubicaciones de los ceros de transmisión, y la precisión obtenida en los prototipos fabricados.

8.2. Líneas futuras

Cualquier trabajo de investigación, por mucho tiempo que se haya invertido, o resultados interesantes a los que haya conducido, da lugar a nuevos interrogantes, que a su vez permiten nuevas posibilidades de continuación. En esta sección se identificarán distintos puntos de interés a partir del trabajo realizado.

Incorporación de nodos no resonantes - N. R. N.

Las distintas topologías presentadas a lo largo de la tesis tienen en común que todos los nodos internos de la estructura son estructuras resonantes. La presencia de nodos no resonantes no aumenta el orden del filtro, sin embargo, estos nodos sí se pueden utilizar para aportar mayor flexibilidad a las posibles funciones de transferencia que se pueden implementar con una determinada topología. Además, los nodos no resonantes presentan la ventaja de una menor influencia de las tolerancias de fabricación. En esta línea, se presentó un interesante trabajo en [Martínez-Mendoza et al., 2008a] que mostraba como se aumentaba la flexibilidad de una *trisection* mediante la incorporación de un nodo no resonante. También en [Amari and Macchiarella, 2005] se ha utilizado este concepto de nodo no resonante para la implementación de un modo flexible de ceros de transmisión en una configuración en línea.

Por tanto, sería interesante analizar la inclusión de nodos no resonantes en la técnica de síntesis de la matriz de acoplo, así como el estudio de nuevos esquemas de acoplo que incorporen este tipo de nodos.

Obtención de respuestas de mayor orden

Ya se ha comentado a lo largo de la tesis la limitación práctica de implementar estructuras transversales puras con un número de resonadores mayor de dos, tanto por la dificultad que entraña el acoplo múltiple de los puertos de entrada y salida a muchos resonadores, como por el requisito de mantener los distintos resonadores aislados entre sí. Por tanto, para la obtención de respuestas de mayor orden será necesaria la conexión en cascada de varias estructuras sencillas de bajo orden, y de este modo aprovechar algunas de las ventajas que se han tratado para las redes transversales, como puede ser el diseño modular de cada sección por separado.

Para llevar a cabo este proceso podría resultar interesante la incorporación de nodos no resonantes comentados anteriormente, cuya función sería tanto unir las distintas secciones del filtro total, como bloquear ciertos caminos indeseados a la señal.

Extensión de la topología transversal a redes de más de dos puertos

Los ejemplos y técnicas de síntesis presentados en la tesis se han reducido a redes de dos puertos. Otros autores han presentado trabajos con estructuras de múltiples puertos, redes con una entrada y varias salidas (multiplexores, 1:N), mediante la incorporación de nuevas filas y columnas a la matriz de acoplo [Lampérez et al., 2004]. Resultaría interesante la generalización de las técnicas de síntesis a redes con una configuración arbitraria de puertos, y la propuesta de nuevas realizaciones en tecnología impresa.

Uso de resonadores de onda lenta

Una de las principales causas de divergencia entre la respuesta eléctrica proporcionada por la matriz de acoplo y la estructura final, se debe a las resonancias de distintos órdenes de los resonadores que forman la estructura. Mediante el uso resonadores de onda lenta, se podría ensanchar el espectro libre de espúreos.

Implementación de filtros reconfigurables

Para ciertas aplicaciones de microondas, la disponibilidad de dispositivos sintonizables resulta de gran interés [Torregrosa-Penalva et al., 2002]. En esta línea, se propone el estudio de resonadores acabados en uno de sus extremos por diodos varactores [Brown and Rebeiz, 2000]. De este modo, la longitud efectiva del resonador puede variar, proveyendo la reconfigurabilidad necesaria a la estructura.

Estudio de sensibilidades de fabricación

Las estructuras presentadas han mostrado una elevada sensibilidad a las tolerancias de fabricación, debido al uso de estructuras resonantes y topologías transversales. Hasta donde alcanza el conocimiento de los autores, actualmente no se ha presentado un riguroso análisis sobre este importante aspecto, que podría acometerse en un futuro. Si se han presentado estudios preliminares sobre este tema, [Amari, 2000], [Amari and Rosenberg, 2003a].

Incorporación de pérdidas

Un campo de interés de creciente interés en el diseño de filtros de microondas, es la consideración de las pérdidas que introducen las estructuras reales [Miraftab and Yu, 2008]. Para obtener filtros prototipo cuya respuesta final fuera similar a las predicciones obtenidas mediante simulación, habría que considerar las pérdidas en los procesos de síntesis e implementación práctica.

Esquemas de acoplo y tipos de respuestas para filtros de microondas con resonadores acoplados

Entre las decisiones que debe tomar un diseñador de filtros, se encuentra la elección de un determinado esquema de acoplo. Esta elección estará relacionada con el tipo de respuesta que se desee obtener, las limitaciones o ventajas de las posibles tecnologías de fabricación, la aplicación final e incluso de las técnicas de síntesis disponibles. El presente apéndice pretende realizar una breve descripción de algunas de las topologías más usuales de filtros de microondas con resonadores, incorporando aquellas que se utilizarán a lo largo de la tesis, así como las posibles respuestas en frecuencia que se pueden obtener.

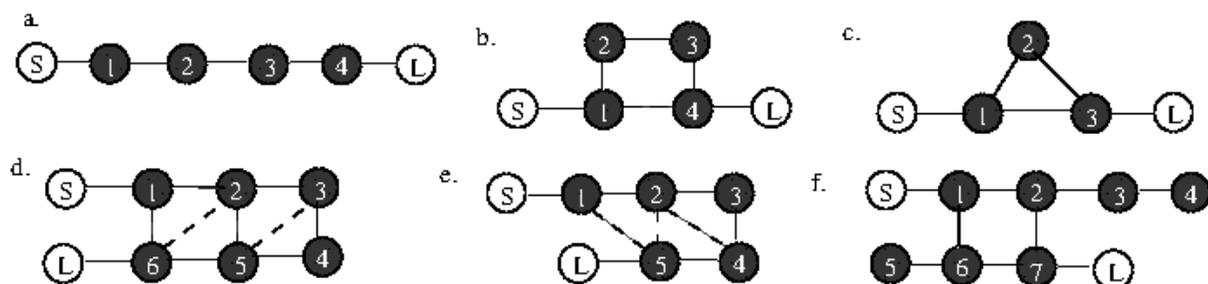


Figura A.1: Ejemplos de esquemas de acoplos comunes para filtros con resonadores: (a) En línea, (b) cuádruplet, (c) triplet, (d) *folded form*, caso par, (e) *folded form*, caso impar, (f) *cuckoo*

En la figura Fig. A.1 se muestran varias configuraciones de acoplo para filtros de microondas. Los círculos huecos representan los nodos de entrada o salida del filtro, mientras que los círculos rellenos representan resonadores. El orden del filtro será igual al número de resonadores N que contenga. Por otra parte, las líneas continuas representan acoplo directo entre nodos

del esquema, mientras que las líneas discontinuas corresponden a acoplos cruzados. Otra característica importante en la respuesta de un filtro es el número de ceros de transmisión en frecuencias finitas que implementa n_{fz} . Un uso extendido de los acoplos cruzados es para la inserción de ceros de transmisión en la respuesta del filtro [Kurzok, 1966b]. Estos acoplos cruzados suelen presentar menor intensidad que los acoplos directos, salvo en el caso de pretender situar los ceros de transmisión muy cerca de la banda de paso, donde serían de intensidad similar.

En cuanto a los esquemas de la figura, el primer esquema de la Fig. A.1(a) corresponde a un filtro en línea (*in-line*) y puede presentar una respuesta tipo chebyshev con rizado constante en la banda de paso, sin ceros de transmisión (caso normalmente estudiado en asignaturas de grado). Los sistemas de comunicaciones modernos usualmente requieren bandas de transición más abruptas para un mejor aprovechamiento del espectro disponible o la eliminación de ciertos espúreos [Williams, 1970]. Ambos objetivos se pueden conseguir con la inserción de ceros de transmisión en la función de transferencia del filtro. La forma más común de conseguir estos ceros de transmisión es la implementación de acoplos cruzados [Hong and Lancaster, 1999a], [Hong and Lancaster, 2000] en la configuración (por ejemplo, el acoplo entre los nodos 1-4 del esquema de la Fig. A.1(b)). Esta sección, conocida como *quadruplet* implementa dos ceros de transmisión, y ha sido ampliamente utilizada [Kurzok, 1966b], [Hong and Lancaster, 1996]. Otra sección comúnmente usada se muestra en Fig. A.1(c) [Garay, 1999], [Chang and Chen, 2003], conocida como *triplet*, y cuya respuesta implementa un cero de transmisión. Ambas secciones Fig. A.1(b) y (c) tienen muchos aspectos en común, como por ejemplo, se pueden colocar en cascada para conseguir implementar respuestas de mayor orden [Montejo-Garai, 2000]. Además, se pueden considerar como casos particulares de la configuración conocida como *folded-form* [Cameron, 1979], [Cameron and Rhodes, 1981], [Bell, 1982], cuyos esquemas genéricos se muestran en Fig. A.1(d) para el caso de orden par, y en Fig. A.1(e) para el impar. Es ampliamente conocido que estructuras de este tipo pueden generar hasta $N - 2$ ceros de transmisión, es decir, $n_{fz} = N - 2$. Técnicas de síntesis de este tipo de estructuras han sido largamente estudiadas [Atia and Williams, 1972],[Cameron, 1999].

El último esquema mostrado en la figura Fig. A.1(f) corresponde a una configuración llamada *cul-de-sac* [Cameron, 1999], [Cameron, 2003]. Esta configuración presenta un núcleo central, formado por un cuarteto de resonadores situados en forma de cuadrado con acoplo directo entre ellos, situándose los puertos de entrada y salida en esquinas opuestas del cuadrado. Alguno o ambos de los resonadores restantes del cuarteto central (2 y 6 de la figura), están conectados a una cadena de resonadores en línea. El último resonador de estas posibles cadenas no tiene acoplo de salida, de ahí la nomenclatura de esta configuración (*cul-de-sac*, literalmente calle sin salida). Esta estructura tiene un máximo de $N - 3$ ceros de transmisión. Se pueden implementar prototipos simétricos o asimétricos y tiene la ventaja de no necesitar acoplos diagonales cruzados, que a veces resultan complicados de implementar en la práctica.

Los esquemas que se han comentado han sido ampliamente estudiados y su respuesta en lo referente al número máximo de ceros de transmisión en frecuencias finitas n_{fz} que pueden generar es bien conocido. Sin embargo, resulta muy útil conocer n_{fz} para cualquier tipo de filtro

con resonadores acoplados con una topología arbitraria. Una regla sencilla para determinar el número de ceros de transmisión en este tipo de filtros de microondas, que abarca los esquemas de acoplo presentados aquí y a lo largo de la tesis, es la denominada *regla del camino mínimo*. Dicha regla predice el siguiente comportamiento en funciones de transferencia de redes de dos puertos:

Regla del camino mínimo: El número máximo de ceros de transmisión en posiciones finitas $n_{fz \text{ max}}$ que puede implementar una red de **orden** N , viene dado por $n_{fz \text{ max}} = N - n_{min}$, siendo n_{min} el número de **resonadores por la ruta más corta** que exista en la red entre la terminación de fuente y carga.

Se puede comprobar que esta regla confirma el número de ceros de transmisión anticipado para las configuraciones presentadas. Un estudio más general y riguroso del cual se deduce la comentada *Regla del camino mínimo*, se presentó en [Amari, 1999], válido para el tipo de configuraciones comentadas hasta ahora. Más tarde, en [Amari and Bornemann, 2000] se amplió la validez del estudio para configuraciones con múltiples acoplos entre los nodos de entrada/salida y los resonadores internos de la estructura, ejemplos de estas topologías se verán más adelante.

Las configuraciones mostradas en la Fig. A.1 tienen en común un único y directo acoplo entre los puertos terminales y un resonador. Estas estructuras de filtrado se pueden representar matricialmente mediante la matriz acoplo $N \times N$ [Atia and Williams, 1972], [Atia et al., 1974], [Cameron, 1999]. La siguiente figura muestra un ejemplo de orden 7 donde se indica la relación entre los posible acoplos indicados en un determinado esquema y los elementos de la matriz [Cameron, 1999]. Al tratarse de estructuras recíprocas, los elementos bajo la diagonal principal son redundantes $M_{ij} = M_{ji}$:

	1	2	3	4	5	6	7	
1	s	m						xa
2	.	s	m			xa	xs	
3	.	.	s	m	xa	xs		
4	.	.	.	s	m			
5	s	m		
6	s	m	
7	s	

Posibles acoplos no-nulos

- s - auto-acoplo
- m - acoplo directo
- xa - acoplo cruzado asimétrico
- xs - acoplo cruzado simétrico
- . - los acoplos son simétricos respecto de la diagonal principal

Esta matriz de acoplo presenta una equivalencia directa entre sus elementos y los parámetros físicos de la red que representan, siendo los elementos M_{ij} , con $i \neq j$ el acoplo entre los nodos i y j de la red; mientras que los elementos de la diagonal principal M_{ii} representan la diferencia entre la frecuencia de resonancia del nodo i y la frecuencia central del filtro, indicando valores negativos frecuencias mayores que dicha frecuencia central y viceversa.

Recientemente ha crecido el interés en la investigación de nuevos esquemas de acoplo. Entre otras mejoras, las nuevas soluciones proponen [Rosenberg and Amari, 2002a]:

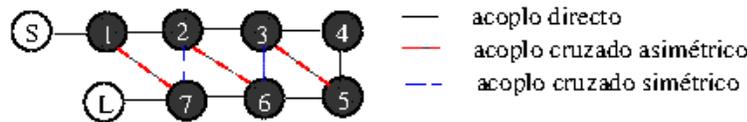


Figura A.2: Relación entre los elementos de la matriz $N \times N$ y los acoplos de una red *folded form*. Ejemplo de orden 7, extensible de forma directa a todos los esquemas de la Fig. A.1.

1. acoplo múltiple entre los nodos terminales y los nodos internos de la red.
2. búsqueda de esquemas de acoplo sencillos y versátiles que permitan diseños modulares de mayor orden.
3. mayor identificación entre los parámetros físicos y la respuesta final del filtro que permita un ajuste sencillo de las características finales.

Algunas de estas propuestas se resumen en Fig. A.3. En el esquema Fig. A.3a) se muestra una red sencilla de segundo orden con acoplo múltiple entre los nodos terminales y los nodos de la red. En este caso concreto, la señal se acopla directamente a dos resonadores distintos, recorriendo el circuito desde la fuente a la carga por dos caminos independientes. La principal ventaja de este esquema se obtendrá trabajando en ambos nodos con resonancias distintas, una par y otra impar con el objetivo de obtener coeficientes de acoplo de distinto signo [Amari and Rosenberg, 2005]. Así, si se sintoniza un resonador del tipo $\lambda/2$ y el otro del tipo λ , cuando las señales procedentes de ambos caminos se junten en el puerto de salida se encontrarán desfasadas 180° , con lo que se obtendrá un cero de transmisión en la respuesta en frecuencia del filtro. Además, será muy sencillo controlar las frecuencias de resonancia de los nodos con sólo ajustar su longitud, sin afectar a los coeficientes de acoplo. Por tanto, con una estructura de segundo orden ($N = 2$) se obtiene un respuesta con un cero de transmisión $n_{fz} = 1$. Si además se añade el acoplo entre nodos terminales mostrado en color rojo (M_{SL}), la respuesta final presentará dos ceros de transmisión $n_{fz} = 2$. Se puede comprobar de forma sencilla como la *regla del camino mínimo* confirma estos resultados. Es decir, mediante la incorporación del acoplo múltiple de los nodos terminales y el acoplo directo entre dichos nodos, se supera la restricción presente en los esquemas presentados en la Fig. A.1 en cuanto al número máximo de ceros de transmisión finitos que se pueden implementar con una determinada red $n_{fz} \leq N - 2$, siendo posible alcanzar hasta un número de ceros de transmisión igual al orden del filtro $n_{fz} \leq N$. Por otro lado, la matriz de acoplo $N \times N$ no es válida para representar estos nuevos esquemas de acoplo. Se hace necesario añadir a dicha matriz nuevas filas y columnas para modelar los posibles acoplos entre los nodos terminales y los nodos de la red. Al tratarse de redes de dos terminaciones se obtendrá una matriz de acoplo de dimensiones $(N + 2) \times (N + 2)$, cuyo estudio ha sido el objetivo del Capítulo 3.

El esquema de acoplo mostrado en la Fig. A.3b) presenta dos novedades interesantes [Amari and Macchiarella, 2005],[Martínez-Mendoza et al., 2008b]. Por un lado, la introducción de un nuevo tipo de nodo, el nodo no resonante. La inserción de **nodos no resonantes** en las estructura de filtrado presentan ventajas en cuanto a mayor flexibilidad en el diseño de distintos

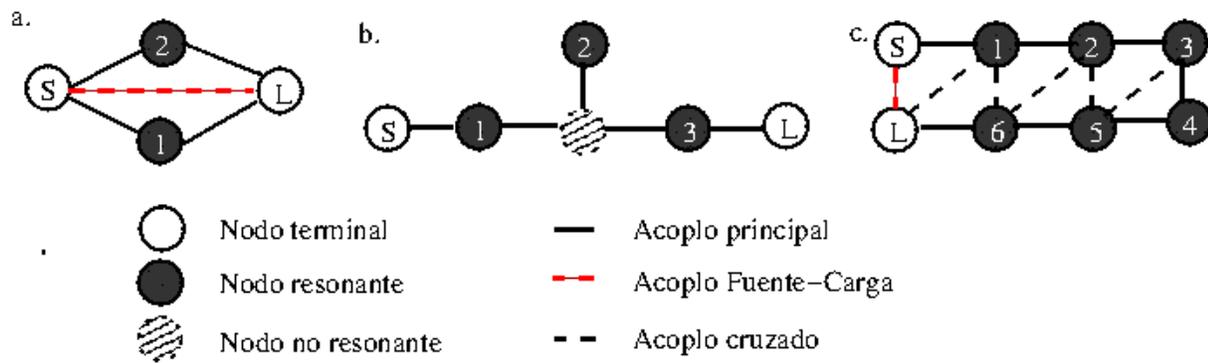


Figura A.3: Esquemas de acoplo alternativos.

tipos de respuesta y facilidad de fabricación, ya que al no trabajar en resonancia, las variaciones que puedan producirse en el proceso de fabricación apenas afectarán a la respuesta final del prototipo construido [Amari and Rosenberg, 2004c]. Por otro lado, la inserción de nodos en paralelo en configuraciones en línea [Amari and Bornemann, 1999] es una forma sencilla de introducir ceros de transmisión en la red sin afectar al resto de parámetros de la misma. Estos nodos pueden conectarse tanto a nodos resonantes como a no resonantes.

Por último, el esquema mostrando en Fig. A.3c) representa la variación de un tradicional esquema *folded – form*, Fig. A.1d) y e), modificado con la inserción de acoplos múltiples en los nodos terminales y acoplo directo entre dichos puertos de entrada y salida, permitiendo respuestas con un número de ceros de transmisión finitos igual al orden del filtro $n_{fz} = N$ y representando la forma conocida como *folded – canonical*, concretamente para un ejemplo de orden par. La extensión a orden impar es inmediata y será objeto de estudio del Capítulo 3, donde se verá tanto la obtención de su matriz de acoplo, como la obtención de respuestas duales de banda rechazada, o posibles operaciones de transformación de la topología manteniendo idéntica respuesta.

Apéndice **B**

Condiciones de unitariedad de la matriz de scattering

Es importante asegurar que la matriz de scattering de una red satisface las condiciones de unitariedad. Se verá a continuación como estas condiciones implican la conservación de la energía de los parámetros de transferencia y reflexión, así como su ortogonalidad. Una matriz unitaria [Collin, 1966] es la que satisface la siguiente condición.

$$[S]^t \cdot [S]^* = [U] \quad (\text{B.1})$$

por lo que para una red de dos puertos:

$$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix}^t \cdot \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix}^* = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{B.2})$$

$$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{21} \\ S_{12} & S_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} S_{11}^* & S_{12}^* \\ S_{21}^* & S_{22}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{B.3})$$

de donde se deduce, de forma inmediata que:

$$S_{11} \cdot S_{11}^* + S_{21} \cdot S_{21}^* = 1 \quad (\text{B.4})$$

$$S_{11} \cdot S_{21}^* + S_{21} \cdot S_{22}^* = 0 \quad (\text{B.5})$$

$$S_{12} \cdot S_{11}^* + S_{22} \cdot S_{21}^* = 0 \quad (\text{B.6})$$

$$S_{12} \cdot S_{12}^* + S_{22} \cdot S_{22}^* = 1 \quad (\text{B.7})$$

Las ecuaciones (B.4) y (B.7) constituyen las ecuaciones de conservación de la energía, y su significado físico es obvio. Las ecuaciones (B.5) y (B.6) constituyen la condición de ortogonalidad de los parámetros de transferencia y reflexión. A continuación se verá que implicaciones

tiene. Para ello, se expresa la ecuación (B.5) en términos de módulo y fase, y desarrollando se tiene que:

$$|S_{11}| \cdot e^{j\theta_1} \cdot (|S_{12}| \cdot e^{j\phi})^* + |S_{21}| \cdot e^{j\phi} \cdot (|S_{22}| \cdot e^{j\theta_2})^* = 0 \quad (\text{B.8})$$

donde $\phi = \text{Fase de } S_{12}(s) = \text{Fase de } S_{21}(s)$.

$\theta_1 = \text{Fase de } S_{11}(s)$.

$\theta_2 = \text{Fase de } S_{22}(s)$.

Operando se llega a:

$$\begin{aligned} |S_{11}| \cdot e^{j\theta_1} \cdot |S_{12}| \cdot e^{-j\phi} + |S_{21}| \cdot e^{j\phi} \cdot |S_{22}| \cdot e^{-j\theta_2} &= 0 \\ |S_{11}| \cdot |S_{12}| \cdot e^{j(\theta_1 - \phi)} + |S_{21}| \cdot |S_{22}| \cdot e^{j(\phi - \theta_2)} &= 0 \\ |S_{21}| \cdot |S_{22}| \cdot e^{j(\phi - \theta_2)} &= -|S_{11}| \cdot |S_{12}| \cdot e^{j(\theta_1 - \phi)} \\ |S_{21}| \cdot |S_{22}| \cdot e^{j(\phi - \theta_2)} &= e^{j(2 \cdot k \pm 1) \cdot \pi} \cdot |S_{11}| \cdot |S_{12}| \cdot e^{j(\theta_1 - \phi)} \end{aligned} \quad (\text{B.9})$$

Si ahora igualamos las fases de ambos términos:

$$\phi - \theta_2 = \pi \cdot (2 \cdot k \pm 1) + \theta_1 - \phi \quad (\text{B.10})$$

$$2 \cdot \phi = \pi \cdot (2 \cdot k \pm 1) + \theta_1 - \theta_2 \quad (\text{B.11})$$

$$\phi = \frac{\pi}{2} \cdot (2 \cdot k \pm 1) + \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \quad (\text{B.12})$$

llegamos a la siguiente condición de fase:

$$\Delta\phi = \left[\phi - \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \right] = \frac{\pi}{2} \cdot (2 \cdot k \pm 1) \quad (\text{B.13})$$

Vemos que la diferencia $\Delta\phi$ entre la fase de $S_{21}(s)$ y la media de las fases de $S_{11}(s)$ y $S_{22}(s)$, debe ser un múltiplo impar de $\pi/2$ radianes. En redes simétricas y recíprocas esto implica la **ortogonalidad de los parámetros de transferencia y reflexión**, lo que implica que la suma de fases individuales que forman la fase total de los vectores $S_{21}(s)$; y $S_{22}(s)$ más $S_{11}(s)$ debe ser múltiplo de $\pi/2$ radianes. Como $S_{21}(s)$, $S_{22}(s)$ y $S_{11}(s)$ comparten denominador común $E(s)$, sólo será necesario considerar sus polinomios numeradores para comprobar la condición fase (B.13), que dependerán, según el caso, de:

- El número de ceros de transmisión en posiciones finitas n_{fk} del polinomio numerador de $S_{21}(s)$, es decir, $P(s)$.
- El grado N de la función de filtrado, que será el grado de los polinomios numeradores de $S_{22}(s)$ y $S_{11}(s)$, esto es, $F(s)$ y $F^*(s)$ respectivamente.

Para que esta condición se satisfaga para cualquier valor de la variable frecuencial s , los ceros de $S_{21}(s)$, $S_{22}(s)$ y $S_{11}(s)$ deben cumplir unas condiciones dadas. Veamos a continuación en qué consisten:

- La primera condición obliga a que los n_{fz} ceros de transmisión de $S_{21}(s)$ se sitúen simétricamente alrededor del eje imaginario $j \cdot \omega$ (pares conjugados), o bien en el mismo eje imaginario. De esta forma, cada cero en el eje imaginario aportará una fase de $\pi/2$ radianes a la fase total de $S_{21}(s)$, mientras que cada par de ceros reflejados tendrá una fase conjunta de π radianes, como vemos a continuación:

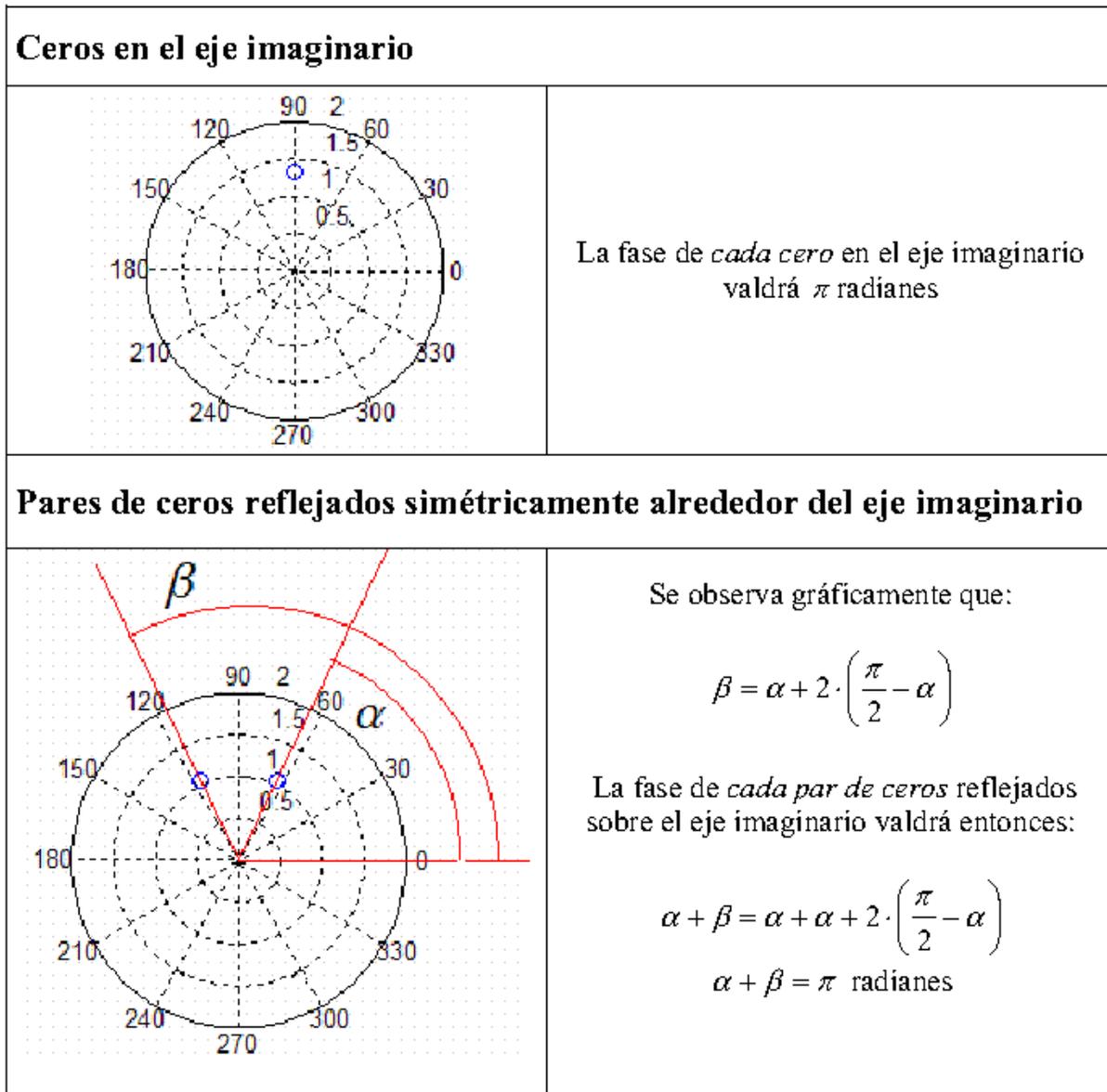


Figura B.1: Fases de los ceros de $S_{21}(s)$

Fijándonos en lo que acabamos de decir, y suponiendo que existen de forma general un número de x ceros en el eje imaginario, y por tanto, un conjunto de $\frac{n_{fz} - x}{2}$ pares de ceros

reflejados, la fase total de $S_{21}(s)$ será entonces un múltiplo de $\pi/2$ radianes:

$$\phi = x \cdot \frac{\pi}{2} + \frac{n_{fz} - x}{2} \cdot \pi = \frac{\pi}{2} \cdot n_{fz} \quad (\text{B.14})$$

- La segunda condición nos lleva a que el **patrón de los N ceros de $S_{22}(s)$ debe ser o bien coincidente con los de $S_{11}(s)$ en el eje imaginario, o bien formar pares reflejados sobre el eje imaginario con los ceros de $S_{11}(s)$.**

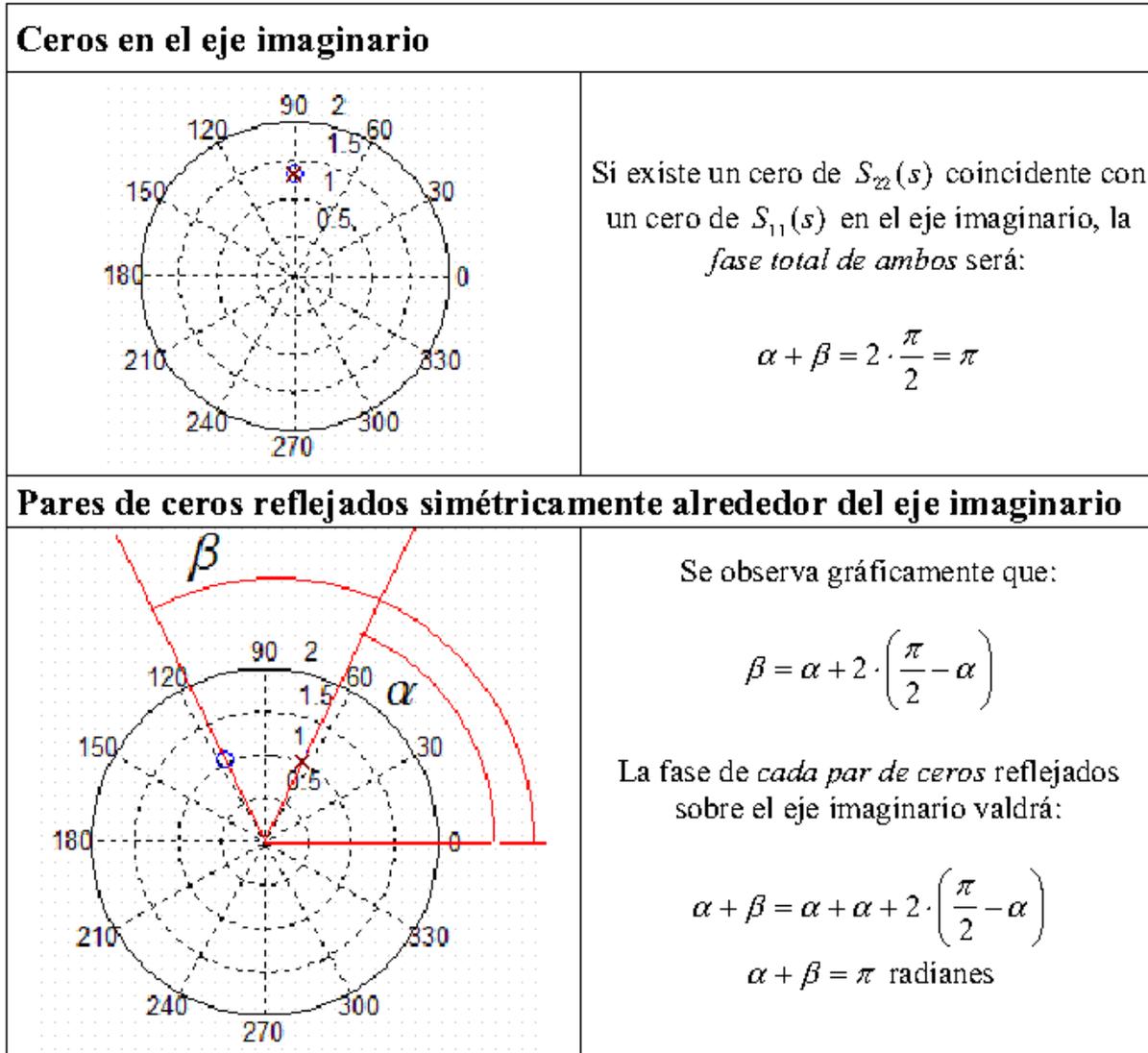


Figura B.2: Fases de los ceros de $S_{11}(s)$ y $S_{22}(s)$

Fijándonos en los que acabamos de decir, y suponiendo que existen de forma general un número y de ceros en el eje imaginario para $S_{11}(s)$ coincidentes con una cantidad igual de ceros de $S_{22}(s)$, así como un número $N - y$ de ceros de $S_{11}(s)$ que forman pares reflejados con otros $N - y$ ceros de $S_{22}(s)$, la suma de fases de $S_{11}(s)$ y $S_{22}(s)$ será entonces un múltiplo de π radianes:

$$\theta_1 + \theta_2 = y \cdot \pi + (N - y) \cdot \pi \quad (\text{B.15})$$

$$\theta_1 + \theta_2 = N \cdot \pi \quad (\text{B.16})$$

Y sabiendo que $\theta_1 = \theta_2$, se cumple:

$$\theta_1 = N \cdot \frac{\pi}{2} = \theta_2 \quad (\text{B.17})$$

Sustituyendo (B.14) y (B.16) en (B.13), se tiene:

$$\Delta\phi = \phi - \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} = \frac{\pi}{2} \cdot n_{fz} - N \cdot \frac{\pi}{2} = -\frac{\pi}{2} \cdot (N - n_{fz}) \quad (\text{B.18})$$

Se observa que para asegurar que $\Delta\phi$ produzca un múltiplo impar de $\pi/2$, es decir, se cumpla la ortogonalidad de $F(s)$ y $P(s)$, la cantidad $(N - n_{fz})$ debe ser impar. Por tanto, cuando $(N - n_{fz})$ sea un número entero par será necesario multiplicar $P(s)$ por j , de esta forma se añade $\pi/2$ a la fase de ϕ y se cumplirá la condición de unitariedad (B.13).

Publicaciones relacionadas con la tesis

En este apéndice se recogen las publicaciones relevantes en revistas y congresos, tanto internacionales como nacionales, que están directamente relacionadas con el trabajo realizado en la tesis.

C.1. Publicaciones en revistas internacionales

1. **David Cañete Rebenaque, E. D. Quesada Pereira, J. L. Gómez Tornero, A. Álvarez Melcón and Marco Guglielmi**, "A New Family of Microstrip Open-Loop Resonator Filters for High-Selectivity Applications". In *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 43, No 5, pp. 450-455, December 2004.

En [Rebenaque et al., 2004a] se analizan mediante ejemplos de diseño las principales características de los filtros transversales de segundo orden: propiedad de desplazamiento de ceros, influencia de los principales parámetros geométricos de la estructura propuesta en la respuesta en frecuencia obtenida, y obtención de funciones de transferencia de mayor orden. Para validar las estructuras propuestas, se presentan los primeros prototipos de filtros transversales fabricados en tecnología microstrip.

2. **David Cañete Rebenaque, E. D. Quesada Pereira, J. Pascual García, A. Álvarez Melcón and Marco Guglielmi**, "Two compact configurations for implementing transmission zeros in microstrip filters". In *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 14, No 10, pp. 475-477, October 2004.

En [Rebenaque et al., 2004b] se analizan las propiedades de distintos tipos resonadores: resonadores de lazo abierto, resonadores stub de longitud $\lambda/4$ o líneas de transmisión en forma T cortocircuitados a masa; así como la relación entre los parámetros físicos de la estructura y la correspondiente respuesta eléctrica. Además, se aportan ejemplos prácticos de filtros paso banda transversales de segundo orden.

3. **Mónica Martínez Mendoza, J. S. Gómez Díaz, D. Cañete Rebenaque, J. L. Gómez Tornero and A. Álvarez Melcón**, "Design of bandpass transversal filter employing a nov-

el hibrid structure". In *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, No 12, Part 2 pp. 2670-2678, December 2007.

En [Martínez-Mendoza et al., 2007b] se demostró la validez del algoritmo de diseño presentado, mediante la extensión de su aplicación a la novedosa tecnología guíaonda-microstrip. En concreto, se presentó el proceso de diseño e implementación de un filtro transversal de segundo orden *fully – canonical*.

4. **David Cañete Rebenaque, M. Martínez Mendoza, J. L. Gómez Tornero, J. Pascual García y A. Álvarez Melcón**, "Analysis and implementation of different topologies of transversal filters in planar technology". In *Radioscience*, RS4021, vol. 43, pp. 1-11, August 2008.

El artículo [Rebenaque et al., 2008] presenta un riguroso y completo análisis del bloque *Modified – Doublet*, abarcando sus posibles tipos de respuesta en frecuencia, explicado a partir de la teoría de filtros transversales [Cameron, 2003], y apoyado con su correspondientes matrices de acoplo e implementaciones prácticas con distintos tipos de respuesta que validan el estudio realizado.

5. **David Cañete Rebenaque, M. Martínez Mendoza, J. S. Gómez Díaz, F. D. Quesada Pereira y A. Álvarez Melcón**, "Novel implementations for microstrip resonator bandpass filters". In *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. En revisión.

El artículo [Rebenaque et al., 2009a] propone varios esquemas de acoplo de tercer orden basados en el acoplo múltiple de la señal de los puertos terminales a los resonadores internos de la estructura, que permiten implementar dos y hasta tres ceros de transmisión en la respuesta en frecuencia de la estructura. Se proponen desde topologías transversales de tercer orden que requieren una estructura multicapa para la implementación de acoplos laterales y verticales; hasta esquemas de acoplo alternativos que incorporan acoplos entre resonadores y permiten su implementación en un único sustrato. Se presentan varios ejemplos prácticos con distintas topologías de acoplo y de resonadores, y que implementan distintos tipos de funciones de transferencia paso banda: respuesta con dos bandas de paso, respuesta pseudo-elíptica y respuesta con ceros de transmisión complejos para ecualización de fase.

C.2. Publicaciones en congresos internacionales

1. **David Cañete Rebenaque, A. Álvarez Melcón y Marco Guglielmi**, "A new simple microstrip open-loop resonator filter for high selectivity applications". In *IEEE International Microwave Symposium, IMS 2003*, (Philadelphia, Pennsylvania, USA), IEEE, 8-13 June 2003.

En [Rebenaque et al., 2003a] se presenta la primera implementación planar de un filtro transversal, con un ejemplo de segundo orden.

2. **David Cañete Rebenaque, A. Álvarez Melcón, F. Losilla López y F.D. Quesada Pereira**, "Novel high-selectivity open-loop resonator filter". In *XVIII International Conference on*

Communication Systems and Networks, (Benalmádena, Málaga, Spain), IASTED, 8-11 September 2003.

En [Rebenaque et al., 2003b] se extiende la idea presentada en [Rebenaque et al., 2003a] a órdenes mayores, presentando estructuras de cuarto orden, incluyendo medidas de dos prototipos con distintas características.

3. **David Cañete Rebenaque, E.D. Quesada Pereira, J. L. Gómez Tornero, J. Pascual García y A. Álvarez Melcón**, "Compact implementation of transmission zeros using the zero shifting property". In IEEE International Microwave Symposium, IMS 2004, (Fort Worth, Texas, USA), IEEE, 6-11 June 2004.

Se presenta una nueva estructura de filtrado transversal de segundo orden, con una novedosa topología de resonador basada en una línea de transmisión en forma de T y cortocircuitada a masa, que permite filtros más compactos y con mayor ancho de banda.

4. **David Cañete Rebenaque, E.D. Quesada Pereira, J. L. Gómez Tornero, J. Pascual García y A. Álvarez Melcón**, "Two simple implementations of transversal filters with coupling between non-resonant nodes". In IEEE International Microwave Symposium, IMS 2005, (Long Beach, California, USA), IEEE, 12-17 June 2005.

En [Rebenaque et al., 2005] se demostró la flexibilidad del bloque *Modified – Doublet*. Se presentaron por primera vez dos implementaciones prácticas de filtros transversales *fully – canonical* de segundo orden, con funciones de transferencia duales dependiendo del signo del nuevo acoplo directo fuente-carga introducido: paso banda y banda rechazada.

5. **David Cañete Rebenaque, M. Martínez Mendoza, J. Pascual García, J. S. Gómez Díaz y A. Álvarez Melcón**, "Novel implementations for microstrip resonator filter in transversal topology". In IEEE European Microwave Conference, EuMC 2009, (Rome, Italy), IEEE, 28 September-2 October 2009.

En [Rebenaque et al., 2009b] se proponen por primera vez filtros transversales paso banda de tercer orden. Las estructuras presentan dos ceros de transmisión, y se basan en una estructura multicapa que permite el acoplo lateral de los puertos de entrada y salida a dos resonadores, además de un acoplo vertical al tercer resonador de la estructura.

C.3. Publicaciones nacionales

1. **David Cañete Rebenaque, Alejandro Álvarez Melcón, Fernando D. Quesada Pereira, José L. Gómez Tornero y Fernando Losilla López**, "Nueva familia de filtros microstrip para aplicaciones de alta selectividad". En XVIII Symposium de la Unión Científica Internacional de Radio, URSI 2003, (La Coruña, España), 10-12 Septiembre 2003.
2. **David Cañete Rebenaque, E.D. Quesada Pereira, J. L. Gómez Tornero, J. Pascual García y A. Álvarez Melcón**, "Implementación compacta de ceros de transmisión usando la propiedad de desplazamiento en frecuencia". En XIX Symposium de la Unión Científica Internacional de Radio, URSI 2004, (Barcelona, España), 8-10 Septiembre 2004.

3. **David Cañete Rebenaque, E.D. Quesada Pereira, J. L. Gómez Tornero, J. Pascual García y A. Álvarez Melcón**, "Implementaciones sencilla de filtros transversales con acoplos entre nodos no resonantes". XX Symposium de la Unión Científica Internacional de Radio, URSI 2005, (Gandía, Valencia, España), 14-16 Septiembre 2005.
4. **David Cañete Rebenaque, Mónica Martínez Mendoza, José L. Gómez Tornero, Fernando D. Quesada Pereira y Alejandro Álvarez Melcón**, "Investigación sobre ecualización de fase en filtros transversales en tecnología planar". En XXII Symposium de la Unión Científica Internacional de Radio, URSI 2007, (La Laguna, Tenerife, España), 19-21 Septiembre 2007.
5. **Mónica Martínez Mendoza, Juan Sebastián Gómez Díaz, David Cañete Rebenaque, E. Javier Pérez Soler, Juan Pascual García, José L. Gómez Tornero, Fernando D. Quesada Pereira, Pedro Vera Castejón y Alejandro Álvarez Melcón**, "Diseño de filtros transversales de segundo orden empleando la novedosa tecnología híbrida guiaonda-microstrip". En V Teleco-Forum, pp. 63-64, UPCT 2007.
6. **David Cañete Rebenaque, Mónica Martínez Mendoza, J. Sebastián Gómez Díaz, José L. Gómez Tornero y Alejandro Álvarez Melcón**, "Nuevas implementaciones de filtros con resonadores microstrip en topología transversal". En XXIV Symposium de la Unión Científica Internacional de Radio, URSI 2009, (Santander, Cantabria, España), 16-18 Septiembre 2009.

Bibliografía

- [Alos and Guglielmi, 1997] Alos, J. T. and Guglielmi, M. (1997). Simple and effective EM-based optimization procedure for microwave filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 45(6):856–858.
- [Amari, 1999] Amari, S. (1999). On the maximum number of finite transmission zeros of coupled resonator filters with a given topology. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 9(9):354–356.
- [Amari, 2000] Amari, S. (2000). Sensitivity analysis of coupled resonator filters. Circuit and Systems - II: Analog and digital signal processing, 47(10):10171022.
- [Amari, 2001] Amari, S. (2001). Direct synthesis of folded symmetric resonator filters with source-load coupling. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 11(6):264–266.
- [Amari, 2009] Amari, S. (2009). Application of representation theory to dual-mode microwave bandpass filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 57(2):430–441.
- [Amari and Bornemann, 1999] Amari, S. and Bornemann, J. (1999). Using frequency-dependent coupling to generate finite attenuation poles in direct-coupled resonator bandpass filters. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 9(10):404–406.
- [Amari and Bornemann, 2000] Amari, S. and Bornemann, J. (2000). Maximum number of finite transmission zeros of coupled resonator filters with source/load-multiresonator coupling and a given topology. In Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference, pages 1175–1177, Sydney, Australia.
- [Amari et al., 2001] Amari, S., Hamed, K., Antar, Y., and Freundorfer, A. (2001). New elliptic microstrip $\lambda/4$ resonator filters. In Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference, Taiwan.
- [Amari and Macchiarella, 2005] Amari, S. and Macchiarella, G. (2005). Synthesis of inline filters with arbitrarily placed attenuation poles by using non-resonating-nodes. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 53(10):3075–3081.

-
- [Amari and Rosenberg, 2003a] Amari, S. and Rosenberg, U. (2003a). On the sensitivity of coupled resonator filters without some direct couplings. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 52(5):1767–1773.
- [Amari and Rosenberg, 2003b] Amari, S. and Rosenberg, U. (2003b). A universal building block for advanced modular design of microwave filters. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 13(12):541–543.
- [Amari and Rosenberg, 2004a] Amari, S. and Rosenberg, U. (2004a). Direct synthesis of a new class of bandstop filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 52(2):607–616.
- [Amari and Rosenberg, 2004b] Amari, S. and Rosenberg, U. (2004b). New building blocks for modular design of elliptic and self-equalized filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 52(2):721–736.
- [Amari and Rosenberg, 2004c] Amari, S. and Rosenberg, U. (2004c). Synthesis and design of novel in-line filters with one or two real transmission zeros. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 52(5):1464–1478.
- [Amari and Rosenberg, 2005] Amari, S. and Rosenberg, U. (2005). Characteristics of cross (bypass) coupling through higher/lower order modes and their applications in elliptic filter design. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 53(10):3135–3141.
- [Amari et al., 2002] Amari, S., Rosenberg, U., and Borneman, J. (2002). Adaptive synthesis and design of resonator filters with source/load-multiresonator coupling. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 50(8):1969–1978.
- [Atia and Williams, 1972] Atia, A. E. and Williams, A. E. (1972). Narrow-bandpass waveguide filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 20(4):258–286.
- [Atia and Williams, 1974] Atia, A. E. and Williams, A. E. (1974). Nonminimum-phase optimum-amplitude bandpass waveguide filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 22:4258–431.
- [Atia et al., 1974] Atia, A. E., Williams, A. E., and Newcomb, R. W. (1974). Narrow-band multiple-coupled cavity synthesis. IEEE Transactions on circuits and systems, cas-21(5):649–655.
- [Balanis, 2003] Balanis, C. A. (2003). Advanced Engineering Electromagnetics. Wiley-Interscience.
- [Bandler et al., 1994] Bandler, J. W., Biernacki, R. M., Chen, S. H., Grobelny, P. A., and Hemmers, R. H. (1994). Space mapping technique for electromagnetic optimization. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 42(12):1519–1530.
- [Bandler et al., 1985] Bandler, J. W., Kellerman, W., and Madsen, K. (1985). A superlinearly convergent minimax algorithm for microwave circuit design. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 33(12):2536–2544.
-

- [Baum, 1957] Baum, R. F. (1957). Design of uniasymmetrical bandpass filters. IRE Trans. Circuit Theory, pages 33–40.
- [Bell, 1982] Bell, H. C. (1982). Canonical asymmetric coupled-resonator filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 30:1335–1340.
- [Bonache et al., 2006] Bonache, J., Gil, I., García, J., and Martín, F. (2006). Novel microstrip bandpass filters based on complementary split-ring resonators. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 54(1):265–271.
- [Brown and Rebeiz, 2000] Brown, A. R. and Rebeiz, G. M. (2000). A varactor-tuned rf filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 48(7):1157–1160.
- [Cameron, 1979] Cameron, R. J. (1979). A novel realization for microwave bandpass filters. ESA Journal, 3(4):281–287.
- [Cameron, 1982a] Cameron, R. J. (1982a). Fast generation of chebyshev filter prototypes with asymmetrically prescribed transmission zeros. ESA Journal, 6:83–95.
- [Cameron, 1982b] Cameron, R. J. (1982b). General prototype network synthesis methods for microwave filters. ESA Journal, 6:193–206.
- [Cameron, 1999] Cameron, R. J. (1999). General coupling matrix synthesis methods for chebyshev filtering functions. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 47(4):433–442.
- [Cameron, 2003] Cameron, R. J. (2003). Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 51(1):1–10.
- [Cameron et al., 2007a] Cameron, R. J., Faugere, J.-C., and Seyfert, F. (2007a). An exhaustive approach to the coupling matrix synthesis problem application to the design of high degree asymmetric filters. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 17(1):4–12.
- [Cameron et al., 2002] Cameron, R. J., Harish, A. R., and Radcliffe, C. J. (2002). Synthesis of advanced microwave filters without diagonal cross-couplings. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 50:2862–2872.
- [Cameron et al., 2007b] Cameron, R. J., Kudsia, C. M., and Mansour, R. R. (2007b). Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Designs and Applications. Wiley-Interscience, Inc. Hoboken, New Jersey, USA.
- [Cameron and Rhodes, 1981] Cameron, R. J. and Rhodes, J. D. (1981). Asymmetric realizations for dual-mode bandpass filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 29(1):51–58.
- [Chambers and Rhodes, 1981] Chambers, D. and Rhodes, J. D. (1981). Asymmetric synthesis of microwave filters. In Proc. 11th European Microwave Conference, pages pp. 105–110, The Netherlands. EuMC.

- [Chang and Chen, 2003] Chang, C.-Y. and Chen, C.-C. (2003). A novel coupling structure suitable for cross-coupled filters with folded quarter-wave resonators. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 13(12):517–519.
- [Chang and Hsu, 2002] Chang, C.-Y. and Hsu, W.-C. (2002). Novel planar, square-shaped, dielectric-waveguide, single, and dual-mode filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 50(11):2527–2536.
- [Chen et al., 2003] Chen, C.-C., Chen, Y.-R., and Chang, C.-Y. (2003). Miniaturized microstrip cross-coupled filters using quarter wave or quasi quarter wave resonators. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 51(1):120–131.
- [Collin, 1966] Collin, R. E. (1966). Foundations for microwave engineering. McGraw-Hill.
- [Falcone et al., 2004] Falcone, F., Martín, F., Bonache, J., Laso, M. A. G., García, J., Baena, J. D., Marqués, R., and Sorolla, M. (2004). Stop-band and band-pass characteristics in coplanar waveguides coupled to spiral resonators. Microwave and Optical Technology Letters, 42(5):386–388.
- [Frame, 1964] Frame, J. S. (1964). Matrix functions and applications, part iv: Matrix functions and constituent matrices. IEEE Spectrum, 1:(Series of 5 articles).
- [Fröberg, 1965] Fröberg, C. E. (1965). Introduction to Numerical Analysis. Chapter 6, Addison-Wesley, Reading, MA.
- [Gantmacher, 1950] Gantmacher, F. R. (1950). The Theory of Matrices. Vol. 1, Chelsea Publishing, Nueva York.
- [Garay, 1999] Garay, J. T. M. (1999). Synthesis of physically asymmetrical n-trisection filters with transmission zeros at n different real frequencies. Electronics Letters, 35:226–227.
- [García et al., 2006] García, J., Bonache, J., and Martín, F. (2006). Application of electromagnetic bandgaps to the design of ultra-wide bandpass filters with good out-of-band performance. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 54(12):4136–4140.
- [Garcia et al., 2006] Garcia, J. P., Pereira, F. D. Q., Rebenaque, D. C., Tornero, J. L. G., and Melcon, A. A. (2006). A multilayered shielded microwave circuits design method based on genetic algorithms and neural networks. In IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., San Francisco, California, USA. IEEE.
- [Ghanem et al., 2003] Ghanem, F., Denidni, T. A., and Bosisio, R.-G. (2003). Design of miniaturized planar cross-coupled resonator filters. Microwave and Optical Technology Letters, 36(5):406–411.
- [Gil et al., 2007] Gil, M., Bonache, J., García-García, J., Martel, J., and Martín, F. (2007). Composite right/left-handed metamaterial transmission lines based on complementary split-rings resonators and their applications to very wideband and compact filter design. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 55(6-Part 2):1296–1304.

- [Goldberg, 1989] Goldberg, D. (1989). Genetic Algorithm in Search, Optimization and Machine Learning, chapter 3, pages 60–88. Addison-Wesley.
- [Golub and Loan, 1989] Golub, G. H. and Loan, C. F. V. (1989). Matrix Computations. 2nd ed., Series in the Mathematical Sciences. John Hopkins Univ. Press, Baltimore, Maryland.
- [Gorur, 2002] Gorur, A. (2002). A novel dual mode bandpass filter with wide stopband using the properties of microstrip open-loop resonator. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 12(10):386–388.
- [Guglielmi, 1994] Guglielmi, M. (1994). A simple cad procedure for microwave filters and multiplexers. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 42(7):1347–1352.
- [Guglielmi et al., 2001] Guglielmi, M., Jarry, P., Kerherve, E., Roquebrun, O., and Schmitt, D. (2001). A new family of all-inductive dual-mode filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 49(10):1764–1769.
- [Hamburger and Grimshaw, 1951] Hamburger, H. L. and Grimshaw, M. E. (1951). Linear Transformations in n-Dimensional Space. Cambridge Univ. Press, London.
- [Hong and Lancaster, 1996] Hong, J. S. and Lancaster, M. J. (1996). Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 44(11):2099–2109.
- [Hong and Lancaster, 1998] Hong, J. S. and Lancaster, M. J. (1998). Cross-coupled microstrip hairpin-resonator filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 46(1):118–122.
- [Hong and Lancaster, 1999a] Hong, J.-S. and Lancaster, M. J. (1999a). Aperture-coupled microstrip open-loop resonators and their applications to the design of novel microstrip bandpass filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 47(9):1848–1855.
- [Hong and Lancaster, 1999b] Hong, J. S. and Lancaster, M. J. (1999b). Microstrip cross-coupled trisection bandpass filters with asymmetric frequency characteristics. IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation, 146(1):84–90.
- [Hong and Lancaster, 2000] Hong, J. S. and Lancaster, M. J. (2000). Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 48(7):1098–1107.
- [Hong and Lancaster, 2001] Hong, J.-S. and Lancaster, M. J. (2001). Microstrip filters for RF/Microwave applications. John Wiley and Sons.
- [Hong et al., 2000] Hong, J. S., Lancaster, M. J., Jedamzik, D., Greed, R. B., and Mage, J. C. (2000). On the performance of HTS microstrip quasi-elliptic function filters for mobile communication application. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 48:1240–1246.

- [Hong et al., 2007] Hong, J. S., Shaman, H., and Chun, Y.-H. (2007). Dual-mode microstrip open-loop resonators and filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 55(8):1764–1770.
- [Hunter, 2001] Hunter, I. C. (2001). Theory and Design of Microwave Filters. London: IEE Pres.
- [Hunter et al., 2002] Hunter, I. C., Billonet, L., Harry, B., and Guillon, P. (2002). Microwave filters - applications and technology. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 40(3):794–805.
- [Hunter et al., 1999] Hunter, I. C., Rhodes, J. D., and Dassonville, V. (1999). Dual-mode filters with conductor-loaded dielectric resonators. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 47:2304–2311.
- [Kaufman and Roe, 1970] Kaufman, I. and Roe, P. (1970). On system described by the companion matrix. IEEE Transactions on Automatic Control, 15(6):692–693.
- [Kreiszig, 1972] Kreiszig, E. (1972). Advanced Engineering Mathematics. 3rd ed., Wiley, New York, USA.
- [Kurzok, 1966a] Kurzok, R. M. (1966a). General four-resonator filters at microwave frequencies. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 14(7):295–296.
- [Kurzok, 1966b] Kurzok, R. M. (1966b). General three-resonator filters in waveguide. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 14:46–47.
- [Lampérez, 2004] Lampérez, A. G. (2004). Métodos Avanzados de Síntesis y Optimización de Filtros y Multiplexores de Microondas. Tesis Doctoral, dirigida por M. Salazar Palma y Tapan K. Sarkar, Universidad Politécnica de Madrid.
- [Lampérez et al., 2004] Lampérez, A. G., Palma, M. S., and Sarkar, T. K. (2004). Analytical synthesis of microwave multiport networks. In IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Fort Worth, Texas, USA. IEEE.
- [Lee et al., 2003] Lee, J., Uhm, M. S., Yom, I. B., Lee, S. P., and Choi, C. K. (2003). Simultaneous reduction of amplitude and group delay variation of input demultiplexer for ku-band satellite transponder. In Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. VTC'03-Fall.
- [Lenoir et al., 2006] Lenoir, P., Bila, S., Seyfert, F., Baillargeat, D., and Verdeyne, S. (2006). Synthesis and design of asymmetrical dual-band bandpass filteres based on equivalent network simplification. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 54(7):3090–3097.
- [Levy and Cohn, 1984] Levy, R. and Cohn, S. B. (1984). A history of microwave filter research, design and development. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 32:1050–1067.
- [Levy et al., 2002] Levy, R., Snyder, R. V., and Matthaei, G. (2002). Design of microwave filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 50:783–793.

- [Liao and Chang, 2007] Liao, C.-K. and Chang, C.-Y. (2007). Microstrip realization of generalized chebyshev filters with box like coupling schemes. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 55(1):147–153.
- [Lámperez et al., 2004] Lámperez, A. G., Romano, S. L., Palma, M. S., and Sarkar, T. K. (2004). Efficient electromagnetic optimization of microwave filters and multiplexers using rational models. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 52(2):508–521.
- [Lunot et al., 2008] Lunot, V., Seyfert, F., Bila, S., and Nasser, A. (2008). Certified computation of optimal multiband filtering functions. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 56(1):105–112.
- [Macchiarella, 2002] Macchiarella, G. (2002). Accurate synthesis of inline prototype filters using cascaded triplet and quadruplet sections. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 50(7):1779–1783.
- [Macchiarella and Tamiazzo, 2005] Macchiarella, G. and Tamiazzo, S. (2005). Design techniques for dual-passband filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 53(11):3265–3271.
- [Martínez-Mendoza et al., 2008a] Martínez-Mendoza, M., Canete-Rebenaque, D., Soler, F. J. P., and Álvarez-Melcón, A. (2008a). Novel broadside trisection filters employing nonresonating nodes. In European Microwave Conference, Amsterdam, The Netherlands. IEEE.
- [Martínez-Mendoza et al., 2008b] Martínez-Mendoza, M., Gómez-Díaz, J., Canete-Rebenaque, D., and Álvarez-Melcón, A. (2008b). Design of dual-bandpass hybrid waveguide-microstrip microwave filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 56(12):2913–2920.
- [Martínez-Mendoza et al., 2007a] Martínez-Mendoza, M., Gómez-Díaz, J., Canete-Rebenaque, D., Gómez-Tornero, J., and Álvarez-Melcón, A. (2007a). Design of bandpass transversal filters employing a novel hybrid printed structure. In IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Honolulu, Hawaii, USA. IEEE.
- [Martínez-Mendoza et al., 2007b] Martínez-Mendoza, M., Gómez-Díaz, J., Canete-Rebenaque, D., Gómez-Tornero, J., and Álvarez-Melcón, A. (2007b). Design of bandpass transversal filters employing a novel hybrid structure. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 55(12, Part 2):2670–2678.
- [Martín et al., 2003] Martín, F., Falcone, F., Bonache, J., Marqués, R., and Sorolla, M. (2003). Miniaturized coplanar waveguide stop band filters based on multiple tuned split ring resonator. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 13:511–513.
- [Matthaei et al., 1980] Matthaei, G. L., Young, L., and Jones, E. M. T. (1980). Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures. Artech House.
- [Melcon and Mosig, 1999] Melcon, A. A. and Mosig, J. R. (1999). The summation by parts technique: A novel procedure for the convergence acceleration of series arising in electromagnetic problems. Proc. XXVI General Assembly Int. Union Radio Science, page 104.

- [Melcon et al., 2001] Melcon, A. A., Mosig, J. R., and Guglielmi, M. (2001). Broadside couplings for high selectivity microstrip filters. Microwave and Optical Technology Letters, 30(5):295–302.
- [Michalski and Mosig, 1997] Michalski, K. A. and Mosig, J. R. (1997). Multilayered media Green's functions in integral equation formulations. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 45(3):508–519.
- [Miraftab and Yu, 2008] Miraftab, V. and Yu, M. (2008). Generalized lossy microwave filter coupling matrix synthesis and design. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 56(12):3016–3027.
- [Mokhtaari et al., 2006] Mokhtaari, M., Bornemann, J., Rambabu, K., and Amari, S. (2006). Coupling-matrix design of dual and triple passband filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 54(11):3940–3946.
- [Montejo-Garai, 2000] Montejo-Garai, J. R. (2000). Synthesis of n-even order symmetric filters with n-transmission zeros by means of source-load cross coupling. Electronics Letters, 36(3):232–233.
- [Noble and Daniel, 1987] Noble, B. and Daniel, J. W. (1987). Applied Linear Algebra. 3rd ed., Pearson Education.
- [Pozar, 1998] Pozar, D. M. (1998). Microwave Engineering. John Wiley and Sons.
- [Quiang and Zhuang, 1983] Quiang, J. R. and Zhuang, W. C. (1983). New narrow-band dual-mode bandstop waveguide filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 31:1045–1050.
- [Röchmann, 1973] Röchmann, P. (1973). Compact yig bandpass filters with finite pole frequencies for applications in microwave integrated circuits. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, pages 52–57.
- [Rebenaque et al., 2003a] Rebenaque, D. C., Melcón, A. A., and Guglielmi, M. (2003a). A new simple microstrip open-loop resonators filter for high selectivity applications. In IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pages 1603–1606, Philadelphia, Pennsylvania, USA. IEEE. No. TH-1B-3.
- [Rebenaque et al., 2003b] Rebenaque, D. C., Melcón, A. A., López, F. L., and Pereira, F. Q. (2003b). Novel high-selectivity open-loop resonator filter. In International Conference on Communication Systems and Networks, pages 311–316, Benalmádena, Málaga, Spain. IAESTED. ISBN: 0-88986-388-1.
- [Rebenaque et al., 2009a] Rebenaque, D. C., Mendoza, M. M., Díaz, J. S. G., Pereira, F. Q., and Melcón, A. A. (2009a). Novel implementations for microstrip resonator bandpass filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, En revisión.
- [Rebenaque et al., 2009b] Rebenaque, D. C., Mendoza, M. M., García, J. P., Diaz, J. S. G., and Melcón, A. A. (2009b). Novel implementations for microstrip resonator filter in transversal topology. In European Microwave Conference, Rome, Italy. IEEE.

- [Rebenaque et al., 2007] Rebenaque, D. C., Mendoza, M. M., Tornero, J. L. G., García, J. P., and Melcón, A. A. (2007). Investigación sobre ecualización de fase en filtros transversales en tecnología planar. In XXII Simposium de la Unión Científica Internacional de Radio, La Laguna, Tenerife, España. URSI 2007.
- [Rebenaque et al., 2008] Rebenaque, D. C., Mendoza, M. M., Tornero, J. L. G., García, J. P., and Melcón, A. A. (2008). Analysis and implementation of different topologies of transversal filters in planar technology. Radio Science, RS4021(43):1–11.
- [Rebenaque et al., 2004a] Rebenaque, D. C., Pereira, F. D. Q., Tornero, J. L. G., Melcón, A. A., and Guglielmi, M. (2004a). A new family of microstrip open-loop resonator filters for high-selectivity applications. Microwave and Optical Technology Letters, 43(5):450–455.
- [Rebenaque et al., 2004b] Rebenaque, D. C., Pereira, F. Q., García, J. P., Melcón, A. A., and Guglielmi, M. (2004b). Two compact configurations for implementing transmission zeros in microstrip filters. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 14(10):475–477.
- [Rebenaque et al., 2004c] Rebenaque, D. C., Pereira, F. Q., Tornero, J. G., García, J. P., and Melcón, A. A. (2004c). Compact implementation of transmission zeros using the zero shifting property. In IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Fort Worth, Texas, USA. IEEE.
- [Rebenaque et al., 2005] Rebenaque, D. C., Pereira, F. Q., Tornero, J. G., García, J. P., and Melcon, A. A. (2005). Two simple implementations of transversal filters with coupling between non-resonant nodes. In IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Long Beach, California, USA. IEEE.
- [Rhodes, 1970] Rhodes, J. D. (1970). A low-pass prototype network for microwave linear phase filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 18:290–300.
- [Rhodes, 1972] Rhodes, J. D. (1972). Waveguide bandstop elliptic filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 20:715–718.
- [Rhodes and Alseyab, 1980] Rhodes, J. D. and Alseyab, S. A. (1980). The generalized chebyshev low-pass prototype filter. IEEE Trans. Circuit Theory, 8:113–125.
- [Rosenberg and Amari, 2002a] Rosenberg, U. and Amari, S. (2002a). Novel coupling schemes for microwave resonator filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 50(12):2896–2902.
- [Rosenberg and Amari, 2002b] Rosenberg, U. and Amari, S. (2002b). Novel design possibilities for dual-mode filters without intracavity couplings. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 12(8):296–298.
- [Seyfert and Bila, 2007] Seyfert, F. and Bila, S. (2007). General synthesis techniques for coupled resonator networks. IEEE Microwave Magazine, pages 98–104.
- [Swanson and Macchiarella, 2007] Swanson, D. and Macchiarella, G. (2007). Microwave filter design by synthesis and optimization. IEEE Microwave Magazine, pages 57–69.

-
- [Torregrosa-Penalva et al., 2002] Torregrosa-Penalva, G., Lopez-Risueno, G., and Alonso, J. I. (2002). A simple method to design wide-band electronically tunable combline filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 50(50):172–177.
- [Williams, 1970] Williams, A. E. (1970). A four-cavity elliptic waveguide filter. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 18(12):1109–1114.
- [Williams et al., 2002] Williams, A. E., Upshur, J. I., and Rahman, M. M. (2002). Asymmetric response band-pass filter having resonator with minimum couplings. U. S. Patent 6 337 610.
- [Wu et al., 2005] Wu, R., Amari, S., and Rosenberg, U. (2005). Cross-coupled microstrip band reject filters with non-resonating nodes. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 15(9):585–587.
- [Yang and Chang, 1999] Yang, C. C. and Chang, C. Y. (1999). Microstrip cascade trisection filter. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 9(7):271–273.
- [Yao et al., 1993] Yao, S. J., Bonetti, R. R., and Williams, A. E. (1993). Generalized dual plane multicoupled line filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 41:2182–2189.
- [Yu and Chang, 1998] Yu, C. C. and Chang, K. (1998). Novel compact elliptic-function narrow-band bandpass filters using microstrip open-loop resonators with coupled and crossing lines. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 46:952–958.
- [Zaki et al., 1988] Zaki, K. A., Chen, C., and Atia, A. (New York 1988). Modeling of coupling probes in dual mode cavities. In IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pages 515–518. IEEE.
- [Zhu and Menzel, 2003] Zhu, L. and Menzel, W. (2003). Compact microstrip bandpass filter with two transmission zeros using a stub-tapped half-wavelength resonator. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 13(1):16–20.

Índice de figuras

2.1. Esquemas de acoplo de redes canónicas (<i>folded – form</i>) de grado par e impar.	14
2.2. Ejemplo de ceros para el caso $N - n_{fz}$ impar.	23
2.3. Distribución de las raíces de los polinomios de la ecuación (2.53).	23
2.4. Características de transferencia y reflexión prototipo paso bajo de un filtro de Chebyshev asimétrico con ceros de transmisión en $s_1 = j \cdot 1,2$ y $s_2 = j \cdot 2$	25
2.5. Análisis de la red	26
2.6. Cavity aislada del prototipo paso banda	29
2.7. Varias cavidades acopladas. Prototipo paso banda	30
2.8. Modificación de la cavity prototipo y su efecto en la matriz \mathbf{M} para poder incorporar filtros asíncronos	31
2.9. Circuito para calcular $y_{21}(s)$	32
2.10. Red con transformadores para normalizar a la unidad las impedancias.	34
2.11. Análisis de red con dos terminaciones.	36
3.1. Array de N resonadores transversales incluyendo el acoplo directo fuente/carga M_{SL}	46
3.2. Sección paso bajo k -ésima, que representa la rama k -ésima de la Fig. 3.1.	47
3.3. Array transversal en $s = \pm j \cdot \infty$	47
3.4. Etapas para el cálculo de la matriz $ABCD$	49
3.5. Respuesta y matriz de un filtro paso banda <i>fully – canonical</i> de segundo orden.	56

3.6. Respuesta y matriz de un filtro paso banda asimétrico de tercer orden.	57
3.7. Respuesta y matriz de un filtro banda rechazada <i>fully – canonical</i> de segundo orden.	60
3.8. Respuesta y matriz de un filtro banda rechazada asimétrico de cuarto orden. . . .	61
3.9. Representación de los elementos de la matriz $N + 2$ no nulos y los acoplos de una red <i>folded – canonical</i> . Ejemplo de estructura con 7 nodos.	67
3.10. Secuencia de cancelaciones de los acoplos de una matriz completa para reducirla a su forma <i>folded – canonical</i> , casos par e impar.	68
3.11. Características de transferencia y reflexión en <i>dB</i> (izquierda). Matriz transversal y matriz <i>folded – form</i> (derecha)	70
3.12. Ejemplo de configuración <i>cul – de – sac</i> de orden 10	71
3.13. Respuesta en frecuencia y retardo de grupo para el filtro paso banda propuesto .	72
3.14. Ejemplo de configuración <i>folded – canonical</i> y <i>cul – de – sac</i> de sexto orden . . .	74
3.15. Matriz correspondiente a la topología <i>cul – de – sac</i> buscada. Filtro de sexto orden.	74
4.1. Esquema de acoplo a); y posible layout b) de la estructura en tecnología impresa (de [Rosenberg and Amari, 2002a]).	80
4.2. Layout del filtro de una celda básica que produce un cero de transmisión.	80
4.3. Respuesta básica de un filtro con un cero de transmisión bajo la banda de paso. Las dimensiones son: $l_1 = l_0 = 8$ mm, $l_{12} = l_{02} = 10,4$ mm, $l_g = 29$ mm, $w_1 = 2,5$ mm, $l_{r1} = 3,15$ mm, $l_{r2} = 35,40$ mm y $s_u = s_l = 0,2$ mm. El sustrato presenta una $\epsilon_R = 3,38$ y una anchura $H = 1,1$ mm.	83
4.4. Respuesta básica de un filtro con un cero de transmisión sobre la banda de paso. Las dimensiones son: $l_1 = l_0 = 8$ mm, $l_{12} = l_{02} = 10,4$ mm, $l_g = 29$ mm, $w_1 = 2,5$ mm, $l_{r1} = 3,35$ mm, $l_{r2} = 34,65$ mm y $s_u = s_l = 0,2$ mm. El sustrato presenta una $\epsilon_R = 3,38$ y una anchura $H = 1,1$ mm.	84
4.5. Respuesta del filtro utilizando simulación <i>full – wave</i> para la estructura de la Fig. 4.3 cuando los acoplos de entrada salida se ajustan asimétricamente, mostrando control independiente del ancho de banda, nivel de pérdidas de retorno y posición del cero de transmisión: data1: $s_u = 0,11$ mm, $s_l = 0,10$ mm; data2: $s_u = s_l = 0,20$ mm; data3: $s_u = 0,29$ mm, $s_l = 0,30$ mm.	85

4.6. Filtro con dos celdas básicas unidad conectadas en cascada: layout (izquierda) y esquema de acoplo(derecha). Las dimensiones comunes para los filtros del presente capítulo son: $l_i = l_o = 8$ mm, $l_{r1} = l_{o1} = l_2 = l_{o2} = 10,4$ mm, $l_g = 34$ mm, $w_l = 2,5$ mm y $s_u = s_l = 0,2$ mm. El sustrato presenta una $\epsilon_R = 3,38$ y una anchura $H = 1,1$ mm.	86
4.7. Efecto de la variación de la distancia entre los dos conjuntos de resonadores: l_d	87
4.8. Efecto de la variación de la anchura de la línea de acoplo: w_d	88
4.9. Foto del filtro prototipo fabricado. Las dimensiones según la Fig. 4.2 son: $l_i = l_o = 8$ mm, $l_{r2} = l_{o2} = 16,0$ mm, $l_g = 42$ mm, $w_l = 1,0$ mm, $l_{r1} = 8,4$ mm, $l_{r2} = 16,7$ mm y $s_u = s_l = 0,2$ mm. El sustrato presenta una $\epsilon_R = 4,5$ y una anchura $H = 0,51$ mm.	89
4.10. Parámetros de scattering simulados y medidos para un filtro de una etapa sencilla, operando en la resonancia $N = 5$. Las dimensiones se muestran en la Fig. 4.9	90
4.11. Imagen del filtro fabricado obtenido mediante la conexión en cascada de dos celdas unidad básicas.	91
4.12. Parámetros de scattering simulados y medidos para un filtro paso banda de cuarto orden con ceros de transmisión sobre la banda de paso. Las simulaciones se han realizado incluyendo pérdidas en metal y sustrato: $\sigma = 10^{11}$ S/m y $\tan\delta = 0,0027$	91
4.13. Parámetros de scattering simulados y medidos para un filtro paso banda de cuarto orden pseudo-elíptico. Las simulaciones se han realizado incluyendo pérdidas en metal y sustrato: $\sigma = 10^{11}$ S/m y $\tan\delta = 0,0027$	92
5.1. Posibles layouts de filtros transversales de segundo orden.	97
5.2. Layout del filtro propuesto y esquema de acoplo.	98
5.3. Respuesta básica de filtros con un cero de transmisión por debajo (type I) y por encima (type II) de la banda de paso. Las dimensiones comunes a ambos diseños son: $l_{in} = l_{out} = 15,0$ mm, $w = 1,8$ mm, $s_1 = s_2 = 0,2$ mm, $l_1 = 9,30$ mm, $l_2 = 2,9$ mm, $l_3 = 21,5$ mm, $l_4 = 9,8$ mm, $l_5 = 1,0$ mm. El sustrato presenta una constante dieléctrica $\epsilon_R = 6,15$, y un espesor $H = 1,27$ mm.	99
5.4. Efecto de variación en la respuesta en frecuencia de un filtro del type II de la Fig. 5.3 cuando se varían los acoplos de entrada y salida: Data 1: $s_1 = s_2 = 0,1$ mm; Data 2: $s_1 = s_2 = 0,2$ mm; Data 3: $s_1 = s_2 = 0,4$ mm.	100
5.5. Respuesta típica de un resonador aislado.	105

5.6. Desplazamiento de la frecuencia de resonancia del resonador microstrip de longitud λ en función de la longitud l_r (eje izquierdo), y del elemento M_{11} (eje derecho).109	
5.7. Desplazamiento de la frecuencia de resonancia del resonador microstrip de longitud $\lambda/2$ en función de la longitud l_r (eje izquierdo), y del elemento M_{22} (eje derecho).	109
5.8. Relación entre el elemento M_{S1} (eje derecho) y el ancho de banda del resonador microstrip de longitud λ en función de la longitud l_1 (eje izquierdo) para tres posibles valores del gap s_1	111
5.9. Relación entre el elemento M_{S2} (eje derecho) y el ancho de banda del resonador microstrip de longitud $\lambda/2$ en función de la longitud l_2 (eje izquierdo) para tres posibles valores del gap s_2	111
5.10. Resultados del filtro de segundo orden diseñado. Dimesiones <i>Filtro Final</i> según Fig. 5.2: $w = 1,8mm$, $s_1 = s_2 = 0,3$ mm, $l_{i1} = 9,3$ mm, $l_{i2} = 8,8$ mm, $l_g = 2,9$ mm, $l_{r1} = 28,25$ mm, $l_{r2} = 3,45$ mm, $l_1 = 21,5$ mm.	112
5.11. Relación entre el elemento M_{S1} (eje derecho) y el ancho de banda del resonador microstrip de longitud $\lambda/2$ en función de la longitud l_r (eje izquierdo) para tres posibles valores del gap s_1	114
5.12. Relación entre el elemento M_{S2} (eje derecho) y el ancho de banda del resonador basado en una línea microstrip cortocircuitada en función de la longitud l_2 (eje izquierdo) para tres posibles valores del gap s_2	115
5.13. Desplazamiento de la frecuencia de resonancia del resonador microstrip de longitud $\lambda/2$ en función de la longitud l_r (eje izquierdo), y del elemento M_{11} (eje derecho).	116
5.14. Desplazamiento de la frecuencia de resonancia del resonador microstrip en forma de T cortocircuitado en función de la longitud l_3 (eje izquierdo), y del elemento M_{22} (eje derecho).	116
5.15. Resultados del filtro de segundo orden diseñado. Dimensiones <i>Filtro Final</i> según Fig. 5.2: $w = 1,8mm$, $s_1 = s_2 = 0,3$ mm, $l_i = 8,0$ mm, $l_g = 5,5$ mm, $l_r = 3,75$ mm, $l_1 = 21,5$ mm, $l_2 = 9,8$ mm, $l_3 = 6,22$ mm, $l_4 = 1,0$ mm.	117
5.16. Filtros prototipo fabricados.	118
5.17. Parámetros S simulados y medidos para el filtro de la izquierda de la Fig. 5.16 (ejemplo 1). Las dimensiones según la Fig. 5.2 son: $l_{i1} = 9,4mm$, $l_{i2} = 9,1$ mm, $l_g = 2,7$ mm, $l_1 = 21,5$ mm, $l_{r1} = 28,15$ mm, $l_{r2} = 3,2$ mm, $w_1 = 1,8$ mm y $s_1 = s_2 = 0,3$ mm.	118

5.18. Parámetros S simulados y medidos para el filtro de la derecha de la Fig. 5.16 (ejemplo 2). Las dimensiones según la Fig. 5.2 son: $l_t = 8$ mm, $l_g = 5,5$ mm, $l_r = 3,75$ mm, $l_1 = 21,5$ mm, $l_2 = 9,8$ mm, $l_3 = 6,22$ mm, $l_4 = 1,0$ mm, $w_1 = 1,8$ mm y $s_1 = s_2 = 0,3$ mm.	119
6.1. Esquema de acoplo propuesto para la estructura de filtrado. La línea discontinua representa el acoplo adicional introducido.	123
6.2. Distintas respuestas de la topología <i>modified – doublet</i> , $f_c = 1,47$ GHz, polos en 1,465GHz y 1,475GHz. Filtro 1: ceros de transmisión complejos sobre la banda de paso (situados en 1,5GHz, con parte real $\delta = 3$); Filtro 2: ceros de transmisión complejos centrados en la banda de paso (situados en 1,47GHz, con parte real $\delta = 3$); Filtro 3: ceros de transmisión reales (situados en 1,42GHz y 1,52GHz), respuesta pseudo-elíptica; Filtro 4: Respuesta Chebyshev. También se aportan las matrices de acoplo.	125
6.3. Características de varios filtros con ceros de transmisión en el plano complejo, centrados en la banda de paso del filtro, con sus correspondientes matrices de acoplo. El acoplo directo M_{S_L} se debe incrementar para reducir la parte real de los ceros complejos, y mejorar así la ecualización.	127
6.4. Layout del filtro <i>fully – canonical</i> de segundo orden propuesto.	128
6.5. Array transversal en $s = \pm j \cdot \infty$	129
6.6. Ejemplo de layout y resultado de la simulacion, necesarios para completar la Tabla 6.3.	130
6.7. Relación entre el elemento M_{S_L} (eje Y-derecho) y el parámetro S_{21} en función de la longitud l_c (eje Y-izquierdo), para tres posibles valores del gap d_g	132
6.8. Layout modificado para la obtención del elemento M_{S_1} teniendo en cuenta el término M_{S_L} . Dimensiones constantes: $s_1 = 0,3$ mm, $w_1 = 1,8$ mm, $l_c = 1,5$ mm, $l_1 = 21,5$ mm, $d_g = 0,3$ mm.	134
6.9. Resultados del filtro de segundo orden diseñado. Dimensiones <i>Filtro Final</i> según el layout mostrado en la Fig. 6.4: $s_1 = 0,3$ mm, $s_2 = 0,5$ mm, $w_1 = 1,8$ mm, $l_c = 1,5$ mm, $d_g = 0,3$ mm, $l_1 = 21,5$ mm, $l_t = 8,1$ mm, $l_r = 4,35$ mm, $l_2 = 6,6$ mm, $l_3 = 14,07$ mm.	135
6.10. Resultados del filtro de segundo orden diseñado. Dimensiones <i>Filtro Final</i> según el layout mostrado en la Fig. 6.4: $s_1 = 0,3$ mm, $s_2 = 0,3$ mm, $w_1 = 1,8$ mm, $l_c = 4,2$ mm, $d_g = 0,3$ mm, $l_1 = 21,5$ mm, $l_t = 8,1$ mm, $l_r = 3,95$ mm, $l_2 = 10,8$ mm, $l_3 = 9,1$ mm.	137

6.11. Parámetros S de un filtro transversal implementando dos ceros de transmisión bajo la banda de paso. La respuesta se ha obtenido con las dimensiones de la Fig. 6.10, excepto $l_c = 3,2$ mm y $l_r = 4,8$ mm.	138
6.12. Layout del filtro de banda rechazada de segundo orden propuesto.	139
6.13. Parámetros S de un filtro de banda rechazada, implementa el esquema de acoplo transversal mostrado en la Fig. 6.1. Dimensiones según la Fig. 6.12 son: $w_l = 0,3$ mm, $l_l = 8,6$ mm, $l_r = 3,7$ mm, $l_1 = 21,5$ mm, $l_2 = 10,8$ mm, $l_3 = 7,93$ mm y $l_4 = 4,3$ mm.	140
6.14. Parámetro de reflexión de un filtro de banda rechazada para distintos valores de w_c (mostrado en el interior de la figura). Resto de dimensiones se mantienen de la Fig. 6.13. Incrementando el acoplo directo M_{SL} , los ceros de reflexión se pueden acercar a la banda rechazada.	141
6.15. Implementación de un filtro paso banda con el esquema de acoplo de la Fig. 6.1, y dos ceros de transmisión en el plano complejo. Dimensiones según el layout de la Fig. 6.15(a): $d_g = 0,3$ mm, $s_1 = s_2 = 0,3$ mm, $w_l = 1,8$ mm, $l_c = 1,6$ mm, $l_1 = 21,5$ mm, $l_{l1} = l_{l2} = 8,3$ mm, $l_{r1} = 3,32$ mm y $l_{r2} = 26,85$ mm.	143
6.16. Distintos filtros con dos ceros de transmisión sobre la banda de paso. <i>Filtro 1</i> : dos ceros de transmisión complejos a la derecha de la banda de paso (situados en 1,485 GHz, con parte real $\delta = 2,2$); <i>Filtro 2</i> : dos ceros de transmisión complejos a la derecha de la banda de paso (situados en 1,485 GHz, con mayor parte real que el anterior $\delta = 3,2$, dimensiones en Fig. 6.15); <i>Filtro 3</i> : dos ceros de transmisión en el eje real, sobre la banda de paso (situados en 1,49 GHz y 1,53 GHz).	144
6.17. Estructura híbrida guíawonda-microstrip propuesta.	145
6.18. Respuesta de la estructura sin el resonador impreso ($L_r = 0$), variando la longitud de los puertos de entrada y salida (L_{in} y L_{out}) de 10mm a 14mm. La anchura de la cavidad es $a = b = 40$ mm. Las dimensiones se han establecido a $L_1 = L_2 = 3$ mm, y el valor de la permitividad relativa es $\epsilon_r = 2$. La separación entre los puertos de entrada y salida es de 5mm.	146
6.19. Componente x del campo eléctrico del modo TM_{111} en el interior de la cavidad, a la frecuencia de resonancia. La anchura de la guía tiene un valor de $a = b = 40$ mm, $L_1 = L_2 = 3$ mm. El valor de la permitividad relativa es de $\epsilon_r = 2$	146
6.20. Comparativa de parámetros de scattering.	148
6.21. Comparativa de parámetros de scattering para dos filtros protipo. a) Filtro paso banda mostrado en la Fig. 6.10 (ejemplo 2); b) Filtro de banda rechazada mostrado en la Fig. 6.13 (ejemplo 4).	149

6.22. Resultados medidos y simulados para el filtro paso banda con ceros de transmisión complejos, mostrado en la Fig. 6.15 (ejemplo 5).	150
6.23. Aspecto de los filtros prototipo fabricados.	151
6.24. Medidas y foto del filtro híbrido guiaonda-circuito impreso fabricado.	151
7.1. Esquemas de acoplo: (a) Triseccion sencilla. (b) Topología transversal de tercer orden. (c) y (d) esquemas alternativos de tercer orden combinando secciones transversal y en línea.	157
7.2. Esquema circuital de dos resonadores acoplados (particularizado para acoplo magnético), donde los resonadores $i = 1$ y $j = 2$ pueden tener frecuencias de resonancia distintas y diferente estructura.	158
7.3. Ejemplos de respuesta en frecuencia típica para dos resonadores síncronos acoplados, en frecuencia absoluta (a) y normalizada (b). Se adjuntan las matrices de acoplo. En ambos casos se toma una frecuencia central de 1,45GHz y un ancho de banda de 0,1GHz. Para <i>Filtro A</i> se tiene: $f_{p2} = 1,4252\text{GHz}$, $f_{p1} = 1,4752\text{GHz}$, $k = 0,0345$ y $M_{12} = 0,5$. Para <i>Filtro B</i> se tiene: $f_{p2} = 1,4\text{GHz}$, $f_{p1} = 1,5\text{GHz}$, $k = 0,0688$ y $M_{12} = 1$	159
7.4. Vista 3D del filtro propuesto compuesto por dos sustratos dieléctricos acoplados verticalmente.	162
7.5. Layout del filtro transversal microstrip, implementando el esquema de acoplo de la Fig. 7.1(a).	163
7.6. Respuesta de la simulación de onda completa y de la matriz de acoplo para el filtro de doble banda de la Fig. 7.5.	164
7.7. Layout de un filtro transversal de tercer orden con respuesta pseudo-elíptica. El signo de un resonador se cambia introduciendo un cortocircuito en su punto central.	165
7.8. Respuesta de la simulación de onda completa y de la matriz de acoplo para el filtro transversal paso banda de la Fig. 7.7.	166
7.9. Layout de un filtro transversal de tercer orden con respuesta pseudo-elíptica. El signo de un resonador se cambia operando en la segunda resonancia del resonador1.	167
7.10. Respuesta de la simulación de onda completa y de la matriz de acoplo para el filtro transversal paso banda de la Fig. 7.9.	168
7.11. Layout de un filtro planar de tercer orden, implementando el esquema de acoplo de la Fig. 7.1(c).	170

7.12. Respuesta de la simulación de onda completa y de la matriz de acoplo para el filtro paso banda con dos ceros de transmisión en el plano complejo de la Fig. 7.11.171	
7.13. Respuesta de retardo de grupo para los filtros C) y D).	172
7.14. Layout de un filtro planar de tercer orden, implementando el esquema de acoplo de la Fig. 7.1(d).	173
7.15. Respuesta de la simulación de onda completa y de la matriz de acoplo para el filtro de dos bandas de paso de la Fig. 7.14.	174
7.16. Filtro <i>fully – canonical</i> : esquema de acoplo y layout que lo implementa.	176
7.17. Respuesta de la simulación de onda completa y de la matriz de acoplo para el filtro <i>fully – canonical</i> de dos bandas de paso de la Fig. 7.16.	177
7.18. Comparativa de parámetros de scattering para dos filtros prototipo transversales de tercer orden. a) Filtro con dos bandas de paso mostrado en la Fig. 7.5 (ejemplo A); b) Filtro pseudo-elíptico mostrado en la Fig. 7.9 (ejemplo C).	178
7.19. Fotos de los filtros prototipo transversales fabricados. a) Filtro con dos bandas de paso (ejemplo A); b) Filtro pseudo-elíptico (ejemplo C).	179
7.20. Comparativa de parámetros de scattering para filtros prototipo planares. a) Filtro con dos ceros de transmisión complejos (Fig. 7.11, <i>ejemplo D</i>). b) Filtros con dos banda de paso (Fig. 7.14, <i>ejemplo E</i>).	179
7.21. Fotos de los filtros planares de tercer orden fabricados: Ejemplo D (izquierda) y ejemplo E (derecha).	180
7.22. Filtro de tercer orden <i>fully – canonical</i> fabricado, correspondiente al <i>ejemplo F</i> presentado y que implementa tres ceros de transmisión.	180
A.1. Ejemplos de esquemas de acoplos comunes para filtros con resonadores: (a) En línea, (b) cuádruplet, (c) triplet, (d) <i>foldedform</i> , caso par, (e) <i>foldedform</i> , caso impar, (f) <i>cul – de – sac</i>	191
A.2. Relación entre los elementos de la matriz $N \times N$ y los acoplos de una red <i>folded – form</i> . Ejemplo de orden 7, extensible de forma directa a todos los esquemas de la Fig. A.1.	194
A.3. Esquemas de acoplo alternativos.	195
B.1. Fases de los ceros de $S_{21}(s)$	199
B.2. Fases de los ceros de $S_{11}(s)$ y $S_{22}(s)$	200

Índice de tablas

3.1. Matriz transversal $N + 2$	52
3.2. Cambios entre parámetros de filtro paso banda y banda rechazada	57
3.3. Resumen del proceso de reducción de una matriz 7×7 a la forma <i>folded</i> – <i>canonical</i>	69
3.4. Resumen del proceso de reducción de una matriz 6×6 a la forma <i>folded</i> – <i>canonical</i>	70
3.5. Coordenadas de los pivotes que reducen la matriz de acoplo <i>folded</i> – <i>canonical</i> a la forma <i>cul</i> – <i>de</i> – <i>sac</i>	72
5.1. Matriz de acoplo $N + 2$ de un filtro transversal de segundo orden.	102
5.2. Matriz de acoplo del i –ésimo resonador aislado ($i = 1, 2$).	103
5.3. Matriz de acoplo de resonador i –ésimo aislado ($i = 1, 2$) y sus parámetros principales	107
5.4. Estudio paramétrico del nivel de acoplo para un resonador con una longitud de $\lambda/2$	110
5.5. Matriz de acoplo del resonador i –ésimo aislado ($i = 1, 2$) y sus parámetros principales	113
5.6. Estudio paramétrico del nivel de acoplo para un resonador basado en una línea cortocircuitada en forma de T y longitud $\lambda/4$	114
6.1. Máxima variación del retardo de grupo dentro de la banda de paso para las respuestas mostradas en la Fig. 6.2.	126
6.2. Máxima variación del retardo de grupo dentro de la banda de paso para las respuestas mostradas en la Fig. 6.3.	127

6.3. Estudio paramétrico del nivel de acoplo fuente-carga para distintos valores de l_c y d_g , según la estructura mostrada en Fig. 6.4	131
6.4. Matriz de acoplo de resonador i -ésimo aislado ($i = 1, 2$) y sus parámetros principales	133
6.5. Análisis del nivel de acoplo del resonador de media longitud de onda, al variar el parámetro l_i , teniendo en cuenta que $M_{SL} = -0,0494$	134
6.6. Matriz de acoplo de resonador i -ésimo aislado ($i = 1, 2$) y sus parámetros principales	136
6.7. Análisis del nivel de acoplo del resonador de media longitud de onda, al variar el parámetro l_i , teniendo en cuenta que $M_{SL} = -0,1060$	136
6.8. Parámetro l_c para los filtros mostrados en la Fig. 6.16; junto con la máxima variación del retardo de grupo dentro de la banda de paso.	142
6.9. Dimensiones del filtro híbrido diseñado, cuya estructura se muestra en la Fig. 6.17(a) y la Fig. 6.17(b).	148
7.1. Dimensiones del filtro de doble banda diseñado.	163
7.2. Dimensiones del filtro pseudo-elíptico diseñado.	166
7.3. Dimensiones del filtro pseudo-elíptico diseñado mostrado en Fig. 7.9.	168
7.4. Dimensiones del filtro de tercer orden diseñado y mostrado en Fig. 7.11.	171
7.5. Dimensiones del filtro de tercer orden diseñado y mostrado en Fig. 7.14.	174
7.6. Dimensiones del filtro <i>fully – canonical</i> de tercer orden diseñado y mostrado en Fig. 7.16.	176