



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA

— **TELECOM** ESCUELA  
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR  
DE INGENIERÍA DE  
TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería de  
Telecomunicación

Filtros de Banda Ancha Simple y Banda Dual con Acoplos  
Resonantes en Tecnología Microstrip

Trabajo Fin de Grado

Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de  
Telecomunicación

AUTOR/A: García Martínez, Carolina

Tutor/a: Cogollos Borrás, Santiago

Cotutor/a: Boria Esbert, Vicente Enrique

CURSO ACADÉMICO: 2023/2024



## Resumen

El presente Trabajo de Fin de Grado tiene como objetivo proponer, diseñar, simular electromagnéticamente y construir un prototipo funcional para validar nuevas topologías de filtros paso-banda implementados en tecnología planar microstrip. Estas propuestas están enfocadas en la reducción significativa de su tamaño respecto a soluciones clásicas. El estudio se basa en la utilización de resonadores con doble función, que actúan tanto como resonadores propiamente dichos y como elementos de acople entre líneas de transmisión, las cuales también operan como resonadores.

Una de las principales innovaciones en el diseño de filtros es la miniaturización y la mejora de la respuesta fuera de banda. En este contexto, se han propuesto y evaluado topologías con este doble objetivo: reducir tamaño de la huella del filtro, y mejorar su selectividad fuera de banda respecto a las soluciones conocidas.

El proyecto se centrará en el diseño de filtros de banda ancha, los cuales presentan mayores desafíos en su desarrollo. Adicionalmente, con la misma topología, se diseñará un filtro de banda dual, logrando dos bandas de transmisión simultáneas, una de orden  $N$  y otra de orden  $N + 1$ . Una banda utilizará las  $N$  líneas que forman el filtro como resonadores y los  $N + 1$  resonadores casi-concentrados como acoplos, mientras que en la otra banda se intercambiarán los roles.

Resaltar finalmente la publicación (y próxima presentación oral) de un artículo en un congreso internacional (organizado por el IEEE, Institute of Electrical and Electronics Engineers), basado en los resultados de este trabajo fin de grado.

## Resum

El present Treball de Fi de Grau té com a objectiu proposar, dissenyar, simular electromagnèticament i construir un prototip funcional per a validar noves topologies de filtres passa-banda implementats en tecnologia planar microstrip. Estes propostes estan enfocades en la reducció significativa de la seua grandària respecte a solucions clàssiques. L'estudi es basa en la utilització de ressonadors amb doble funció, que actuen tant com ressonadors pròpiament dits i com a elements d'acoblament entre línies de transmissió, les quals també operen com a ressonadors.

Una de les principals innovacions en el disseny de filtres és la miniaturització i la millora de la resposta fora de banda. En este context, s'han proposat i avaluat topologies amb este doble objectiu: reduir grandària de la petjada del filtre i millorar la seua selectivitat fora de banda respecte a les solucions conegudes.

El projecte se centrarà en el disseny de filtres de banda ampla, els quals presenten majors desafiaments en el seu desenvolupament. Adicionalment, es dissenyarà un filtre de banda dual, aconseguint dos bandes de transmissió simultànies, una d'orde  $N$  i una altra d'orde  $N + 1$ . Una banda utilitzarà les  $N$  línies que formen el filtre com a ressonadors i els  $N + 1$  ressonadors quasi-concentrats com acoblaments, mentres que en l'altra banda s'intercanviaran els rols.

Ressaltar finalment la publicació (i pròxima presentació oral) d'un article en un congrés internacional (organitzat per el IEEE, Institute of Electrical and Electronics Engineers), basat en els resultats d'este treball fi de grau.

---

## Abstract

The aim of this Final Degree Project is to propose, design, electromagnetically simulate and fabricate a new functional prototype to validate new topologies of bandpass filters implemented in planar microstrip technology. These proposals are focused on the significant reduction of their size with respect to classical solutions. The study is based on the use of dual-function resonators, which act both as resonators themselves and as coupling elements between transmission lines, which also operate as resonators.

One of the main innovations in filter design is miniaturisation and improvement of the out-of-band response. In this context, topologies have been proposed and evaluated with this double objective: reduce the size of the filter footprint and improve its out-of-band selectivity with respect to the known topologies.

The project will focus on the design of broadband filters, which present greater challenges in their development. Additionally, a dual-band filter will be designed, achieving two simultaneous transmission bands, one of order  $N$  and one of order  $N + 1$ . One band will use the  $N$  lines forming the filter as resonators and the  $N + 1$  quasi-lumped resonator as couplings, while in the other band they will exchange their roles.

Finally, it is worth highlighting the publication (and forthcoming oral presentation) of an article at an international congress (organised by the IEEE, Institute of Electrical and Electronics Engineers), based on the results of this final degree project.

## RESUMEN EJECUTIVO

La memoria del TFG del GTIST debe desarrollar en el texto los siguientes conceptos, debidamente justificados y discutidos, centrados en el ámbito de la IT

CONCEPT (ABET)	CONCEPTO (traducción)	¿Cumple? (S/N)	¿Dónde? (páginas)
1. IDENTIFY:	1. IDENTIFICAR:		
1.1. Problem statement and opportunity	1.1. Planteamiento del problema y oportunidad	S	3-4
1.2. Constraints (standards, codes, needs, requirements & specifications)	1.2. Toma en consideración de los condicionantes (normas técnicas y regulación, necesidades, requisitos y especificaciones)	S	7-7, 60-60 69-69
1.3. Setting of goals	1.3. Establecimiento de objetivos	S	4-5
2. FORMULATE:	2. FORMULAR:		
2.1. Creative solution generation (analysis)	2.1. Generación de soluciones creativas (análisis)	S	23-25, 49-49, 55-55 59-59
2.2. Evaluation of multiple solutions and decision-making (synthesis)	2.2. Evaluación de múltiples soluciones y toma de decisiones (síntesis)	S	26-45, 49-52, 55-58 60-67
3. SOLVE:	3. RESOLVER:		
3.1. Fulfilment of goals	3.1. Evaluación del cumplimiento de objetivos	S	79-79
3.2. Overall impact and significance (contributions and practical recommendations)	3.2. Evaluación del impacto global y alcance (contribuciones y recomendaciones prácticas)	S	80-80

*A mis padres y a mi hermana, por quererme, cuidarme y estar a mi lado incondicionalmente.  
Gracias por ser mi mayor apoyo.*

*A mi familia, pareja y amigos. Me hacéis ser mejor persona cada día.*

*A mis tutores y a las personas que me han brindado su ayuda y consejos a lo largo de estos  
meses.*

# Índice general

## I Memoria

<b>1. Introducción</b>	<b>3</b>
1.1. Estado del Arte . . . . .	3
1.2. Objetivos . . . . .	4
1.3. Metodología . . . . .	4
<b>2. Filtro de Chebyshev</b>	<b>7</b>
2.1. Modelo Circuitual . . . . .	7
2.1.1. Modelo de elementos concentrados . . . . .	8
<b>3. Filtro implementado con Líneas Acopladas</b>	<b>13</b>
3.1. Teoría básica de la solución con líneas acopladas . . . . .	13
3.2. Simulación electromagnética . . . . .	20
<b>4. Filtro implementado con Acoplos Resonantes</b>	<b>23</b>
4.1. Prototipo distribuido . . . . .	23
4.2. Diseño en AWR . . . . .	26
4.2.1. Diseño del filtro paso-banda con elementos distribuidos . . . . .	26
4.2.2. Diseño de los acoplos resonantes . . . . .	26
4.2.3. Diseño del meandro . . . . .	31
4.2.4. Resultados simulación circuitual en AWR . . . . .	33
4.3. Simulación electromagnética . . . . .	35
4.3.1. Definición del sustrato . . . . .	35
4.3.2. Consideraciones durante el proceso de simulación electromagnética . . . . .	36
4.3.3. Creación de vías . . . . .	36
4.3.4. Procedimiento y resultados de la simulación electromagnética . . . . .	37
4.4. Validación electromagnética en CST . . . . .	40
4.4.1. Procedimiento en CST . . . . .	41
4.4.2. Aggressive Space Mapping . . . . .	42
4.4.3. Resultados de la validación electromagnética . . . . .	44
<b>5. Mejora mecánica: TAPER</b>	<b>49</b>
5.1. Resultados de la simulación y optimización EM . . . . .	49
5.2. Análisis de rendimiento (yield analysis) . . . . .	50
5.2.1. Evaluación de resultados del análisis de rendimiento (yield) . . . . .	52
<b>6. Filtro implementado con condensador interdigital</b>	<b>55</b>

<b>7. Filtro de banda dual</b>	<b>59</b>
7.1. Especificaciones del filtro . . . . .	60
7.2. Diseño del filtro de banda dual . . . . .	60
<b>8. Prototipo fabricado</b>	<b>69</b>
8.1. Filtro de Líneas Acopladas . . . . .	70
8.2. Filtro con Acoplos Resonantes . . . . .	73
8.3. Comparativa y análisis de resultados . . . . .	76
<b>9. Conclusiones</b>	<b>79</b>
9.1. Conclusiones . . . . .	79
9.2. Líneas futuras . . . . .	80
9.3. Objetivos de Desarrollo Sostenible (ODS) . . . . .	80
<b>Bibliografía</b>	<b>81</b>
<b>II Anexos</b>	
<b>A. Publicaciones</b>	<b>85</b>





# Listado de siglas empleadas

**ASM** Aggressive Space Mapping.

**AWR** Applied Wave Research.

**CPI** Ciudad Politécnica de la Innovación.

**CST** Computer Simulation Technology.

**EM** Electromagnético.

**FBW** Ancho de Banda Fraccional (Fractional Bandwidth).

**ODS** Objetivos de Desarrollo Sostenible.

**SIR** Stepped Impedance Resonators.

**TFG** Trabajo Fin de Grado.

**UPV** Universidad Politécnica de Valencia.

**VNA** Analizador de Redes Vectorial (Vector Network Analyzer).

**VSC** Valencia Space Consortium.

**Parte I**

**Memoria**



# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Estado del Arte

El estudio de las microondas, que comprenden las frecuencias en el rango de 300 MHz a 30 GHz, tiene sus raíces en los principios fundamentales del electromagnetismo formulados en 1873 por James Clerk Maxwell, quien demostró que la luz es una manifestación de las ondas electromagnéticas. Posteriormente, Heinrich Hertz validó experimentalmente la teoría de Maxwell entre 1887 y 1891. A partir de estos descubrimientos, el campo de la teoría de microondas se desarrolló como una subdisciplina específica del electromagnetismo.

El desarrollo tecnológico en el ámbito de las microondas se aceleró significativamente durante la Segunda Guerra Mundial con el desarrollo del radar. La creación del radar marcó el primer gran uso práctico de las microondas, y estableció las bases para futuras aplicaciones en diversos campos. Una vez finalizada la guerra, comenzó la carrera espacial que trajo consigo grandes avances tecnológicos en el área de las microondas y otras tecnologías relacionadas. Según se detalla en [1], el Laboratorio de Radiación del MIT (Massachusetts Institute of Technology) jugó un papel crucial en el desarrollo de la teoría de redes de microondas y el diseño de los primeros componentes. Este laboratorio no solo contribuyó al perfeccionamiento del radar durante la guerra, sino que también estableció fundamentos teóricos que han sido esenciales para el avance continuo de la tecnología de microondas, influyendo en campos como las comunicaciones, la medicina y la astronomía.

Un componente esencial en estos sistemas son los filtros de microondas. Los filtros de microondas son elementos pasivos que desempeñan un papel crucial en la selección de frecuencias específicas dentro del espectro electromagnético. Por ello, están presentes en todos los sistemas de comunicaciones como los sistemas de radar, instalación de televisiones por satélite y otros enlaces de microondas. Los filtros paso-banda son particularmente importantes porque permiten que sólo las señales dentro de una banda de frecuencia específica se transmitan, eliminando así las interferencias fuera de banda.

Entre las principales tecnologías utilizadas para fabricar estos filtros se encuentran la tecnología planar microstrip, la coaxial y la basada en guías de onda. Cada una de estas tecnologías ofrece ventajas específicas. Los filtros coaxiales destacan por su capacidad de sintonización en frecuencia y banda estrecha, mientras que los filtros en guía de onda son útiles por sus bajas pérdidas y alta selectividad, siendo ideales para aplicaciones espaciales donde se requiere alta potencia.

Concretamente la tecnología planar microstrip, consiste en un conductor separado del plano de

masa por un sustrato dieléctrico. Esta tecnología permite diseñar componentes de microondas de manera compacta y económica. Por el contrario, pese a ser soluciones óptimas en cuanto a dimensiones y coste, estos filtros no soportan potencias muy elevadas, por lo que se suelen usar en la parte receptora de un sistema de comunicaciones.

En el futuro, se espera que la tecnología de microondas y el diseño de filtros continúen evolucionando para soportar la creciente demanda de ancho de banda y velocidad en las comunicaciones, buscando además miniaturizar los componentes para conseguir dispositivos cada vez más ligeros y compactos. Los filtros de microondas, en particular, están siendo diseñados con materiales avanzados y técnicas de fabricación precisas, para mejorar su selectividad y reducir la pérdida de señal, lo que es crucial para aplicaciones en bandas de frecuencia cada vez más altas.

### 1.2. Objetivos

El principal objetivo de este proyecto es conseguir topologías de filtros paso-banda en tecnología planar microstrip cuyas dimensiones sean inferiores a las soluciones clásicas, como la solución con líneas acopladas, que presentan diseños inherentemente largos. Además, se pretende eliminar, o en su defecto disminuir, las réplicas fuera de banda que aparecen al emplear líneas de transmisión cuya respuesta es periódica en frecuencia.

Adicionalmente, las estructuras diseñadas tienen como objetivo demostrar la posibilidad de crear filtros de banda dual, es decir, filtros que funcionen en dos bandas de manera simultánea. Para una de las bandas de transmisión, las líneas que forman parte del filtro actuarán como resonadores, mientras que el conjunto de  $N + 1$  resonadores, que conectan las líneas, funcionará como acoplamientos en una frecuencia no resonante. En la otra banda de transmisión, los roles se invertirán: los resonadores de elementos casi-concentrados funcionarán como circuitos resonantes y las líneas como acoplamientos. De esta manera, se obtendrán dos bandas de transmisión: una de orden  $N$  y otra de orden  $N + 1$ .

### 1.3. Metodología

El trabajo se ha desarrollado siguiendo una estructura organizada en capítulos para presentar las topologías estudiadas, los procedimientos de análisis y diseño llevados a cabo y los resultados obtenidos. Para garantizar que el trabajo discurría correctamente, se ha mantenido un seguimiento constante mediante reuniones periódicas con los tutores, en las cuales se revisaron los avances, se discutieron los desafíos encontrados y se ajustaron las estrategias según fue necesario. Estas reuniones fueron cruciales para garantizar el buen desarrollo del proyecto, permitiendo una toma de decisiones informada en cada etapa del trabajo fin de grado (TFG).

Las herramientas utilizadas durante el desarrollo del proyecto incluyeron el software AWR para el diseño y simulación circuital. Para llevar a cabo las simulaciones electromagnéticas se ha empleado en AWR el simulador AXIEM. Finalmente se ha utilizado SolidWorks para definir las diferentes capas de los filtros y dibujar los planos. Por último, para la validación de las simulaciones realizadas se ha empleado el programa CST Studio Suite. Éste es un software de análisis electromagnético 3D de propósito general, diseñado para la creación, evaluación y optimización de componentes y sistemas electromagnéticos.

En el primer capítulo, se ha establecido un contexto teórico sobre el campo de las microondas y en concreto sobre los filtros diseñados con tecnología planar microstrip. Esta revisión permitió

identificar las técnicas más avanzadas y los desafíos actuales en el diseño de estos dispositivos, con un enfoque particular en la miniaturización y la optimización de la respuesta fuera de banda. Se han definido los objetivos del proyecto, permitiendo así al lector tener presente la finalidad del mismo.

En el segundo capítulo, se establecen los conceptos teóricos básicos a partir de los cuales se desarrolla el proyecto. Éstos consisten en el desarrollo del modelo teórico circuital del filtro de Chebyshev y su posterior implementación en AWR a partir del diseño circuital, ajustando parámetros clave para alcanzar las especificaciones requeridas.

A partir del tercer capítulo hasta el séptimo inclusive, se exponen cada una de las topologías propuestas para el diseño de filtros de banda ancha. Al principio del tercer capítulo, se presenta la solución convencional de líneas acopladas con la que se compararán el resto de soluciones.

En el cuarto capítulo se partirá del prototipo distribuido del filtro a diseñar. Se establece el procedimiento seguido para el diseño de los resonadores paralelo empleando elementos casi-concentrados, estructura que será común a todas las topologías propuestas. Además, se abordará el diseño del resonador serie como una línea de transmisión en meandro. Se incluirá el análisis circuital en AWR, así como su análisis electromagnético. Para asegurar la validez de los diseños optimizados, se realiza también una validación final mediante el simulador electromagnético CST. Esta validación permitirá comparar los resultados obtenidos con las simulaciones anteriores, y aplicar técnicas de optimización avanzadas como Aggressive Space Mapping (ASM) para ajustar cualquier discrepancia, garantizando así que el comportamiento del filtro cumpla con las especificaciones de diseño.

En el quinto capítulo, se propondrá una mejora de fabricación respecto a la topología del filtro paso-banda del capítulo cuatro, donde se expondrá cómo diseñar de manera menos abrupta la transición de los diferentes elementos distribuidos que componen el filtro. Este elemento de transición, llamado *taper*, se incorporará entre la unión de los resonadores en paralelo laterales con las líneas en meandro. En este capítulo se realizará un análisis de tolerancias para justificar el uso de esta transición.

En el sexto capítulo, se presentará una nueva topología donde se diseñarán los resonadores serie del prototipo paso-banda con elementos concentrados, empleando líneas de transmisión de alta impedancia y condensadores interdigitales.

En el séptimo capítulo, se abordará el último diseño que pretende abarcar este proyecto, que es la propuesta de un filtro de banda dual. En este capítulo se abordarán las diferentes etapas del diseño circuital hasta conseguir dos bandas de funcionamiento del filtro, a la frecuencia central y al doble de la misma.

En el octavo capítulo, se recoge el proceso de fabricación de la topología con acoplos resonantes y línea en meandro, y del filtro de líneas acopladas a partir de ciertas especificaciones de diseño. En este capítulo se evaluarán los resultados obtenidos al medir el prototipo fabricado, y se comparará con las simulaciones electromagnéticas obtenidas.

El último capítulo recoge las conclusiones finales y análisis del proyecto. Se propondrán también las líneas futuras de trabajo, y se especificarán los objetivos de desarrollo sostenible (ODS) con los que este proyecto está alineado. Finalmente, el anexo 1 recoge los datos de una primera publicación en congreso internacional, basada en parte de los resultados del presente trabajo fin de grado.





## Capítulo 2

# Filtro de Chebyshev

### 2.1. Modelo Circuital

En esta primera sección se va a desarrollar paso a paso la obtención del modelo circuital de un filtro paso-banda. Se abordarán las diferentes etapas de diseño, desde las especificaciones y el primer modelo paso-bajo de elementos concentrados, hasta la última estructura común a todas las topologías que se van a presentar en este proyecto, siendo ésta el prototipo paso-banda con elementos concentrados y distribuidos.

En primer lugar, se ha de diseñar el prototipo paso-bajo normalizado con elementos concentrados a partir de las especificaciones de un filtro de Chebyshev para aplicar el método de diseño de las pérdidas de inserción, obtener el modelo de elementos concentrados desnormalizado. A continuación, aplicando las transformaciones en frecuencia necesarias se llegará al filtro paso-banda con elementos concentrados; a partir del cual en los capítulos 4, 5 y 6 se desarrollarán algunas de las topologías propuestas en este trabajo.

A lo largo de todo el proceso de síntesis de las nuevas estructuras propuestas, se han de cumplir las especificaciones de diseño del filtro que se exponen a continuación:

- Orden del filtro  $N = 5$
- Frecuencia central  $f_0 = 2,5$  GHz
- Ancho de banda fraccional  $FBW = 30\%$
- Pérdidas de retorno mínimas  $RL_{\min} = 20$  dB

A partir de estas especificaciones podemos determinar los valores de las frecuencias superior e inferior de la banda de paso del filtro,  $f_1$  y  $f_2$ , definiendo así la banda de paso del mismo. Resolviendo el siguiente sistema de ecuaciones se obtienen fácilmente los valores de dichas frecuencias.

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \quad (2.1a)$$

$$BW = f_2 - f_1 \quad (2.1b)$$

De dichas ecuaciones obtenemos la banda de paso del filtro deseado, que queda comprendida entre las frecuencias  $f_1 = 2,153$  GHz y  $f_2 = 2,903$  GHz.

$g_0$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$
1,0	0,9732	1,3723	1,8032	1,3723	0,9732	1,0

**Tabla 2.1:** Valores de los elementos concentrados del prototipo paso-bajo.

### 2.1.1. Modelo de elementos concentrados

Para determinar los valores de los elementos concentrados del prototipo paso-bajo en escalera, se necesita el valor en unidades logarítmicas de las pérdidas de retorno mínimas en la banda de paso,  $RL_{\min}$ , y el orden del filtro,  $N$ . Conocidos estos valores podemos calcular los parámetros auxiliares, a partir de (2.2), que permitirán posteriormente obtener los valores deseados de  $g_i$ .

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{\frac{10}{RL}} - 1}} \quad (2.2a)$$

$$s = \sqrt{1 + \varepsilon^2} \quad (2.2b)$$

$$\beta = \ln \frac{s + 1}{s - 1} \quad (2.2c)$$

$$\gamma = \sinh \left( \frac{\beta}{2N} \right) \quad (2.2d)$$

$$a_k = \sin \frac{(2k - 1)\pi}{2N} \quad k = 1, \dots, N \quad (2.2e)$$

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2 \left( \frac{k\pi}{N} \right) \quad k = 1, \dots, N \quad (2.2f)$$

A partir de estos parámetros auxiliares se pueden obtener los valores de los elementos concentrados del prototipo paso-bajo en escalera,  $g_i$ . Las expresiones de dichos valores son:

$$g_0 = 1 \quad (2.3a)$$

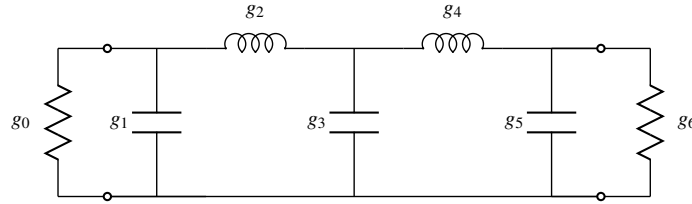
$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} \quad (2.3b)$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}} \quad (2.3c)$$

$$g_{N+1} = \begin{cases} 1, & N \text{ impar} \\ (\varepsilon + s)^2, & N \text{ par} \end{cases} \quad (2.3d)$$

Una vez realizado el cálculo de los valores de los elementos concentrados del prototipo paso-bajo,  $g_i$ , el resultado obtenido son los valores mostrados en la Tabla 2.1, donde se puede observar que, por ser un filtro de orden impar, el primer y último valor son uno. Además, por ser los filtros diseñados redes simétricas, podemos definir en este caso  $g_1$  y  $g_5$  con igual valor, así como  $g_2$  y  $g_4$ .

En la Fig. 2.1, se muestra el prototipo paso-bajo normalizado del filtro. Es importante notar que se ha seleccionado la configuración que inicia con un condensador en paralelo. Esta elección se basa en el hecho de que al tener un número impar de elementos, habrá más componentes en paralelo



**Figura 2.1:** Prototipo paso-bajo normalizado.

$R_S \Omega$	$C_1$ (F)	$L_2$ (H)	$C_3$ (F)	$L_4$ (H)	$C_5$ (F)	$R_L \Omega$
50	0,0195	68,6138	0,0361	68,6138	0,0195	50

**Tabla 2.2:** Valores desnormalizados de los elementos concentrados del prototipo paso-bajo.

que en serie. Este diseño facilita la implementación de los condensadores cuando se diseñen como líneas de baja impedancia en el sustrato, las cuales son más anchas y simplifican el proceso de fabricación.

El siguiente paso en el desarrollo del filtro consiste en desnormalizar los valores de  $g_i$  obtenidos. Como el objetivo es implementar el filtro con líneas microstrip, se tomará como  $Z_0$  un valor estándar, en este caso se elegirá  $Z_0 = 50 \Omega$ .

Para desnormalizar los valores de los diferentes elementos del circuito se empleará (2.4). Los valores desnormalizados se recogen en la Tabla 2.2, mientras que el filtro paso-bajo desnormalizado se muestra en la Fig. 2.2.

$$R_i = g_i Z_0 \quad (2.4a)$$

$$C_i = \frac{g_i}{Z_0} \quad (2.4b)$$

$$L_i = g_i Z_0 \quad (2.4c)$$

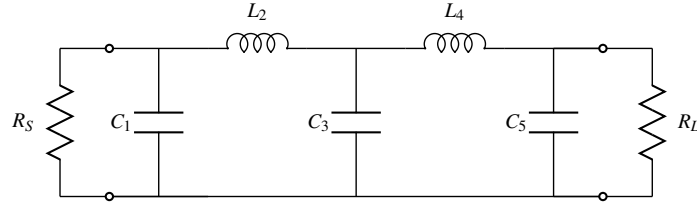
Finalmente, es necesario obtener el modelo de elementos concentrados del filtro paso-banda. Para ello, es necesario realizar una transformación en frecuencia a los elementos del prototipo paso-bajo desnormalizado que se tiene en este punto del proceso.

La transformación en frecuencia paso-banda viene dada por la siguiente ecuación (2.5):

$$\Omega = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \frac{1}{\Delta\omega} \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega} \quad (2.5)$$

donde la pulsación central es  $\omega_0$  y se obtiene como  $\omega_0 = \sqrt{\omega_{p1}\omega_{p2}}$ , siendo  $\omega_{p1}$  y  $\omega_{p2}$  los límites inferior y superior respectivamente de la banda de paso del filtro. Además,  $\Delta\omega = 2\pi BW$ .

Los únicos elementos sobre los que hay que aplicar la transformación en frecuencia son las bobinas y condensadores, puesto que la respuesta de las resistencias es independiente de la frecuencia. Así



**Figura 2.2:** Prototipo paso-bajo desnormalizado.

pues, las resistencias de fuente (source) y de carga (load),  $R_S$  y  $R_L$  respectivamente, conservaran su valor de  $50 \Omega$ .

Aplicando la expresión de la transformación en frecuencia, ecuación (2.5), para el condensador y trabajando con admitancias, puesto que este se encuentra en paralelo, se obtienen (2.6) donde el ancho de banda relativo se define como  $\Delta = \frac{\omega_{p2} - \omega_{p1}}{\omega_0}$

$$Y_C = j \frac{1}{\Delta} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) C = j\omega \frac{C}{\Delta\omega_0} - j\omega_0 \frac{C}{\Delta\omega} \quad (2.6a)$$

$$= j\omega \frac{C}{\Delta\omega_0} + \frac{\omega_0 C}{j\omega\Delta} = j\omega C' + \frac{1}{j\omega L'} \quad (2.6b)$$

Observando el resultado de la transformación, se puede concluir que los condensadores en paralelo del prototipo paso-bajo se convierten en circuitos resonantes paralelos, formados por un condensador y una bobina cuyos valores son los definidos en (2.7).

$$C' = \frac{C}{\Delta\omega_0} \quad (2.7a)$$

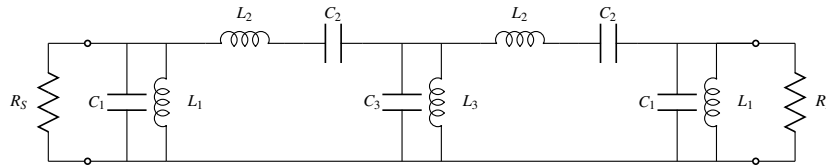
$$L' = \frac{\Delta}{\omega_0 C} \quad (2.7b)$$

Análogamente, para la bobina en serie del prototipo paso-bajo, aplicando la transformación queda:

$$Z_L = j \frac{1}{\Delta} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) L = j\omega \frac{L}{\Delta\omega_0} - j\omega_0 \frac{L}{\Delta\omega} \quad (2.8a)$$

$$= j\omega L' + \frac{\omega_0 L}{j\omega\Delta} = j\omega L' + \frac{1}{j\omega C'} \quad (2.8b)$$

De (2.8), se deduce que las bobinas en serie pasan a ser un circuito resonante serie, formado por



**Figura 2.3:** Modelo del filtro paso-banda con elementos concentrados.

$C_1$ (pF)	$L_1$ (nH)	$C_2$ (pF)	$L_2$ (nH)	$C_3$ (pF)	$L_3$ (nH)
4,1304	0,9812	0,2784	14,56	7,6529	0,5296

**Tabla 2.3:** Valores de los elementos concentrados del prototipo paso-banda.

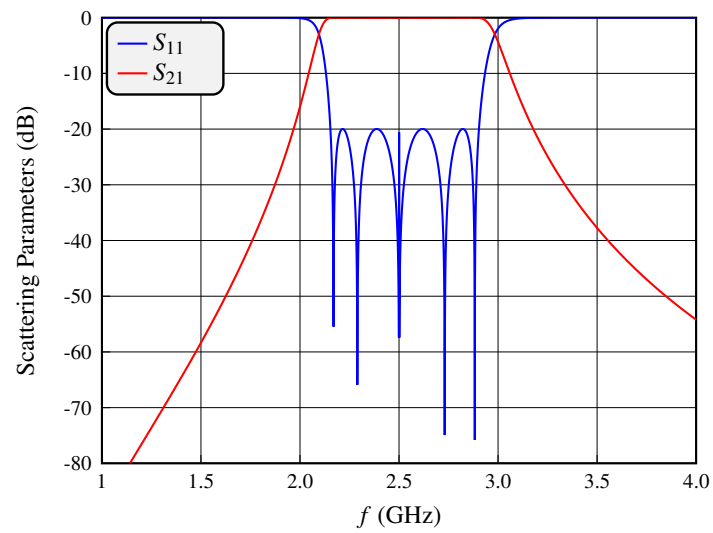
un condensador y una bobina cuyos valores se obtienen de (2.9).

$$C' = \frac{\Delta}{\omega_0 L} \quad (2.9a)$$

$$L' = \frac{L}{\Delta\omega_0} \quad (2.9b)$$

Atendiendo a la simetría que presenta el filtro se ha podido simplificar el número de variables. Así pues, el modelo final del filtro paso-banda, una vez aplicada la transformación en frecuencia, es el de la Fig. 2.3. Aplicando (2.7) y (2.9), los valores resultantes para las bobinas y condensadores son los recogidos en la Tabla 2.3.

Al simular el filtro con elementos concentrados de la Fig. 2.3 en el software AWR (Microwave Office), con el que se va a trabajar a lo largo de todo el proyecto, se obtiene la respuesta que se muestra en la Fig. 2.4. Como se puede observar en la gráfica se cumplen con las especificaciones de ancho de banda y las pérdidas de retorno. Además, se pueden observar claramente los cinco ceros de reflexión en la banda de paso del filtro. Cabe mencionar que, a lo largo de las futuras implementaciones, se buscará en todo momento igualar lo máximo posible la respuesta obtenida con esta respuesta objetivo.



**Figura 2.4:** Respuesta del filtro paso-banda con elementos concentrados.

## Capítulo 3

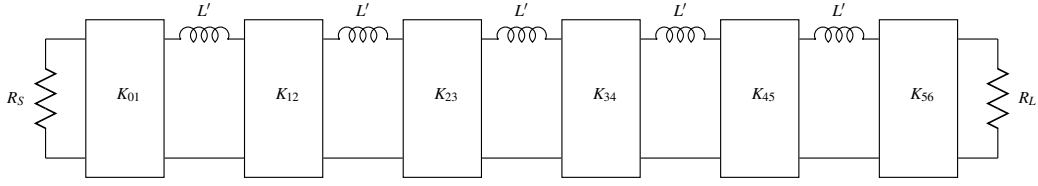
# Filtro implementado con Líneas Acopladas

### 3.1. Teoría básica de la solución con líneas acopladas

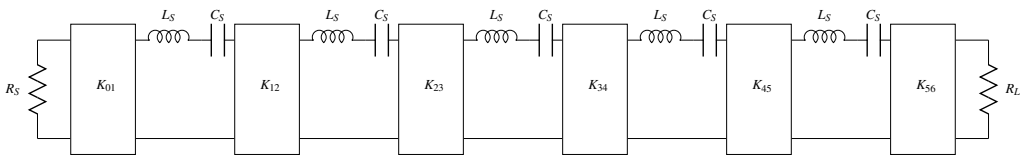
Existen diversas topologías de filtros paso-banda, siendo el filtro de líneas acopladas uno de los más comunes. Este filtro es ampliamente utilizado debido a su diseño metódico, el cual implica identificar los inversores y tramos de línea, resultantes de la transformación en frecuencia del prototipo paso-bajo de Chebyshev, como tramos de líneas acopladas. Para desarrollar esta solución de líneas acopladas, se parte del prototipo paso-bajo de Chebyshev, que se muestra en la Fig. 2.2.

Puesto que el filtro con líneas acopladas parte del modelo circuital que utiliza inversores, inicialmente, se debe optar por uno de los dos modelos circuitales disponibles basados en inversores. El filtro puede ser diseñado de modo que la red resultante utilice únicamente inversores de impedancia ( $K$ ) y bobinas en serie, o bien inversores de admitancia ( $J$ ) y condensadores en paralelo. La finalidad principal del uso de inversores intercalados es brindar flexibilidad a la red. Es crucial destacar que para lograr un filtro de orden  $N$  en la transformación, se necesitará disponer de  $N + 1$  inversores.

En este contexto, se asumirá que todos los elementos concentrados del prototipo paso-bajo serán o bien bobinas o bien condensadores. Además, para facilitar el proceso de diseño, se seleccionarán todas las bobinas -o condensadores- del mismo valor, de manera que todos los circuitos resonantes serie en el caso de la bobina -o resonantes paralelo en el caso del condensador- sean iguales tras la transformación en frecuencia. En este capítulo se ha optado por desarrollar la teoría para la configuración con bobinas, luego al escoger el mismo valor para todos los elementos inductivos del filtro se tiene  $L_1 = L_2 = \dots = L_N = L'$ . Así pues el prototipo paso-bajo con inversores para un filtro de orden cinco, quedaría como el de la Fig. 3.1. Los inversores vienen definidos por una constante de inversión, que se puede calcular a partir de (3.1).



**Figura 3.1:** Prototipo paso-bajo con inversores de impedancia y bobinas serie.



**Figura 3.2:** Filtro paso-banda con inversores de impedancia y resonadores serie.

$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{R_S L_{a1}}{g_0 g_1}} \quad (3.1a)$$

$$K_{i,i+1} = \sqrt{\frac{L_{ai} L_{ai+1}}{g_i g_{i+1}}}, \quad i = 1, \dots, N - 1 \quad (3.1b)$$

$$K_{N,N+1} = \sqrt{\frac{R_L L_{aN}}{g_N g_{N+1}}} \quad (3.1c)$$

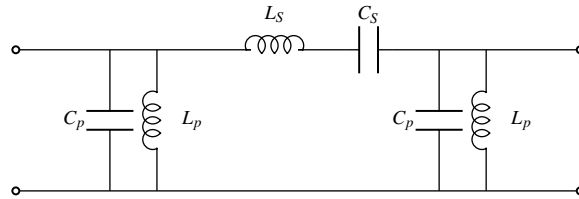
A la hora de realizar la transformación paso-banda, los inversores no dependen de la frecuencia, es decir, quedan inalterados con la transformación. Sin embargo, se pueden reescribir las ecuaciones de las constantes de inversión, tras aplicar (2.9), como aparece en (3.2). El resultado final, una vez aplicada la transformación en frecuencia a partir de (2.8), es el circuito mostrado en la Fig. 3.2 donde, como ya se ha comentado, todos los resonadores serie presentan el mismo valor  $L_S$ ,  $C_S$ . En función de  $L_S$ , los valores de las constantes de los inversores se obtienen como sigue:

$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{R_S \omega_0 \Delta L_S}{g_0 g_1}} \quad (3.2a)$$

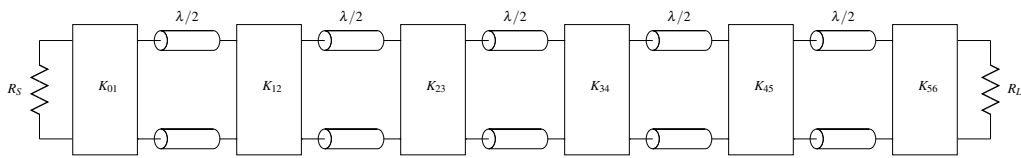
$$K_{i,i+1} = \frac{\omega_0 \Delta L_S}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}, \quad i = 1, \dots, N - 1 \quad (3.2b)$$

$$K_{N,N+1} = \sqrt{\frac{R_L \omega_0 \Delta L_S}{g_N g_{N+1}}} \quad (3.2c)$$





**Figura 3.3:** Equivalente circuital de una línea de transmisión de longitud  $\lambda/2$  (cerca de la resonancia).



**Figura 3.4:** Filtro paso-banda con inversores y líneas de transmisión.

En este punto del diseño es necesario enfocarse en la implementación del filtro que se quiere conseguir. Como no se desea emplear elementos concentrados, por su mal comportamiento en el rango de frecuencias de las microondas, es necesario valorar la forma óptima de implementación de las bobinas y condensadores, así como de los inversores en tecnología planar microstrip. La mejor solución, en cuanto a sencillez a la hora de implementar los resonadores serie, es emplear una línea de transmisión de media longitud de onda ( $\lambda/2$ ).

Aunque en capítulos futuros se abordará de manera más detallada y analítica el estudio del equivalente circuital de la línea de transmisión de media longitud de onda, para la solución clásica de líneas acopladas es necesario conocer la estructura del equivalente circuital que se muestra en la Fig. 3.3.

Si el equivalente de la línea de transmisión de longitud  $\lambda/2$  se carga en sus extremos con impedancias muy pequeñas, como es este caso (valores de  $K$  bajos), se puede despreciar el resonador en paralelo ( $C_p, L_p$ ) del equivalente circuital de la línea. En ese caso, la línea se comportará directamente como un circuito resonante serie de valores  $L_S, C_S$ . Por lo tanto, el circuito equivalente formado por  $L_S, C_S$  se sustituirá directamente por una línea de transmisión de longitud  $\lambda/2$ . Al efectuar esta sustitución, el circuito resultante con líneas de transmisión e inversores es el que se muestra en la Fig. 3.4.

El valor de la bobina del resonador serie se puede expresar, según [2], como  $L_S = \frac{\pi Z_0}{2\omega_0}$ , lo que

$K_{0,1}$	$K_{1,2}$	$K_{2,3}$	$K_{3,4}$	$K_{4,5}$	$K_{5,6}$
0,6959	0,4078	0,2996	0,2996	0,4078	0,6959

**Tabla 3.1:** Valores de las constantes de inversión de los inversores.

permite reescribir de forma definitiva las expresiones de los inversores como se muestra en (3.3).

$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{\pi R_S Z_0 \Delta}{2g_0 g_1}} \quad (3.3a)$$

$$K_{i,i+1} = \frac{\pi Z_0 \Delta}{2\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad (3.3b)$$

$$K_{N,N+1} = \sqrt{\frac{\pi R_L Z_0 \Delta}{2g_N g_{N+1}}} \quad (3.3c)$$

En el análisis actual, se han realizado algunas aproximaciones en relación con los inversores y los circuitos equivalentes de líneas de transmisión que es importante mencionar, ya que justifican algunos de los errores que se pueden observar al analizar los resultados de las simulaciones.

El circuito equivalente de una línea de longitud  $\lambda/2$  tiene una validez limitada, siendo su ancho de banda relativo máximo del 30-40 %. Es esencial tener en cuenta que esta aproximación se deteriora al ignorar los circuitos resonantes paralelos del equivalente circuital.

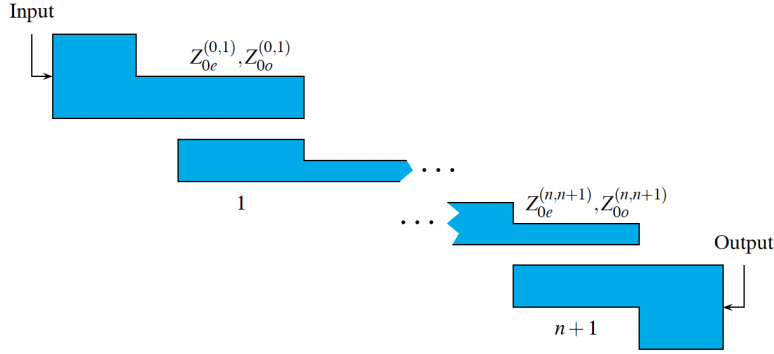
Los errores en estas aproximaciones son acumulativos y aumentan con el orden del filtro utilizado. Sin embargo, para órdenes moderados ( $N \leq 7$ ), el diseño demuestra un buen comportamiento con un margen aceptable de hasta el 1 % alrededor de la frecuencia central de diseño,  $\omega_0$ .

Por último, volviendo a la implementación final del filtro en tecnología planar microstrip, según el desarrollo de [3], sabemos que la unión de un inversor junto con tramos de líneas de longitud  $\lambda/4$  en su entrada y salida es equivalente a un tramo de líneas acopladas de longitud  $\lambda/4$ . El modelo distribuido resultante se corresponde con la configuración mostrada en la Fig. 3.5. Las líneas acopladas vienen definidas por sus impedancias características par e impar,  $Z_0^e$  y  $Z_0^o$  respectivamente. La Tabla 3.2 recoge los valores de las impedancias par e impar de cada línea de  $\lambda/4$ , que se pueden obtener a partir de (3.4), expresadas en función de  $J/Y_0$ . Dichos términos representan los valores normalizados de las constantes de los inversores de admitancia del prototipo dual al mostrado en la Fig. 3.4 (sustituyendo  $R_S$  y  $R_L$  por  $G_S$  y  $G_L$ , respectivamente, así como  $K_{i,i+1}$  por  $J_{i,i+1}$ ).

$$Z_{0,i,i+1}^e = Z_0 \left[ 1 + \frac{J}{Y_0} + \left( \frac{J}{Y_0} \right)^2 \right] \quad (3.4a)$$

$$Z_{0,i,i+1}^o = Z_0 \left[ 1 - \frac{J}{Y_0} + \left( \frac{J}{Y_0} \right)^2 \right] \quad (3.4b)$$

Para cada inversor, el valor de  $J/Y_0$  coincide con el valor correspondiente de  $K/Z_0$  (donde los valores de  $K$  son los recogidos en la Tabla 3.1).



**Figura 3.5:** Estructura filtro paso-banda de orden  $N$  con líneas acopladas.

Índice $i$	$Z_{0_{i,i+1}}^o$ ( $\Omega$ )	$Z_{0_{i,i+1}}^e$ ( $\Omega$ )
0	39,0	106,3
1	37,88	79,18
2	39,03	71,55

**Tabla 3.2:** Valores de  $Z_{0_{i,i+1}}^o$  y  $Z_{0_{i,i+1}}^e$  para diferentes índices.

Al implementar esta solución en AWR se obtiene el esquemático de la Fig. 3.6. Como se puede observar se ha empleado el elemento de la librería de AWR *CLIN*, que se corresponde con dos líneas acopladas. Este elemento viene definido, a la frecuencia central  $f_0$ , por las impedancias par e impar y por la longitud eléctrica, que al tratarse en este caso de líneas de  $\lambda/4$  su valor es de  $90^\circ$ . La respuesta que se obtiene del filtro paso-banda con líneas acopladas ideales es la que se muestra en la Fig. 3.7a. En esta gráfica se observa como se cumplen las especificaciones del filtro respecto a las pérdidas de retorno, cuyo valor es superior a 20 dB. Sin embargo, como se puede observar en la Fig. 3.7b, al comparar la respuesta del filtro con líneas acopladas ideales con la respuesta Chebyshev del filtro paso-banda con elementos concentrados, se comprueba que la banda no es la misma: el filtro con líneas acopladas comprende un rango de frecuencias mayor.

El siguiente paso en el proceso de diseño implica la síntesis de la topología propuesta utilizando tecnología planar microstrip. Este proceso de síntesis de las líneas acopladas requiere determinar los valores de anchura, longitud y separación de las líneas, basándose en las impedancias par e impar previamente obtenidas.

Conocido el valor de la permitividad relativa del sustrato *RO4003*, que es el que se ha empleado en el diseño (es decir,  $\epsilon_r = 3,55$ ), y los valores de las impedancias  $Z_{0e}$  y  $Z_{0o}$ , recogidos en la Tabla 3.2, es posible determinar fácilmente la relación de aspecto de la línea microstrip,  $W/h$  donde  $W$  es la anchura de la línea y  $h$  es la altura del sustrato. También se determina la relación entre la separación de las líneas simétricas y la altura del sustrato  $S/h$ . A partir de las ecuaciones deducidas en [4] y [5], se han podido calcular estas relaciones. Los valores proporcionados están normalizados respecto de la altura del sustrato, luego para poder emplearlos correctamente en la implementación de AWR es necesario desnormalizarlos multiplicando  $W/h$  y  $S/h$  por  $h = 1,524$  mm, que es la altura del sustrato *RO4003*. Los parámetros de diseño de las líneas acopladas microstrip se recogen en la Tabla 3.3.

A la hora de diseñar el filtro, hay que tener en cuenta que se ha de añadir para cada puerto, un

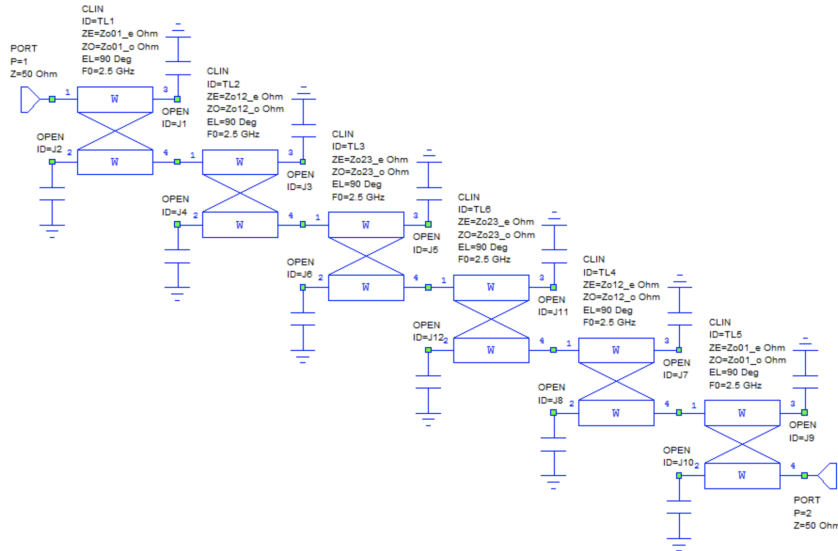
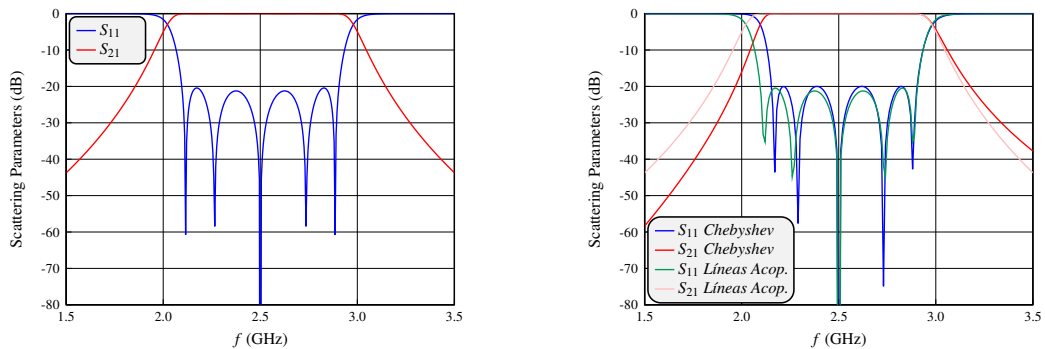
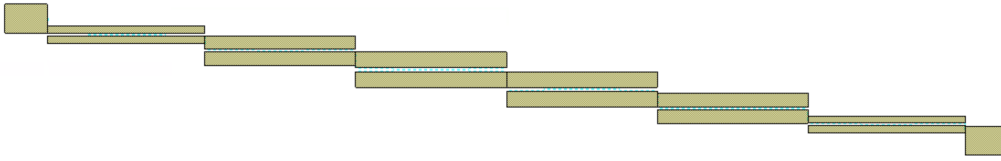


Figura 3.6: Esquemático en AWR del filtro paso-banda de orden 5 con líneas acopladas.



(a) Respuesta filtro paso-banda con inversores y líneas de transmisión (Fig. 3.6). (b) Comparativa filtro de Chebyshev con filtro de líneas acopladas ideales.

Figura 3.7: Respuesta filtro paso-banda con líneas acopladas ideales.



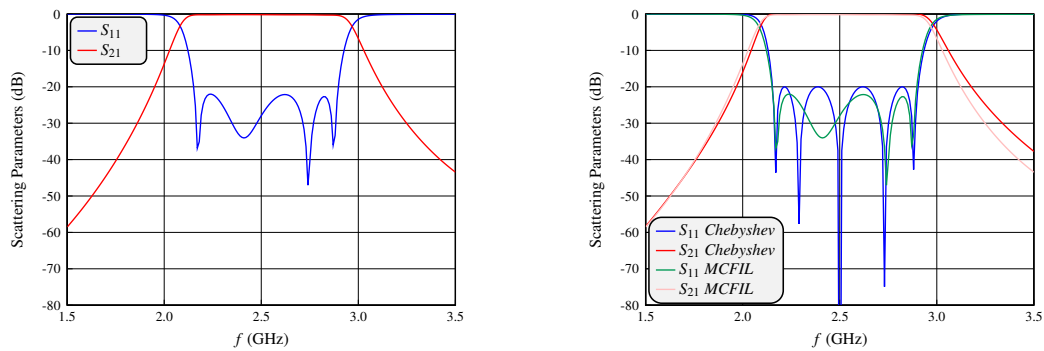
**Figura 3.8:** Layout del filtro paso-banda con líneas acopladas.

	$W_{0,1}$	$S_{0,1}$	$W_{1,2}$	$S_{1,2}$	$W_{2,3}$	$S_{2,3}$
Valores Teóricos	1,6050	0,2996	2,2800	0,1572	2,5530	0,2692
Valores Optimizados	0,8	0,3792	1,5550	0,3272	1,9372	0,4365

**Tabla 3.3:** Comparación de valores teóricos y optimizados (todos en mm) de los parámetros para líneas acopladas con implementación microstrip.

tramo de línea con un ancho  $W$  equivalente a la impedancia del puerto. Estos tramos de línea representan los accesos de la red. Puesto que el ancho del puerto de entrada y el de la primera y última línea acoplada son diferentes, es importante tener en cuenta que hay que introducir el elemento *MSTEPX* que permite unir tramos de línea con diferentes anchos. En este caso, como la impedancia de los puertos es  $Z_0 = 50 \Omega$ , el ancho correspondiente es de  $W = 3,3892$  mm. El layout del esquemático resultante se muestra en la Fig. 3.8.

Cabe mencionar que los valores iniciales de los anchos y las separaciones definidas no son los definitivos, ya que para obtener una respuesta en frecuencia lo más parecida al modelo teórico posible, se han de optimizar dichos valores. Una vez recuperada la respuesta mediante un proceso de optimización de AWR, la respuesta en frecuencia queda como se muestra en la Fig. 3.9a. Se ha empleado el algoritmo de optimización *Robust Simplex*, optimizando sólo las variables de las separaciones y anchuras de las líneas acopladas. Al comparar con el filtro ideal de Chebyshev en la Fig. 3.9b, se puede observar como la banda se recupera completamente. Sería erróneo pensar que el número de ceros que se observan en la gráfica no es cinco, puesto que uno de los ceros es doble, cumpliéndose así el orden del filtro especificado. Los valores de los parámetros optimizados de las líneas acopladas se recogen en la Tabla 3.3. Observando los resultados obtenidos tras la optimización, se aprecia como todos los valores cumplen el límite tecnológico de fabricación de la tecnología microstrip, que se ha impuesto de forma conservadora (ancho y separación de líneas superior a 0,2 mm).

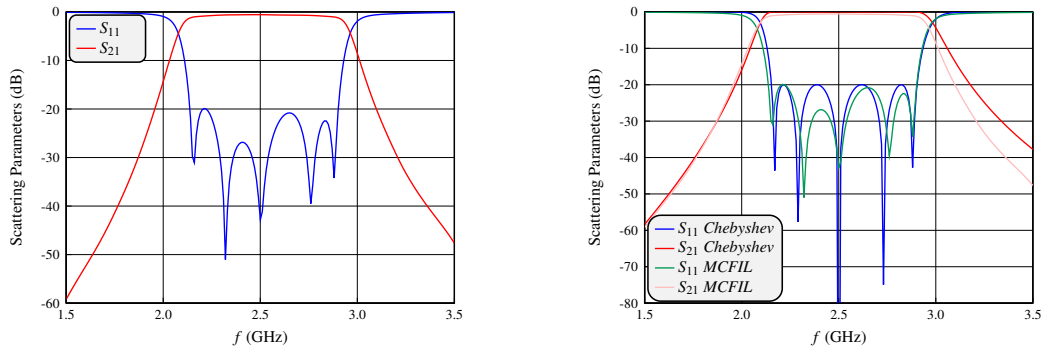


(a) Respuesta filtro paso-banda con líneas acopladas reales. (b) Comparativa filtro de Chebyshev (elementos concentrados) con filtro de líneas acopladas reales (modelo circuital aproximado).

**Figura 3.9:** Respuesta y comparativa del filtro con líneas acopladas reales.

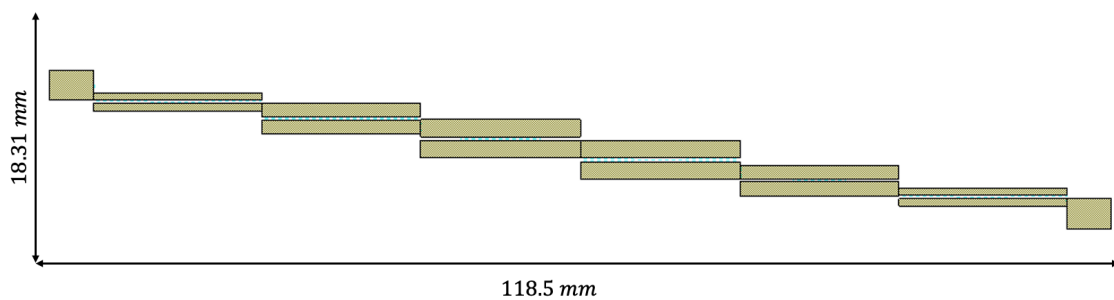
### 3.2. Simulación electromagnética

En esta última etapa, simplemente habrá que definir correctamente las diferentes capas de la tecnología planar microstrip con el elemento de la librería de AWR *STACKUP*, y añadir al esquemático el bloque de extracción electromagnética. El bloque de extracción permite modelar eléctricamente un conjunto de elementos de un esquemático mediante una simulación electromagnética. Una vez incluidos estos elementos en el proyecto de AWR, se puede simular el filtro electromagnéticamente y repetir el proceso de optimización hasta recuperar la respuesta en frecuencia. Al llevar a cabo este proceso se puede observar en la gráfica de la Fig. 3.10a como, de nuevo, la banda del filtro se cumple y se consiguen recuperar todos los ceros de reflexión del filtro de Chebyshev. El layout final del filtro de líneas acopladas se muestra en la Fig. 3.11, cuyas dimensiones físicas son 118,5 mm de largo y el ancho del diseño es de 18,31 mm, es decir la superficie es de 2169,735 mm<sup>2</sup>.



(a) Respuesta electromagnética del filtro paso-banda con líneas acopladas reales. (b) Comparativa de la respuesta del filtro de Chebyshev (elementos concentrados) con la respuesta EM del filtro paso-banda con líneas acopladas reales.

**Figura 3.10:** Respuesta y comparativa (análisis EM) del filtro con líneas acopladas reales.



**Figura 3.11:** Layout del filtro paso-banda con líneas acopladas.





## Capítulo 4

# Filtro implementado con Acoplos Resonantes

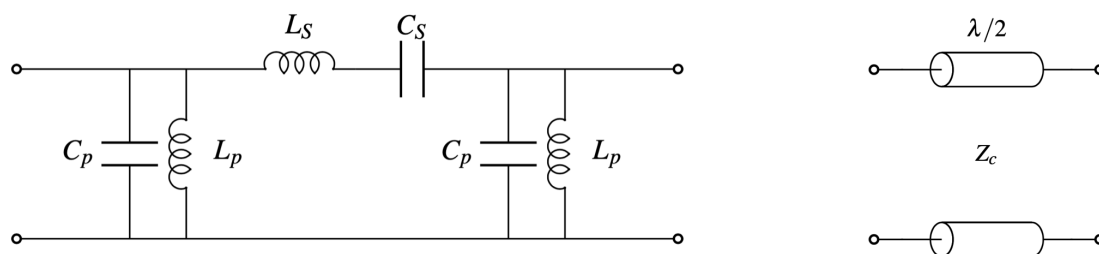
### 4.1. Prototipo distribuido

En esta primera sección se va a desarrollar, paso a paso, el diseño circuital de un filtro paso-banda que se desea implementar con líneas de transmisión y acoplos resonantes en tecnología planar microstrip. El motivo para diseñar un filtro de este tipo radica en la necesidad de optimizar tanto el tamaño como la respuesta del dispositivo. El objetivo es sustituir el mayor número de elementos distribuidos (como las líneas de transmisión) por elementos casi-concentrados. Esto permite reducir el tamaño físico del filtro, así como evitar las réplicas de la respuesta del mismo.

Se han abordado las diferentes etapas de diseño partiendo del prototipo paso-banda, Fig. 2.3, desarrollado en el capítulo 2 hasta la implementación del filtro con elementos distribuidos, así como con acoplos resonantes para obtener el filtro en tecnología planar microstrip.

Debido a las limitaciones de fabricación de elementos concentrados como bobinas y condensadores, se pretende sustituir dichos elementos por líneas de transmisión que se comporten de igual manera que un resonador de elementos concentrados. Por este motivo, para poder llevar a cabo la implementación de este filtro es esencial definir el equivalente circuital de una línea de transmisión. El equivalente circuital de una línea de longitud  $\lambda/2$  se muestra en la Fig. 4.1.

Las ecuaciones que modelan dicho circuito equivalente, que se obtienen de [2], se detallan en (4.1).



**Figura 4.1:** Izquierda: Equivalente circuital de una línea de transmisión de longitud  $\lambda/2$  (cerca de la resonancia). Derecha: línea de transmisión de longitud  $\lambda/2$ .

$C_p$ (pF)	$L_p$ (nH)	$C_s$ (pF)	$L_s$ (nH)	$Z_c$ ( $\Omega$ )
0,3434	11,8021	0,2784	14,56	145,6

**Tabla 4.1:** Valores de los parámetros que definen el equivalente circuital y la línea de transmisión.

$$C_p = \frac{\pi Y_c}{4\omega_0} \quad (4.1a)$$

$$L_p = \frac{4Z_c}{\pi\omega_0} \quad (4.1b)$$

$$C_s = \frac{2Y_c}{\pi\omega_0} \quad (4.1c)$$

$$L_s = \frac{\pi Z_c}{2\omega_0} \quad (4.1d)$$

Observando el prototipo paso-banda del modelo de Chebyshev, Fig. 2.3, se puede identificar rápidamente la correspondencia entre el resonador serie del equivalente circuital de la línea, llamado  $C_S$ ,  $L_S$ , y el resonador serie del prototipo paso-banda,  $L_2$  y  $C_2$ . Así pues:

$$L_s = L_2 = 14,56 \text{ nH}$$

$$C_s = C_2 = 0,2784 \text{ pF}$$

La línea viene definida por una impedancia característica,  $Z_c$ , que se puede obtener fácilmente despejando de (4.1) y usando los valores de  $L_S$  y  $C_S$ .

$$Z_c = \frac{2\omega_0 L_2}{\pi} = 145,6 \Omega$$

Una vez calculada la impedancia equivalente de la línea, se pueden calcular fácilmente los elementos restantes del equivalente circuital de la línea,  $L_p$  y  $C_p$ , sustituyendo en (4.1). Finalmente, todos los valores de los elementos que definen el modelo circuital equivalente de la línea de  $\lambda/2$  se recogen en la Tabla 4.1.

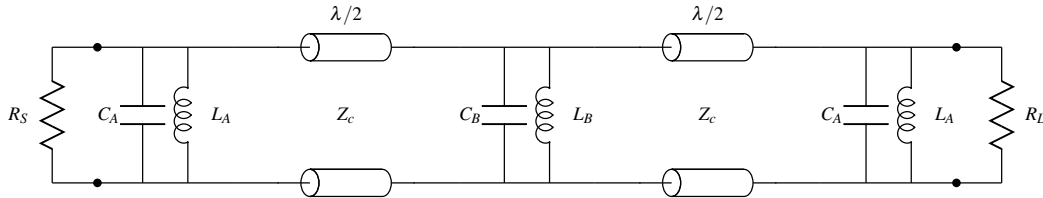
Para respetar las especificaciones y mantener el orden del filtro, al analizar el circuito paso-banda, Fig. 2.3, se observa claramente la necesidad de separar los resonadores paralelo lateral ( $C_1$  y  $L_1$ ) y central ( $C_3$  y  $L_3$ ), desglosándolos de tal manera que aparezca el equivalente circuital de la línea para poder implementar el resonador serie con la línea de transmisión de longitud  $\lambda/2$ . Así pues, al realizar las modificaciones mencionadas el filtro quedaría como en la Fig. 4.2.

Por tanto, sólo queda calcular los valores de los resonadores paralelos restantes llamados  $L_A$ ,  $C_A$  y  $L_B$ ,  $C_B$  de la Fig. 4.2. Al comenzar por el resonador lateral, para calcular  $L_A$  y  $C_A$ , se iguala, por tratarse de resonadores paralelo, la admitancia del circuito resonante paralelo formado por  $L_1$



$C_A$ (pF)	$L_A$ (nH)	$C_S$ (pF)	$L_S$ (nH)	$C_B$ (pF)	$L_B$ (nH)
3,787	1,0702	0,2784	14,56	6,9661	0,5818

**Tabla 4.2:** Valores de los elementos concentrados de la Fig. 4.2.



**Figura 4.3:** Filtro paso-banda con elementos distribuidos.

## 4.2. Diseño en AWR

### 4.2.1. Diseño del filtro paso-banda con elementos distribuidos

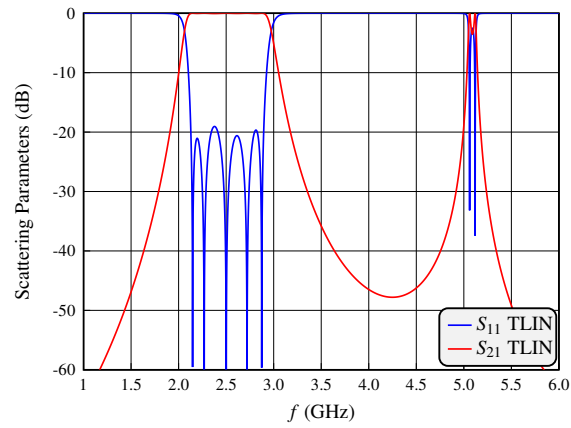
Una vez llevado a cabo el estudio teórico, en AWR se ha de simular circuitalmente el filtro diseñado con elementos distribuidos (líneas de transmisión). Para ello, se comienza empleando líneas de transmisión ideales, elemento *TLIN* de la librería de AWR. Al simular el esquemático correspondiente a la Fig. 4.3, la respuesta obtenida se muestra en la Fig. 4.4.

Es relevante mencionar algunas conclusiones que surgen al analizar dicha respuesta. La observación inicial evidente muestra la aparición de una réplica al doble de la frecuencia central del filtro, es decir aproximadamente a  $2f_0 = 5$  GHz. Esto se atribuye al uso de elementos distribuidos (líneas de transmisión). En segundo lugar, si se analiza detalladamente la banda de paso, se observa como el rizado que presenta el filtro no es constante. Esto implica que no se están cumpliendo las especificaciones del filtro, puesto que no se cumple que las pérdidas de retorno en la banda de paso sean superiores a 20 dB.

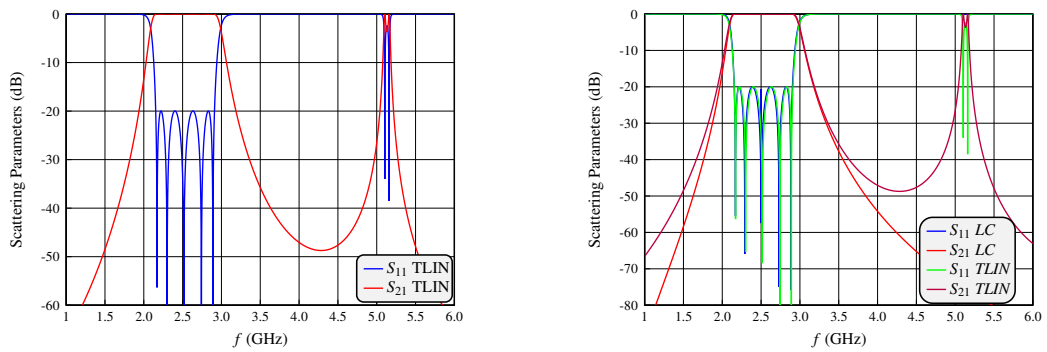
En posteriores secciones, se trabajará sobre este modelo para implementarlo sobre un sustrato real con pérdidas. Por tanto, es conveniente corregir los errores en la respuesta de este modelo ideal, que se considerará como referencia de los demás modelos más realistas. Para ello se ha de optimizar modificando las variables que definen la línea de transmisión, es decir, longitud eléctrica e impedancia característica. Una vez optimizado con el algoritmo de AWR *Robust Simplex Optimizer*, el resultado muestra (tal y como se observa en la Fig. 4.5a) un rizado constante a  $-20$  dB, cumpliendo así las especificaciones del filtro. Además, en la Fig. 4.5b se muestra como, al comparar con la respuesta del filtro paso-banda de elementos concentrados, las respuestas en banda coinciden.

### 4.2.2. Diseño de los acoplos resonantes

En esta sección se pretende abordar el proceso de diseño y síntesis de los acoplos resonantes que se quieren implementar en tecnología planar microstrip para sustituir, en el filtro paso-banda, los resonadores paralelo LC (tanto el central como los laterales, iguales) del último modelo circuital con elementos distribuidos, Fig. 4.3. Las topologías equivalentes que se van a presentar a continuación están formadas por elementos casi-concentrados.

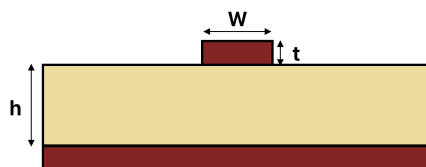


**Figura 4.4:** Respuesta del filtro implementado con líneas de transmisión ideales.



**(a)** Respuesta del filtro con líneas de transmisión ideales optimizado. **(b)** Comparativa filtro con elementos concentrados y filtro con líneas de transmisión.

**Figura 4.5:** Respuestas del filtro con elementos distribuidos.



**Figura 4.6:** Capas del sustrato.  $W$ : ancho de la metalización,  $h$ : altura del sustrato,  $t$ : grosor de la metalización.

Para llevar a cabo el proceso de síntesis del filtro con tecnología microstrip se ha elegido el sustrato *RO4003*. Se han representado las variables del sustrato en la Fig. 4.6, y los valores numéricos de los parámetros correspondientes se muestran a continuación:

- Permitividad relativa del dieléctrico:  $\epsilon_r = 3,55$
- Tangente de pérdidas:  $\tan \delta = 0,0027$
- Altura del sustrato:  $h = 1,524$  mm
- Metalización: cobre
- Grosor de la metalización:  $t = 0,017$  mm

A lo largo del proceso de diseño se irán introduciendo los diferentes elementos, así como optimizando individualmente en cada etapa para poder recuperar así la respuesta del filtro. Es decir, la metodología empleada para proceder a recuperar la respuesta del filtro es secuencial. Se puede establecer que el método de optimización a nivel circuital comienza por la sustitución de líneas ideales por líneas reales, es decir usando el elemento *MLIN*. A continuación, se sustituye el resonador central, seguido de ambos resonadores laterales, y por último se ha sustituido la línea de transmisión por la topología propuesta en forma de meandro, explicada detalladamente en el siguiente apartado.

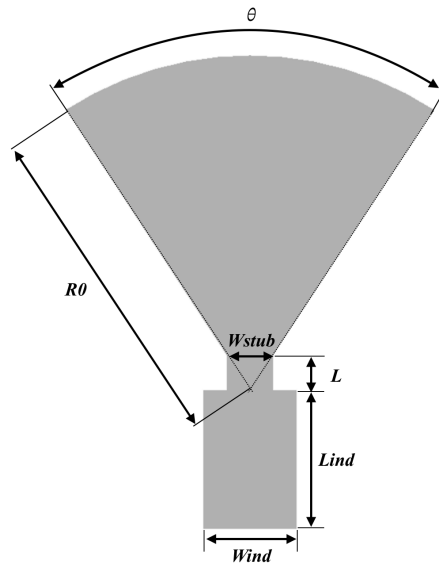
Así pues, siguiendo este orden y tras recuperar la respuesta con líneas reales, el primer resonador paralelo en ser sustituido será el resonador central LC. Los resonadores paralelo se han implementado con un stub radial y un stub acabado en cortocircuito. Para ello, se han empleado los siguientes elementos *MRSTUB2W*, *MLIN* y *MLSC*. De estos elementos, *MRSTUB2W* presenta un carácter capacitivo emulando el condensador del resonador paralelo. El elemento *MLSC* (que es un tramo de línea acabado en cortocircuito) presenta un carácter inductivo, sustituyendo la bobina del resonador. Por último, *MLIN* es un tramo de línea de transmisión que se incluye para facilitar la unión de ambos elementos. Así pues, los resonadores paralelo implementados con dichos elementos casi-concentrados tienen el aspecto de la Fig. 4.7.

A continuación se presentan las características de los diferentes elementos mencionados para la implementación de los resonadores paralelo.

Parámetros y restricciones del stub radial, *MRSTUB2W*:

- $R_0 \rightarrow$  Radio exterior del tramo.
- $W_{stub} \rightarrow$  Ancho de la línea microstrip.
- $\theta \rightarrow$  Ángulo del stub radial,  $9^\circ \leq \theta \leq 160^\circ$ .

Parámetros y restricciones de la línea acabada en cortocircuito *MLSC*:



**Figura 4.7:** Layout de la implementación del acoplo resonante en AWR.

- $W_{ind}$  → Ancho de la línea →  $W \geq 0,2$  mm.
- $L_{ind}$  → Longitud de la línea.

Parámetros y restricciones de una línea microstrip *MLIN*:

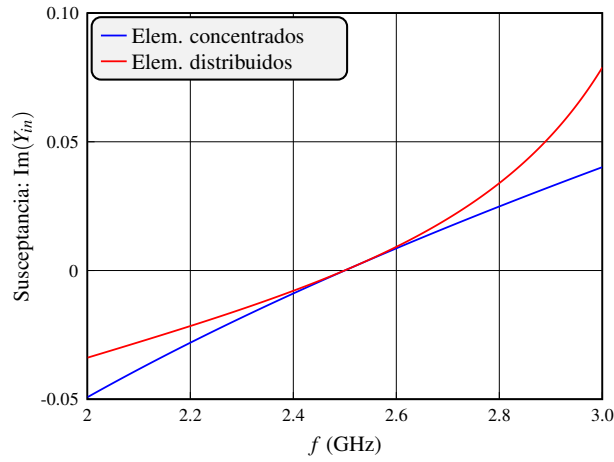
- $W$  → Ancho de la línea.  $W = W_{stub}$
- $L$  → Longitud de la línea.

Es en este punto donde se debe llevar a cabo un proceso de síntesis inversa, para poder definir correctamente las dimensiones de cada elemento del equivalente microstrip que se quiere incorporar. Para ello, en un proyecto auxiliar se han de crear dos esquemáticos, uno con un resonador paralelo con los valores teóricos de la bobina ( $L$ ) y el condensador ( $C$ ) que lo forman, y otro esquemático que contenga la configuración de la Fig. 4.7. El objetivo de este procedimiento será, por tanto, obtener los valores de los parámetros físicos de la estructura propuesta que ofrezcan el comportamiento más similar al teórico de partida, que es el de elementos concentrados.

Puesto que se está trabajando con elementos en paralelo, en una gráfica se ha de representar la parte imaginaria de la admitancia,  $\text{Im}(Y_{in})$ , de ambos esquemáticos; y se ha de conseguir que ambas curvas presenten una respuesta lo más similar posible a la frecuencia de resonancia,  $f_0 = 2,5$  GHz. Gracias a la herramienta *Tuner* de AWR, se ha podido ajustar manualmente los parámetros que definen el acoplo resonante en tecnología planar microstrip.

La Fig. 4.8 muestra la parte imaginaria de la admitancia del resonador paralelo  $LC$  de elementos concentrados, así como la del acoplo resonante en microstrip. En esta gráfica se puede observar como, ajustando los parámetros del acoplo resonante, se ha conseguido que a la frecuencia central ambas curvas coincidan.

Una vez satisfechos con el resultado de la gráfica de la Fig. 4.8, se ha de comprobar que efectivamente los valores de los parámetros  $R_0$ ,  $W_{stub}$ ,  $\theta$ ,  $W_{ind}$ ,  $L_{ind}$  obtenidos, sintetizan los valores de la bobina y el condensador del prototipo paso-banda de Chebyshev deseados. Para ello, se debe



**Figura 4.8:** Comparativa susceptancias del resonador central implementado con elementos concentrados y con elementos casi-concentrados (distribuidos).

recuperar los valores de  $L$  y  $C$  que proporciona realmente la curva para la implementación con elementos casi-concentrados. Así pues, los valores de  $L$  y  $C$  se obtendrán mediante un método de análisis que emplea el parámetro de inclinación (slope-parameter en inglés). Según [6], se define el parámetro de inclinación de la susceptancia ( $B$ ) como:

$$\mathfrak{B} \equiv \frac{\omega_o}{2} \frac{dB}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_o} = C\omega_o \quad (4.7)$$

cuyas unidades son Siemens ( $S$ ).

A partir de este parámetro se pueden calcular los valores de  $L$  y  $C$  según (4.8).

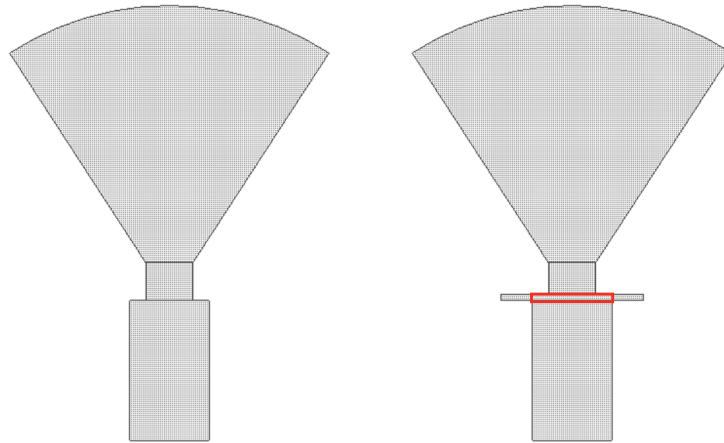
$$L = \frac{1}{\omega_o \mathfrak{B}} \quad (4.8a)$$

$$C = \frac{\mathfrak{B}}{\omega_o} \quad (4.8b)$$

El proceso de ajuste de curvas se ha repetido de manera iterativa, hasta obtener un valor de  $L$  y  $C$  lo más próximo posible a los valores deseados, de forma que además el parámetro de inclinación de ambos modelos sea coincidente.

Con los valores finales obtenidos, se ha de volver al proyecto donde se encuentra el modelo distribuido del filtro sobre el que se está trabajando. Se han introducido los valores obtenidos al sintetizar los parámetros del acoplo resonante, y se han optimizado dichos valores para recuperar la respuesta del filtro, y conseguir que ésta sea similar a la respuesta del filtro paso-banda de elementos concentrados, Fig. 2.4. Como se explicó anteriormente, ésta es la respuesta óptima que se busca igualar en todas las etapas.





**Figura 4.9:** Izquierda: resonador central sin cruz. Derecha: resonador central con cruz, *MCROSS\$* marcada en rojo.

	$W_{ind}$ (mm)	$L_{ind}$ (mm)	$\theta$ (°)	$W_{stub}$ (mm)	$R_0$ (mm)	$C_A$ (pF)	$L_A$ (nH)
Teóricos	2,6	3,9	66,1	1,311	9,45	3,087	1,07
Optimizados	2,5	4,407	74	1,5	9,963	3,873	1,031

**Tabla 4.3:** Valores de los parámetros del resonador central implementado con elementos casi-concentrados.

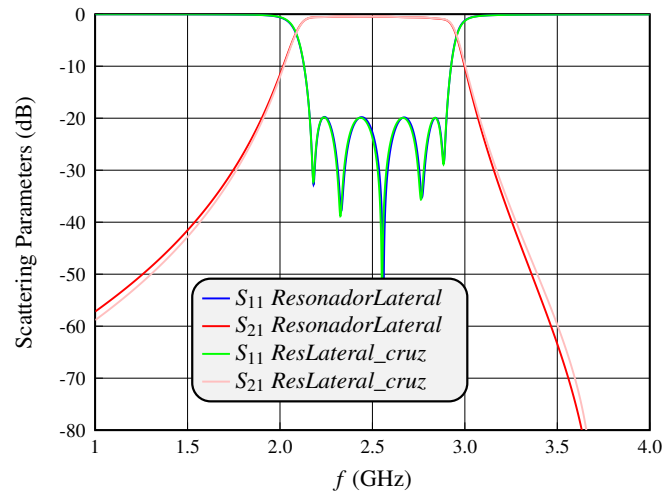
Por último, se ha de incluir el elemento *MCROSS\$* (ver Fig. 4.9 derecha), el cual permite la unión de cuatro líneas microstrip que sirven para unir los acoplos resonantes con las líneas de transmisión y con los puertos de entrada. Si este elemento tomase el ancho real de cada uno de los cuatro lados, daría lugar a una cruz incompleta con cuatro lados de dimensiones diferentes. Esto supondría un peor comportamiento electromagnético, complicando así el diseño. Para evitarlo se fuerza a que la cruz tome el ancho de la línea más ancha conectadas a la cruz. De esta manera se asegura que la cruz resulta en un rectángulo uniforme. Además, este elemento introduce pérdidas, lo que implica que cada vez que se introduzca habrá que optimizar los parámetros que definen los acoplos resonantes, recuperando la respuesta con el método de optimización de AWR *Robust Simplex Optimizer*.

Finalmente, los valores obtenidos para implementar el resonador central con los elementos casi-concentrados equivalentes a la bobina y condensador (para el diseño que incluye el elemento *MCROSS\$*) se recogen en la Tabla 4.3.

Análogamente, para el resonador lateral se ha seguido el mismo proceso, se ha simulado primero el acoplo resonante sin el elemento *MCROSS\$*, se ha recuperado la respuesta, y por último, se ha añadido la cruz al resonador lateral optimizando los parámetros que lo describen para recuperar la respuesta (ver resultado en la Fig. 4.10).

### 4.2.3. Diseño del meandro

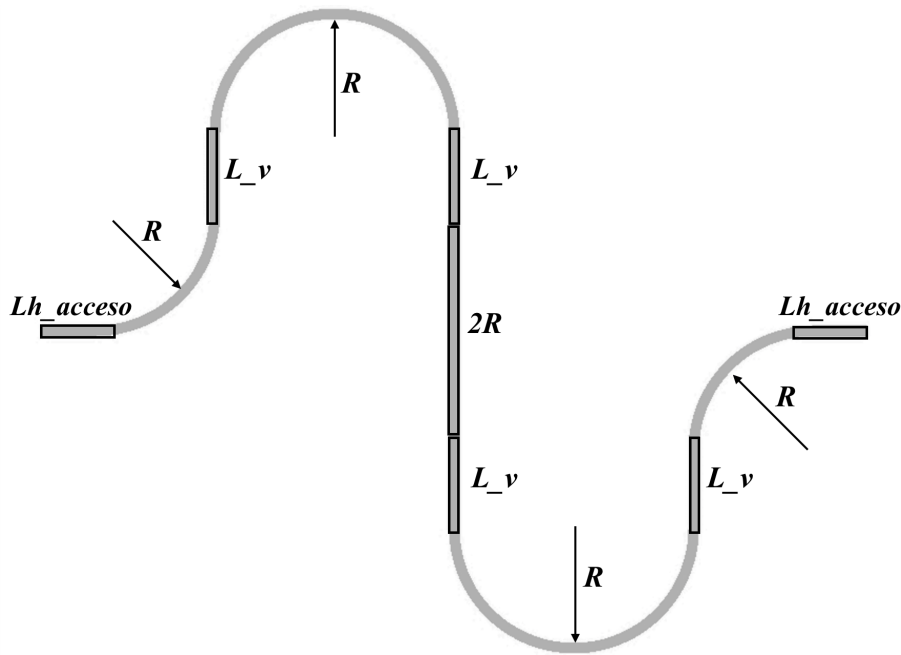
El último paso en el diseño circuital de este filtro implica proponer una estrategia para compactar la superficie del filtro, aplicando técnicas de miniaturización que reduzcan el área del diseño. Ya que si se analiza la Fig. 4.11, se puede observar claramente como las líneas rectas de transmisión



**Figura 4.10:** Comparativa de las respuestas del filtro con acoplos resonantes con y sin cruz tras optimizar.



**Figura 4.11:** Layout del filtro paso-banda con acoplos resonantes y líneas reales de transmisión.



**Figura 4.12:** Layout de la línea de transmisión en meandro.

ocupan la mayor parte de la superficie.

Ante la necesidad de reducir la superficie total de diseño, se ha optado por una propuesta clásica como es el uso de líneas de transmisión y codos concatenados, es decir, disponer la línea de transmisión recta en forma de meandro. Esta solución permite compactar el diseño final del filtro.

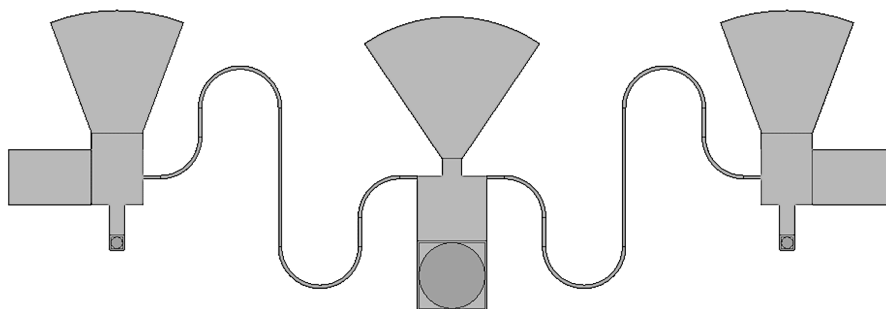
En Microwave Office se han empleado los elementos *MLIN* para las líneas de transmisión, y *MCURVE* para definir los codos radiales de unión entre tramos de línea. El objetivo del meandro es replicar el comportamiento de la línea recta del filtro de la Fig. 4.11. Por ello, se han comparado las respuestas de la línea recta y del meandro de forma aislada. Se ha optimizado el diseño con AWR hasta que se ha obtenido un comportamiento muy similar.

Para definir los parámetros del meandro, sabiendo que la longitud total de ambos debe ser la misma, es decir  $\lambda/2$ , se puede definir (4.9) para describir la línea en meandro. Se han dado valores iniciales a las variables del radio,  $R$ , y a la longitud de los tramos de acceso,  $Lh_{acceso}$ , y se han optimizado estas dos variables junto con la longitud total de la línea,  $\lambda/2$ . De la ecuación (4.9) se ha despejado  $L_v$ , y se ha obtenido este parámetro en función de los valores ya optimizados del radio y las longitudes de acceso y total del meandro. La Fig. 4.12 muestra el layout del meandro con las variables que lo definen.

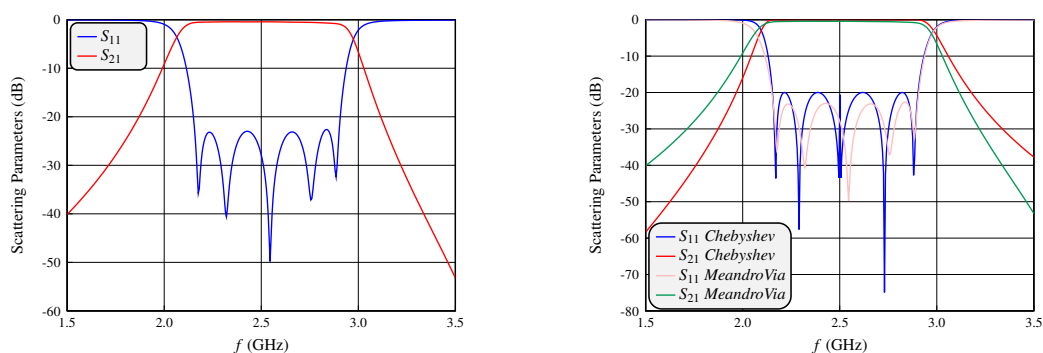
$$\lambda/2 = 2Lh_{acceso} + R(3\pi + 2) + 4L_v \quad (4.9)$$

#### 4.2.4. Resultados simulación circuital en AWR

Se ha de tener en cuenta que, en vista a que el siguiente paso es la simulación electromagnética, se debe sustituir el elemento *MLSC* por un tramo de línea con los mismos parámetros junto con una vía, elemento *MVIAIP* de la librería de AWR, para simular el efecto de cortocircuito del elemento



**Figura 4.13:** Layout del filtro paso-banda con acoplos resonantes (terminados en vías) y líneas de transmisión en meandro.

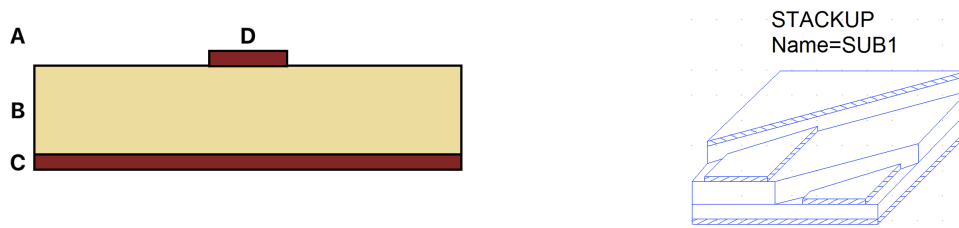


**(a)** Respuesta del filtro paso-banda con acoplos resonantes (vías) y líneas de transmisión en meandro. **(b)** Comparativa filtro paso-banda con elementos distribuidos y con elementos concentrados.

**Figura 4.14:** Respuesta y comparativa de la implementación final circuital (con vías) del filtro de orden 5.

*MLSC*. Por tanto, como último paso previo a comenzar con la simulación electromagnética, se ha de sustituir los tramos de línea acabados en cortocircuito por un tramo de línea y una vía, y optimizar el esquemático correspondiente al filtro completo (Fig. 4.13). En el layout de esta figura se puede observar el tramo de línea en forma de meandro, los acoplos resonantes implementados con elementos en tecnología planar microstrip, y las vías que se acaban de mencionar al final de cada resonador.

Al simular y optimizar el filtro paso-banda de la configuración de la Fig. 4.13 se obtiene la respuesta que se muestra en la Fig. 4.14. Se puede observar como se cumplen todas las especificaciones iniciales del filtro, pues se cumple  $|S_{11}| < -20$  dB. Además, la banda de paso coincide con la del filtro paso-banda de Chebyshev siendo los valores inferior y superior de las frecuencias de la banda de paso  $f_1 = 2,153$  GHz y  $f_2 = 2,903$  GHz.



**Figura 4.15:** Izquierda: capas de la tecnología planar microstrip. Derecha: elemento *STACKUP* de AWR.

### 4.3. Simulación electromagnética

El principal problema que presentan las simulaciones circuitales es que no tienen en cuenta los comportamientos electromagnéticos reales de los componentes. Por tanto, en esta sección se pretende abordar el proceso de simulación electromagnética partiendo de la implementación circuital obtenida en la sección anterior; con la finalidad de conseguir un diseño que, pese a la existencia de dichos comportamientos, cumpla las especificaciones deseadas.

A continuación, se presentan los pasos necesarios para llevar a cabo la simulación EM. De entre los pasos a realizar, es necesario destacar la importancia del tratamiento correcto de las vías en tecnología planar microstrip, puesto que requieren de un mayor detalle en su diseño a la hora de su implementación electromagnética.

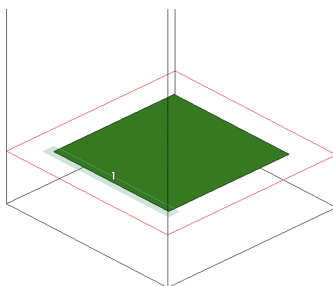
#### 4.3.1. Definición del sustrato

Es fundamental saber que una estructura electromagnética se caracteriza por un apilamiento de capas (stackup en inglés). Esto se define como un conjunto de capas dieléctricas que caracterizan el sustrato donde se imprime el layout del diseño.

El primer paso al crear el nuevo proyecto en AWR es definir el sustrato así como las capas que lo describen. Para definir correctamente las capas del dieléctrico, se ha de utilizar el elemento *STACKUP* y se debe ubicar en el apartado *Global definition* del proyecto, para que este sea común a todo los esquemáticos que se creen.

El stackup para la tecnología planar microstrip está compuesto por tres capas. La primera capa sería el plano de masa metálico (cobre). En segundo lugar se encuentra el dieléctrico (*RO4003*), seguido de la última capa de conductor, que en este caso será también cobre. Por tanto, han de tenerse en cuenta las propiedades eléctricas y físicas del mismo. Estas son su conductividad ( $\sigma = 5,96 \times 10^7$  S/m) y su grosor de la metalización ( $t = 17 \mu\text{m}$ ). Además, es importante asegurarse de que por encima de la última capa de metalización haya aire, para que la simulación se asemeje a las condiciones reales. En la Fig. 4.15 se muestra un esquema donde se representan gráficamente las capas que se acaban de describir, siendo A: aire, B: dieléctrico, C: plano de masa y D: metalización.

Puesto que el dieléctrico a emplear es de la familia de sustratos Rogers, se puede usar como referencia para la definición de los parámetros del sustrato la librería *AWR\_RFBoard\_2layer*, que se encuentra en *File*  $\rightarrow$  *New with Library*  $\rightarrow$  *AWR Example Libraries*  $\rightarrow$  *AWR\_RFBoard\_2layer*. Se debe coger el ejemplo que presenta una capa de dieléctrico del sustrato elegido, que como se presentó en capítulos anteriores es, en este caso, el modelo *RO4003*.



**Figura 4.16:** Layout de la extracción de la vía.

### 4.3.2. Consideraciones durante el proceso de simulación electromagnética

A continuación se mencionan algunas consideraciones importantes que se han de tener en cuenta durante el proceso de simulación electromagnética.

Es importante definir un último elemento imprescindible a la hora de realizar simulaciones electromagnéticas en el entorno de AWR. Éste es el bloque de extracción, elemento *EXTRACT* de la librería de AWR, el cual va a permitir asociar un esquemático con una simulación electromagnética. A la hora de establecer los parámetros que definen este bloque, se debe asignar el sustrato que se ha definido previamente y determinar el tamaño de las celdas. Seleccionar el tamaño adecuado de la celda es esencial. Si la celda es excesivamente grande, los resultados obtenidos del simulador electromagnético serán imprecisos y no reflejarán fielmente el comportamiento del circuito. Por el contrario, si la celda es demasiado pequeña, el tiempo necesario para realizar cada simulación será excesivo.

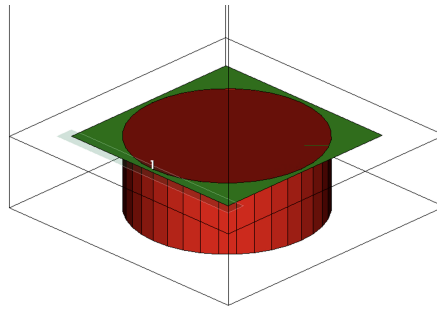
Otro aspecto importante a considerar es que cada vez que se realice un cambio en los esquemáticos (bien sea un cambio de valor de una dimensión o añadir/quitar elementos del esquemático), se ha de realizar una nueva extracción (Add Extraction) para actualizar dichos cambios. Por último, respecto al layout es muy importante habilitar la opción AutoSnap (Options → Layout options → AutoSnap), que ajustará de manera automática el layout. En caso contrario, habrá que ajustar manualmente, cada vez que se realice un cambio, la disposición del layout. Si la disposición no es la adecuada, los resultados obtenidos en el layout (y su simulación) no serán correctos.

### 4.3.3. Creación de vías

Para llevar a cabo la creación de las vías se necesitan dos esquemáticos, uno para cada vía microstrip (MVIA1P) obtenida en el diseño del filtro paso-banda. Uno para la vía central y otro para la vía lateral puesto que sus características son diferentes. Por último, dada la geometría del elemento, se tomará el ancho de la línea microstrip,  $W$ , como diámetro exterior. El diámetro interior,  $D$ , se define como  $D = W - 0,2$ ; siendo 0,1 mm el espaciado que se ha dejado en cada lado por requisitos de corona mínima de fabricación.

Una vez definidas las dimensiones de las vías, al visualizar el layout EM en 3D que se genera al añadir la extracción (*Add Extraction*), se puede observar (Fig. 4.16) como el proceso de extracción EM ha dibujado solo la metalización sobre el dieléctrico, ignorando la vía en sí. Por tanto, se han de crear manualmente los layouts 3D de las vías.

Diseñar manualmente los layouts de las vías implica crear, en primer lugar, una librería en AWR para definir los parámetros de las vías. Se trata de la librería *Layout* → *Layout Objects* → *Cell*



**Figura 4.17:** Layout tridimensional de la extracción de la vía.

*Libraries* (seleccionando la opción *DXF Cell Library Files*). Dentro de esta librería, hay que incluir dos nuevas celdas (*new cell*), una para cada tipo de vía (lateral y central).

Para garantizar que la vía es correcta, en primer lugar, se debe modificar el archivo DXF de la librería creada. En cada archivo de la citada librería hay que dibujar un círculo con el radio adecuado y, una vez creados, se ha de definir el radio a partir de la variable  $D$ , previamente definida, desde *Shape properties*.

A continuación, se ha de volver a la extracción electromagnética creada, abrir el layout, y seleccionando el cuadrado interior se empleará la opción *Draw* → *Add Shape* → *Via Fill* para elegir la vía con las dimensiones correspondientes, según se esté diseñando la vía central o lateral. Así se estará corrigiendo el layout tridimensional que se ha generado en la extracción electromagnética previa de manera errónea. Finalmente la vía debe tener el aspecto de la Fig. 4.17, donde el cilindro rojo se corresponde con la vía atravesando el dieléctrico y la metalización se muestra en verde.

Finalmente, dado que el proceso de extracción EM no funciona correctamente, es necesario forzar que el esquemático de la simulación EM utilice las vías correctas que se han creado. Para lograr esto, se deben reemplazar las vías circuitales, representadas por el elemento *MVIAIP*, por bloques *SUBCKT* en los esquemáticos. Así pues, en el esquemático del filtro paso-banda, se reemplazarán las vías centrales y laterales por bloques *SUBCKT* que contengan, respectivamente, a las vías electromagnéticas creadas.

#### 4.3.4. Procedimiento y resultados de la simulación electromagnética

El procedimiento a seguir para recuperar la respuesta del filtro electromagnéticamente, dista de la metodología empleada para el diseño circuital. Mientras que en el modelo circuital se comenzaba a recuperar la respuesta por el resonador central, la manera óptima de proceder en la simulación electromagnética es comenzar por el resonador lateral, para posteriormente incluir el meandro y por último el resonador central. En este punto, puesto que el filtro es simétrico, sólo habrá que duplicarlo para obtener la respuesta del filtro completo.

##### Etapas de optimización

- 1) Resonador lateral
- 2) Resonador lateral + meandro
- 3) Resonador central

- 4) Resonador lateral + meandro + resonador central
- 5) Filtro completo

### **Metodología empleada para el proceso de optimización electromagnética**

A la hora de trabajar con los acoplos resonantes, se ha de recuperar individualmente la respuesta de los resonadores. Para ello se ha comparado la respuesta circuital obtenida con la versión electromagnética del mismo.

Para recuperar las respuestas de las etapas 1) a la 4) mencionadas, se ha empleado el parámetro  $SDeltaM$  que permite comparar las respuestas de ambos circuitos, calculando la diferencia entre los módulos de los parámetros  $S$  de dos esquemáticos: la versión circuital y la versión electromagnética. Durante la optimización, se han ajustado exclusivamente las variables asociadas al tramo que se está evaluando. En la etapa 1) las variables del resonador lateral, en la etapa 2) sólo las variables del meandro, y así sucesivamente. En ninguna etapa se han de modificar las variables que definen las vías; pues de lo contrario, al haber sido diseñadas manualmente, cada vez que se optimicen los valores de las vías se tendrían que volver a diseñar. Para esta parte de la optimización no se han tenido en cuenta las longitudes de los segmentos de acceso ni de los tramos de interconexión entre bloques. El método de optimización utilizado ha sido *Robust Simplex Optimizer*.

Una vez obtenida una respuesta satisfactoria en términos de módulo, se ha procedido a recuperar la fase utilizando el parámetro  $SDeltaP$  que permite calcular la diferencia de fase de los parámetros  $S$  de dos esquemáticos. De nuevo se va a trabajar comparando la versión circuital con la versión electromagnética que se pretende optimizar. A diferencia del proceso anterior, la optimización de la fase se centra exclusivamente en ajustar las longitudes de los puertos de acceso y de interconexión.

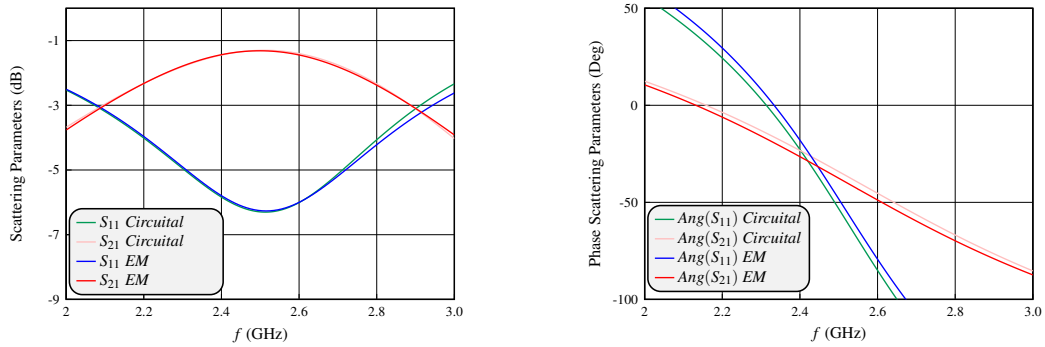
Puesto que hasta la etapa 4) el procedimiento es el mismo, a modo de ejemplo se han incluido los resultados tanto del módulo como de la fase de los parámetros  $S$  del resonador lateral, ver Fig. 4.18a y Fig. 4.18b respectivamente. En estas gráficas se puede observar como las curvas en el caso del módulo coinciden prácticamente en toda la banda de paso del filtro. En el caso de la fase la diferencia entre las curvas es del orden de  $3^\circ$ , siendo ésta una diferencia aceptable.

Cuando se haya conseguido recuperar la respuesta de medio filtro, es decir tras la etapa 4), dada la simetría del filtro, el siguiente paso consiste en duplicarlo y simularlo obteniendo así la respuesta del filtro completo. Una vez montado el filtro, con todos los elementos casi-concentrados, el meandro y las vías, para recuperar la respuesta del filtro se ha optimizado directamente sobre la respuesta EM del filtro; utilizando las máscaras oportunas para obtener un rizado constante en la banda de paso, y cumplir así las especificaciones requeridas del filtro.

La respuesta final se muestra en la Fig. 4.19a. Al analizarla detalladamente, se observa como cumple rigurosamente las especificaciones iniciales planteadas. Se consigue que la banda de paso se encuentre entre  $f_1 = 2,153$  GHz y  $f_2 = 2,903$  GHz, así como en la banda de paso el rizado es prácticamente constante con un nivel de  $-20$  dB.

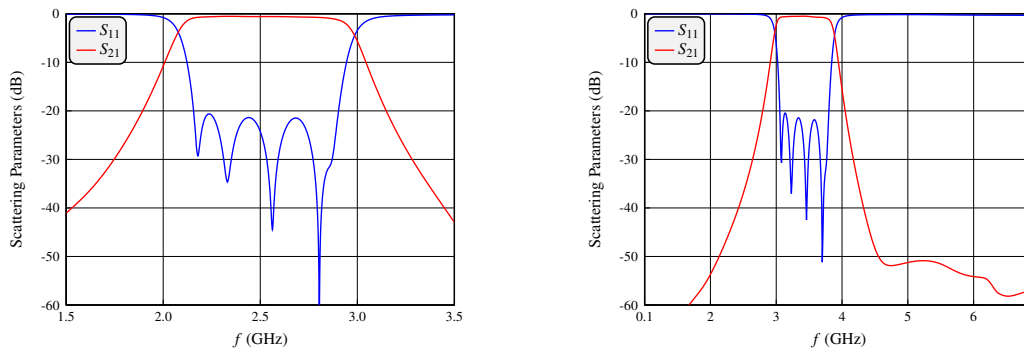
A lo largo del proceso de diseño y optimización electromagnética se ha empleado un tamaño de celda de  $0,05$  mm para la discretización EM. Sin embargo, una vez se tenga la respuesta deseada, se realizará un análisis de convergencia que consiste en realizar una nueva simulación reduciendo el tamaño de celda a  $0,01$  mm. En caso de que la simulación resultante con el nuevo tamaño de celda distase mucho de la respuesta deseada, habría que llevar a cabo un proceso de optimización. En la Fig. 4.20b se observa como el resultado obtenido no difiere apenas de la respuesta de la Fig. 4.20a.





(a) Respuesta del módulo de los parámetros S de los esquemáticos circuitales y electromagnéticos del resonador lateral. (b) Respuesta de la fase de los parámetros S de los esquemáticos circuitales y electromagnéticos del resonador lateral.

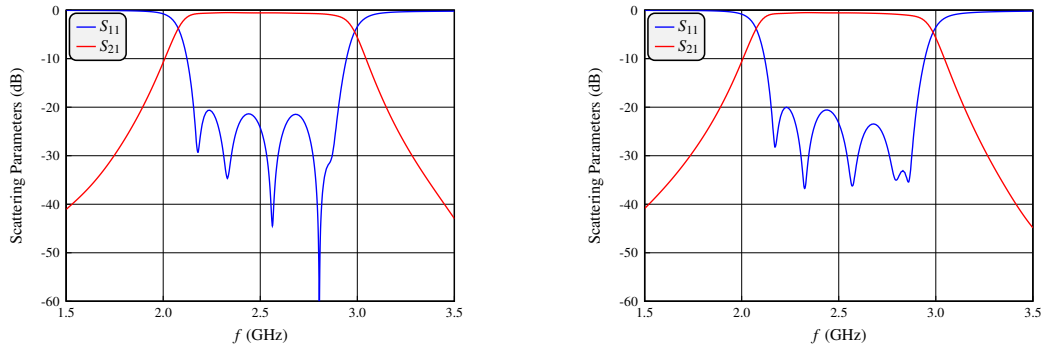
**Figura 4.18:** Respuesta y comparativa filtro de orden 5 implementación final.



(a) Respuesta de la simulación electromagnética del filtro en la banda de paso. (b) Respuesta de la simulación electromagnética del filtro en banda ancha.

**Figura 4.19:** Respuesta de la simulación electromagnética del filtro con acoplos resonantes y líneas en meandro.

Aunque se pierde el rizado constante, como se cumple el requisito de que las pérdidas de retorno superan los 20 dB se garantiza la fiabilidad del resultado.



(a) Simulación electromagnética del filtro con tamaño de celda 0,05 mm.

(b) Simulación electromagnética del filtro con tamaño de celda 0,01 mm.

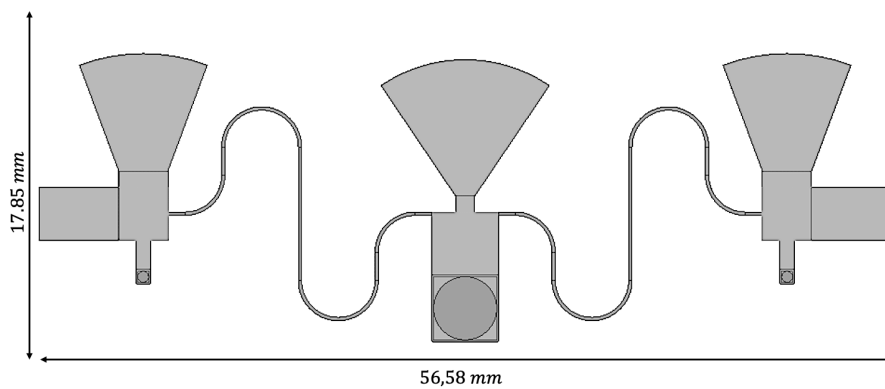
**Figura 4.20:** Análisis de convergencia.

El layout final asociado a la respuesta de la Fig. 4.19 se muestra en la Fig. 4.21, donde se incluyen las dimensiones físicas del mismo. El largo del diseño es de 56,58 mm y tiene un ancho de 17,85 mm, es decir tiene una superficie de 1009,953 mm<sup>2</sup>.

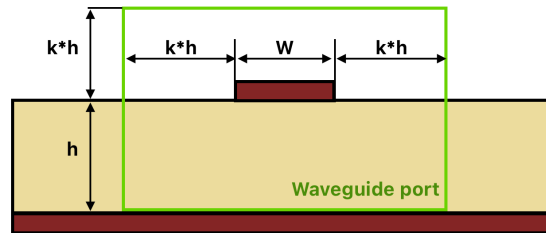
#### 4.4. Validación electromagnética en CST

En la sección anterior se ha logrado optimizar, electromagnéticamente, la topología propuesta en este capítulo para el filtro paso-banda implementado con acoplos resonantes y líneas de transmisión en meandro.

A continuación en esta sección, partiendo de la topología de la Fig. 4.21, se pretende conseguir validar las simulaciones electromagnéticas realizadas con el simulador de AWR, AXIEM. Para ello



**Figura 4.21:** Layout con dimensiones del diseño EM del filtro paso-banda con acoplos resonantes y líneas en meandro.



**Figura 4.22:** Definición de los puertos en el software CST a partir del coeficiente  $k$ .

se hará uso del programa CST Studio Suite que permitirá realizar simulaciones electromagnéticas de mayor precisión. Esto implica que se ha de conseguir que la respuesta al simular en CST sea igual que la obtenida al simular en AWR, AXIEM. La principal finalidad del uso de un segundo programa es confirmar todos los comportamientos electromagnéticos de los elementos de manera precisa, de cara a tener mayores garantías de la bondad del diseño ante una posible fabricación.

#### 4.4.1. Procedimiento en CST

El primer paso que se ha de llevar a cabo para poder realizar la simulación en CST del filtro paso-banda es la obtención del layout que define la geometría de la estructura que se quiere simular. Para ello, desde AWR se ha de exportar en un archivo .dxf el layout de la topología deseada, y posteriormente importar dicho archivo al software SolidWorks. Con esto se consigue el layout bidimensional de la metalización del filtro.

El software SolidWorks permite dotar al diseño de la profundidad correcta a cada capa, siendo éstas las definidas en la Fig. 4.15. Se ha comenzado extruyendo las capas del layout ( $t = 17 \mu\text{m}$ ), sustrato dieléctrico ( $h = 1,524 \text{ mm}$ ) y masa ( $t = 17 \mu\text{m}$ ) con sus dimensiones correspondientes. Además, es necesario realizar un corte en el sustrato para a continuación extruir las vías metálicas adecuadamente.

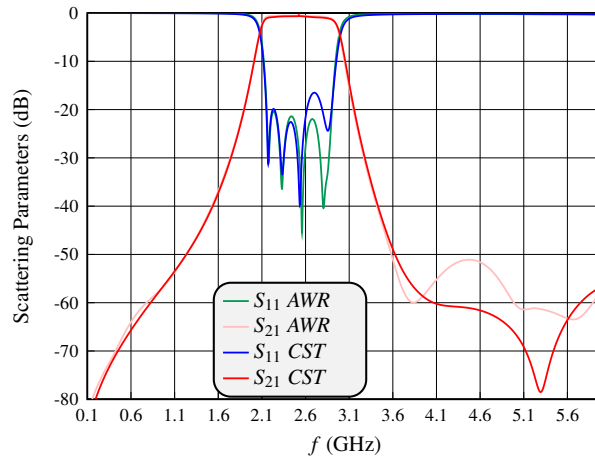
Una vez exportada a CST la estructura dimensional de SolidWorks que se acaba de diseñar, hay que definir correctamente el material de cada componente; bien sea cobre para el layout, vías y plano de masa, o el dieléctrico RO4003 para la capa de sustrato.

Como último paso para poder simular la estructura, se han de definir los puertos así como las condiciones de contorno de la estructura.

En cuanto a los puertos, se van a utilizar *waveguide ports* y, en consecuencia, se han de determinar las dimensiones adecuadas en función de la impedancia de cada puerto, que en CST se puede calcular a partir del *port extension coefficient*,  $k$ . Este coeficiente ayuda a establecer el tamaño del puerto para líneas de transmisión planares según la Fig. 4.22.

Respecto a las condiciones de contorno, se definen independientemente para cada pared. Las cuatro paredes laterales, cumplen las condiciones de circuito abierto. La pared superior (que es la cara donde se ubica el layout de la topología) deberá ser un circuito abierto, pero se elegirá la opción de Open with space. Por último, el plano de masa (plano inferior) se deberá definir con la condición de cortocircuito.

Una vez configuradas correctamente las características necesarias para realizar la simulación electromagnética en CST, el resultado obtenido como respuesta inicial se muestra en la Fig. 4.23.



**Figura 4.23:** Simulación electromagnética inicial en CST del filtro con acoplos resonantes y líneas en meandro.

Al analizar con detalle la respuesta obtenida se observa como se cumplen las especificaciones en los límites de la banda. Sin embargo, se observa fácilmente como no se consigue un rizado constante (o *equiripple*) que se busca dentro de banda, ni se consigue cumplir la especificación  $|S_{11}| < -20$  dB, ni se recuperan todos los ceros del filtro para cumplir con el orden cinco requerido.

Si se compara la respuesta del filtro obtenida con los dos simuladores, dado que éstas difieren, no es posible asegurar el comportamiento adecuado en frecuencia de la estructura diseñada. Por ello se ha de optimizar electromagnéticamente el filtro para conseguir una respuesta óptima en CST. Debido al elevado coste computacional de la optimización en CST, se ha de recurrir a técnicas que faciliten la recuperación de la respuesta del filtro. En este caso, se ha utilizado la técnica de *Aggressive Space Mapping* que se detalla a continuación.

#### 4.4.2. *Aggressive Space Mapping*

Para recuperar la respuesta del filtro en CST y obtener un resultado equivalente a la respuesta óptima del filtro descrito en este capítulo, Fig. 4.14 y Fig. 4.19, se utiliza la técnica conocida como *Aggressive Space Mapping* (ASM).

Este método de optimización [7] compara dos modelos de simulación, uno de baja precisión, llamado modelo *coarse*, que en este caso es el software AWR, y otro de alta precisión denominado modelo *fine*, que es el software CST. La principal diferencia entre estos modelos radica en el coste computacional; el modelo *coarse* tiene un coste bajo, mientras que el modelo *fine* implica un tiempo de computación considerablemente mayor. El ASM permite optimizar el modelo *fine* sin necesidad de realizar muchas iteraciones sobre este modelo, usando principalmente el *coarse* como apoyo, logrando así soluciones óptimas de manera temporalmente eficiente.

Para ilustrar el procedimiento, se van a considerar los vectores  $X_c^*$  y  $X_f$ , que representan los valores de las dimensiones físicas óptimas obtenidos de AWR (*coarse*) y CST (*fine*), respectivamente.

Desde AWR se obtiene un vector  $X_c^*$ , que al simular con dicho programa se obtiene la respuesta objetivo que se quiere conseguir, denotada como  $R_c(X_c^*)$ . En un escenario ideal, al simular el vector de valores óptimos de AWR,  $X_c^*$ , en CST, se esperaría la misma respuesta óptima:

$$R_f(X_c^*) = R_c(X_c^*) \quad (4.10)$$

Sin embargo, en la práctica esto no se cumple, y la respuesta obtenida al simular los valores óptimos de AWR en CST no es satisfactoria:

$$R_f(X_c^*) \neq R_c(X_c^*) \quad (4.11)$$

El problema, por tanto, consiste en determinar cuánto debe valer el vector  $X_f$  para que la respuesta de CST sea igual a la óptima de AWR,  $R_c(X_c^*)$ .

La primera solución sería optimizar directamente en CST hasta lograr  $R_f(X_f) = R_c(X_c^*)$ . Sin embargo, este método es muy costoso en términos de tiempo y recursos computacionales.

Por tanto, la solución óptima consiste en aplicar ASM. Esta técnica propone una solución más eficiente mediante un proceso iterativo, el cual consiste en igualar en cada etapa de optimización la respuesta óptima de AWR a la respuesta obtenida al simular en CST, que es una respuesta no válida. Es decir, se ha de conseguir  $R_c(X_c^{(i)}) = R_f(X_f^{(i-1)})$ , donde  $X_c^{(i)}$  son los valores optimizados en la iteración  $i$ -ésima en AWR para obtener la respuesta no deseada de CST en la iteración anterior.

Sabiendo que  $\Delta_i = X_c^{(i)} - X_c^*$ , se puede definir el procedimiento iterativo como:

$$X_f^{(i)} = X_f^{(i-1)} - \Delta_i \quad (4.12)$$

Para  $i = 1$ :

$$X_f^{(1)} = X_f^{(0)} - \Delta_1 = X_c^* - \Delta_1 \quad (4.13)$$

Para  $i = 2$ :

$$X_f^{(2)} = X_f^{(1)} - \Delta_2 \quad (4.14)$$

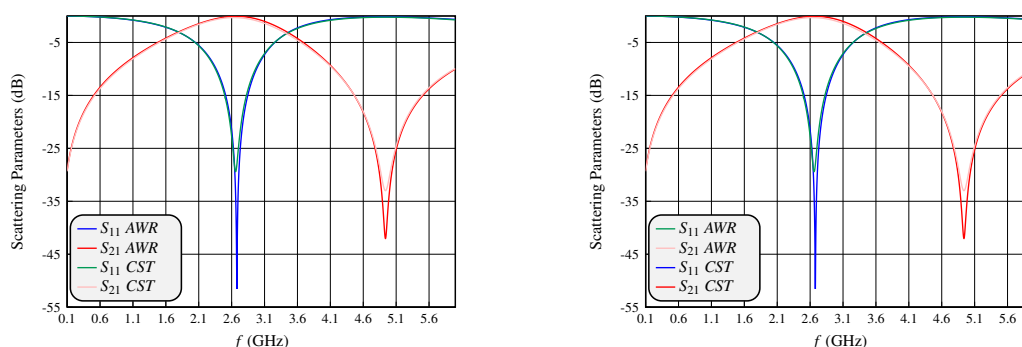
Este proceso continúa ajustando  $X_f$  en cada iteración en base a los errores calculados  $\Delta_i$ . La fórmula (4.15) expone formalmente que, cada  $X_c^{(i)}$  se obtiene minimizando la norma del error entre el modelo coarse y la simulación fine anterior (a este proceso se le denomina extracción de parámetros).

$$\min_{X_c^{(i)}} \left\| R_f(X_f^{(i-1)}) - R_c(X_c^{(i)}) \right\| \quad (4.15)$$

Finalmente, si  $\Delta_i < \varepsilon$ , o si la norma del error entre  $R_f(X_f^{(i)})$  y  $R_c(X_c^*)$  es menor que un  $\varepsilon$  prefijado, se considera que se ha llegado a la convergencia.

Variable	Original ( $X_c^*$ )	Optimizado ( $X_c^{(i)}$ )	Error ( $\Delta_i$ )	Corregido ( $X_f^{(i)}$ )
$W stub_2$ (mm)	3,0971	3,0977	0,00053	3,0966
$RO_2$ (mm)	11,2003	11,2354	0,0351	11,1652
$Theta_2$ ( $^\circ$ )	38,0554	38,1259	0,0705	37,9845
$Lind_2$ (mm)	1,4413	1,4399	-0,00131	1,4426

**Tabla 4.4:** Valores del acoplo resonante lateral aplicando ASM.



(a) Comparativa respuesta resonador lateral en AWR y CST. (b) Comparativa respuesta tras aplicar ASM del resonador lateral en AWR y CST.

**Figura 4.24:** Técnica de ASM aplicada sobre el resonador lateral.

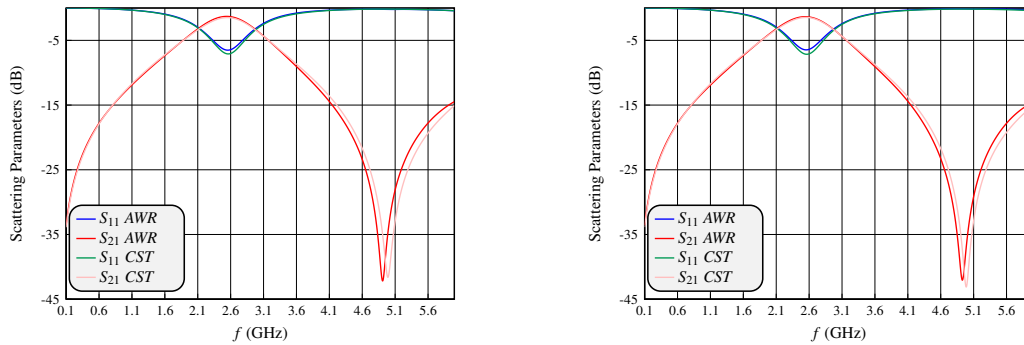
#### 4.4.3. Resultados de la validación electromagnética

Dada la complejidad del filtro, se ha optado por dividir el circuito en tramos e ir aplicando la técnica descrita de ASM por partes (ver detalles en [7]).

El primer elemento a evaluar es el resonador lateral. Al comparar la respuesta de este acoplo resonante, se aprecia que las diferencias entre las respuestas de los dos simuladores son mínimas, ya que la resonancia de los parámetros S coincide en ambas simulaciones. Sin embargo, para obtener una respuesta más fiable e intentar minimizar el error desde la primera etapa, se ha aplicado ASM a este primer subcircuito. Los valores obtenidos en cada paso, al aplicar ASM al primer acoplo, se recogen en la Tabla 4.4. La respuesta del resonador lateral final se muestra en la Fig. 4.24. Como se puede observar ambas gráficas muestran prácticamente el mismo resultado, por lo que se podría no haber aplicado ASM.

En segundo lugar, se compara la respuesta del resonador lateral junto con la línea en meandro obtenida al simular tanto en AWR como en CST. La respuesta inicial obtenida se muestra en la Fig. 4.25a. Al comparar la nueva estructura en CST, pese a que las diferencias entre las respuestas de los dos simuladores son mínimas, se ha vuelto a aplicar ASM para recuperar la respuesta de este tramo, intentando que el error sea prácticamente nulo.

El último tramo aislado que se debe recuperar es el resonador central. En la Fig. 4.26a, sí que se observan claras diferencias a la frecuencia de resonancia entre las respuestas obtenidas al simular en AWR y al simular en CST. Estas diferencias justifican el tener que aplicar ASM. Se puede ver en



(a) Comparativa respuesta resonador lateral y meandro en AWR y CST. (b) Comparativa respuesta tras aplicar ASM del resonador lateral y meandro en AWR y CST.

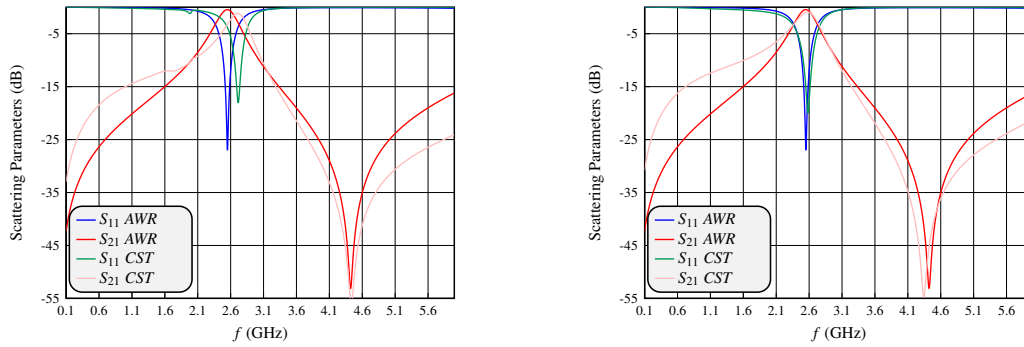
**Figura 4.25:** Técnica de ASM aplicada sobre el resonador lateral y meandro.

la Fig. 4.26b como, tras aplicar ASM, se consigue hacer coincidentes ambas curvas a la frecuencia de resonancia.

Una vez aplicado ASM individualmente a las diferentes etapas del filtro, se procede a componer la estructura formada por el primer resonador lateral, la línea en meandro y el resonador central. La respuesta se observa en la Fig. 4.27a. Al aplicar ASM sobre la estructura correspondiente a medio filtro, se obtiene el resultado de la Fig.4.27b donde se observa una mejora en la diferencia entre ambas curvas.

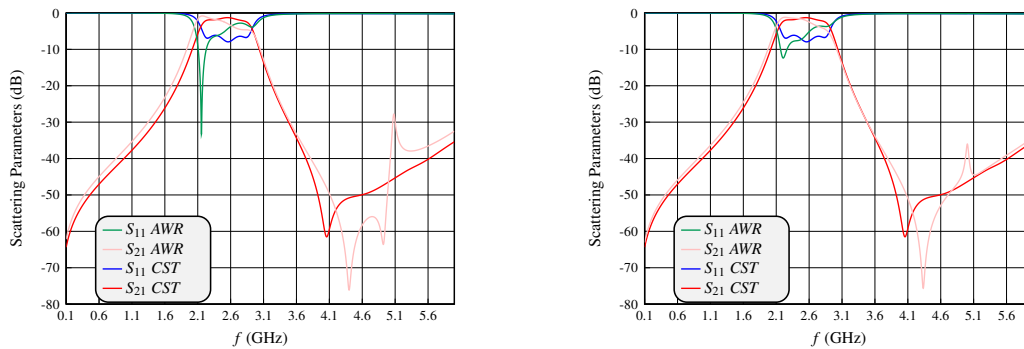
Finalmente, dada la simetría de la red, se ha de duplicar la topología asociada a medio filtro, obteniendo así la estructura completa del filtro paso-banda con acoplos resonantes y línea en meandro. La estructura del diseño EM del filtro paso-banda simulado en CST se muestra en la Fig.4.28.

Tras aplicar el algoritmo de ASM descrito en [7] y explicado en las ecuaciones (4.10) a (4.15), y usando como espacio coarse AWR EM y como espacio fine CST EM, con una sola iteración se ha llegado al resultado de la Fig. 4.29. Con una sola iteración, se ha conseguido este excelente resultado. Siguiendo este método, se podría mejorar el diseño hasta cumplir con las especificaciones iniciales (pérdidas de retorno mayores de 20 dB en la banda de paso). Sin embargo, como este no es el diseño que se va a fabricar, no ha sido necesario seguir iterando debido al tiempo que supone afinar la solución ya obtenida (Fig. 4.29). Tal y como puede verse en la sección 8.2, al prototipo implementado se le exige unas pérdidas de retorno de 25 dB, para que sea más robusto frente a tolerancias de fabricación.



(a) Comparativa de la respuesta del resonador central en AWR y CST. (b) Comparativa respuesta tras aplicar ASM del resonador central en AWR y CST.

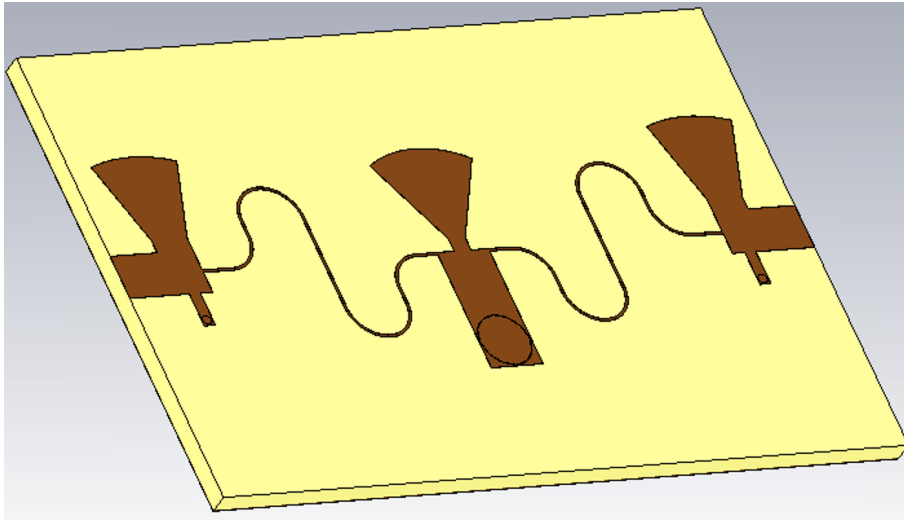
**Figura 4.26:** Técnica de ASM aplicada sobre el resonador central.



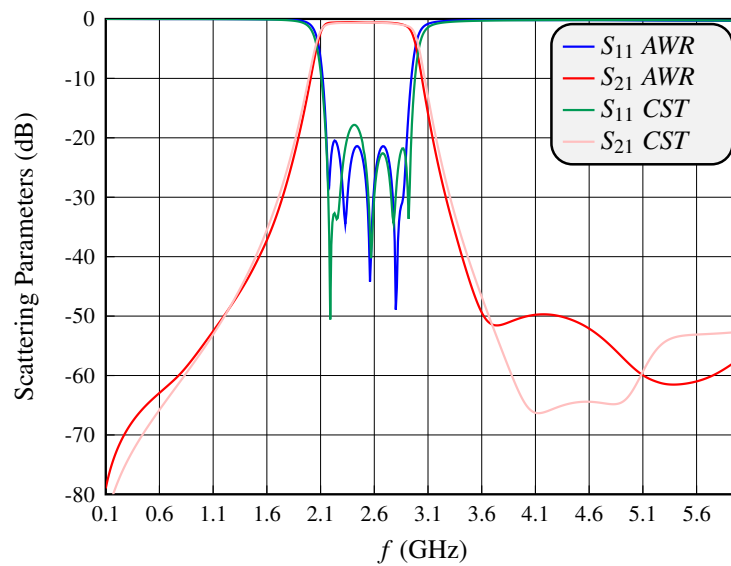
(a) Comparativa de la respuesta de medio filtro en AWR y CST. (b) Comparativa respuesta tras aplicar ASM de medio filtro en AWR y CST.

**Figura 4.27:** Técnica de ASM aplicada sobre medio filtro.





**Figura 4.28:** Estructura del diseño EM en CST.



**Figura 4.29:** Técnica de ASM aplicada sobre el filtro completo.



## Capítulo 5

# Mejora mecánica: TAPER

Pese a haber sido capaces de recuperar la respuesta del filtro con la topología de acoplos resonantes y líneas de transmisión en meandro, se ha considerado una mejora mecánica que facilitaría la fabricación del filtro.

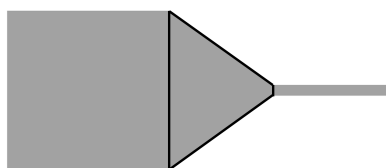
La topología propuesta en el capítulo 4 presenta un salto abrupto en los resonadores laterales y central, al estar uniendo líneas de muy diferentes anchos en las uniones en los cruces, *MCROSS*. Al simular electromagnéticamente, este salto de impedancias puede no ser evaluado correctamente por dos motivos. En primer lugar, los campos EM se concentran en las esquinas, lo que requiere de un mallado más denso para su correcta evaluación; en segundo lugar, mecanizar estructuras muy abruptas aumenta la sensibilidad a errores de tolerancias en la fabricación, produciendo mayores desviaciones en la respuesta, a diferencia de estructuras más suaves (donde es menor la concentración de campos EM en las citadas esquinas).

Por ello, se ha repetido el proceso de diseño de la topología que presenta acoplos resonantes y líneas en meandro, incorporando un elemento de transición gradual llamado *taper*, que es el elemento central de la Fig. 5.1.

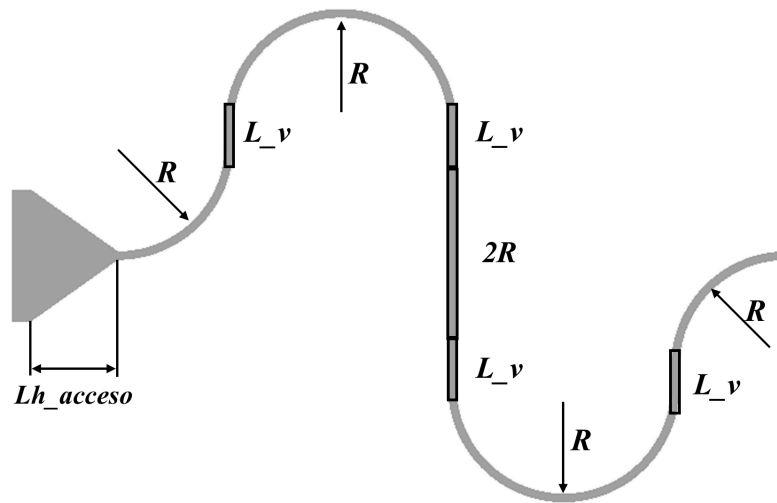
### 5.1. Resultados de la simulación y optimización EM

En primer lugar, se ha de evaluar el comportamiento del taper junto con el meandro aisladamente. Por tanto, de igual manera que para definir las dimensiones del meandro, se ha de comparar el comportamiento de la línea en meandro junto con el taper con el de una línea de transmisión recta.

A la hora de definir la longitud del taper, es importante tener en cuenta que la longitud total de la estructura de la línea en meandro junto con el taper debe ser  $\lambda/2$ . Por este motivo, se ha decidido redefinir la estructura del meandro tal y como se muestra en la Fig. 5.2. Si se compara con la



**Figura 5.1:** Geometría (layout) de un taper.



**Figura 5.2:** Diagrama del meandro incluyendo el taper.

propuesta de la Fig. 4.12, se observa claramente como la dimensión correspondiente a la longitud horizontal se destina en su totalidad a la longitud del taper. Además, cabe mencionar que la ubicación elegida para el taper se debe a que, por los diseños de los resonadores laterales y centrales, el único extremo del meandro donde hay un salto abrupto de impedancias es en la unión del meandro con el resonador lateral, ya que el resonador central ve a ambos lados líneas de transmisión de igual anchura.

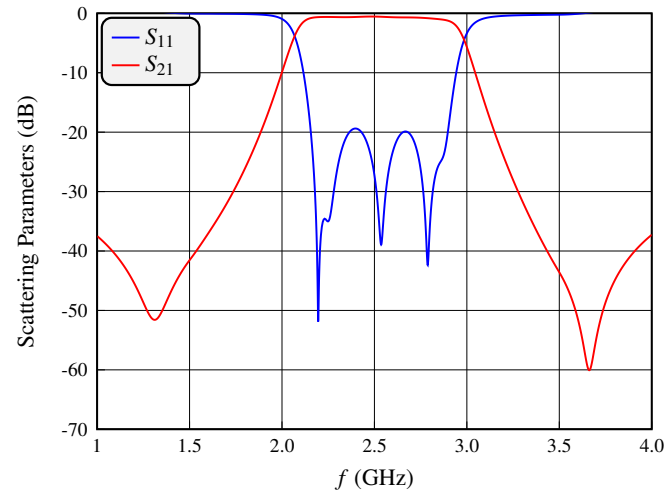
Así pues, una vez obtenida la respuesta del taper con el meandro de manera aislada, se debe incorporar dicha estructura al diseño completo del filtro para poder obtener la respuesta electromagnética deseada.

Al incorporar la estructura equivalente al resonador LC paralelo y simular electromagnéticamente, la respuesta dista bastante de la respuesta esperada para cumplir las especificaciones del filtro. Es por eso que se debe proceder a recuperar la respuesta del filtro de igual manera a como se explicó en la sección 4.3.4. Finalmente, una vez llevadas a cabo todas las etapas de optimización electromagnética mencionadas, la respuesta del filtro con acoplos resonantes y líneas en meandro con taper se muestra en la Fig. 5.3. Se puede observar que pese a no tener un rizado constante, se cumple que  $|S_{11}| \leq -20$  dB y en el ancho de banda correspondiente. La Fig. 5.4 muestra el layout final de la topología propuesta con taper.

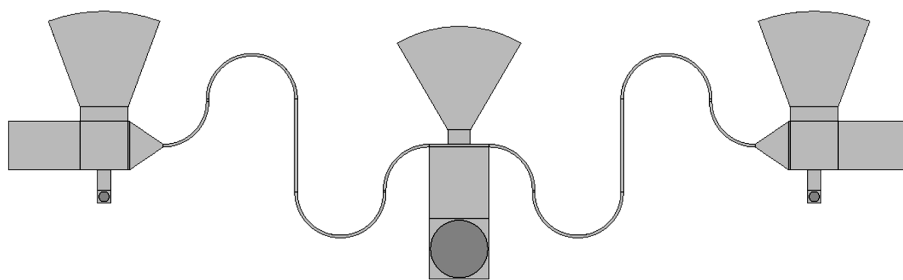
## 5.2. Análisis de rendimiento (yield analysis)

Para justificar la incorporación de este elemento al diseño se ha realizado un análisis de rendimiento (*yield analysis* en inglés) frente a las tolerancias de fabricación. Éste análisis, es una técnica utilizada para evaluar como las variaciones en los parámetros de fabricación afectan a la respuesta de un circuito. En el campo del diseño de circuitos de RF y de microondas, proporciona una evaluación correcta del buen funcionamiento de los circuitos, a pesar de las inevitables variaciones en sus dimensiones por las tolerancias de mecanizado.

Es importante tener en cuenta que para realizar un análisis de rendimiento (o yield), se han de identificar las variables de diseño que estén sujetas a variaciones durante el proceso de fabrica-



**Figura 5.3:** Respuesta del filtro con acoplos resonantes, líneas en meandro con taper.



**Figura 5.4:** Layout del filtro con meandros incluyendo el taper.

ción, como por ejemplo las dimensiones físicas del circuito. Una vez determinadas las variables (dimensiones) a considerar, se han de definir las tolerancias asociadas a las mismas.

Para analizar el efecto de dichas variables, se hace uso de métodos estadísticos como el de Pareto. El método de Pareto, que hace referencia al principio de Pareto o la ley 80/20, se utiliza para identificar y priorizar factores importantes, permitiendo enfocarse en mejorar aquellos aspectos específicos que proporcionarán la mayor mejora en el rendimiento (o yield). Este método ordena las variables, de izquierda a derecha, en función de lo críticas que sean en el citado rendimiento, siendo la ubicada más a la izquierda la que más afecta al citado rendimiento del circuito que se está evaluando.

Una vez realizado el análisis de Pareto, se examinan los resultados de las simulaciones para determinar el porcentaje de instancias del diseño que cumplen con los criterios de rendimiento especificados. Al valor de este porcentaje se le denomina rendimiento, o yield, del circuito diseñado, y permite evaluar la efectividad del diseño y la viabilidad de su fabricación. En concreto, proporciona una visión clara de qué tipo de dispositivos pueden fabricarse, con unas tolerancias aceptables, y cumpliendo con las especificaciones deseadas.

Así pues, este estudio se ha realizado tanto para el filtro con y sin el citado taper, y así poder realizar una comparación (en términos de yield) entre ambas soluciones.

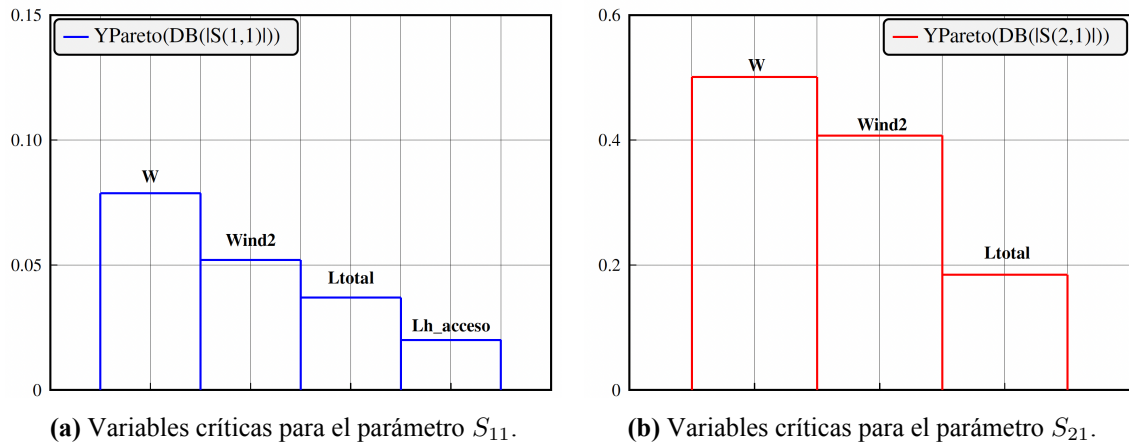
### 5.2.1. Evaluación de resultados del análisis de rendimiento (yield)

Para determinar las variables que más impactan el diseño, primero se evaluaron los parámetros que definen los diferentes segmentos del filtro. Se comenzó analizando las variables de los resonadores laterales y central. En segundo lugar, se evaluaron las que definen el meandro. De esta manera, se pudieron identificar las variables más críticas de cada componente, usando el citado método de Pareto para priorizarlas.

De entre las variables críticas de cada elemento se eligieron las dos que más afectaban a cada tramo, y se realizó el análisis de rendimiento (yield) con las variables correspondientes al ancho y longitud total del meandro ( $W$  y  $L_{total}$ ), así como con las variables que definen los stubs con vías ( $W_{ind}$  y  $L_{ind}$ ). Estas fueron aquellas variables que mostraron tener el mayor impacto en el rendimiento del filtro. Para el ancho del meandro, se ha asignado una tolerancia máxima de  $50 \mu\text{m}$ , dado que es una característica crítica y más susceptible a variaciones de fabricación. Para el resto de dimensiones físicas, como la longitud del meandro y las del stub con vías, se estableció una tolerancia de hasta  $100 \mu\text{m}$ , ya que este es un valor de tolerancia aceptable que no compromete significativamente el rendimiento del diseño.

En la Fig. 5.5 se observa los resultados del análisis de Pareto, y cuáles son las variables más críticas que afectan a los parámetros  $S$  del filtro con taper. El porcentaje obtenido como rendimiento (yield) del filtro diseñado con taper es del 20%, frente al 11% de casos sin taper, tras realizar el correspondiente estudio estadístico. El porcentaje indica los diseños viables (que cumplen las especificaciones a pesar de las desviaciones debidas a posibles tolerancias de mecanizado), lo cual confirma en este caso al filtro con taper como una solución más robusta.

Las variables de la Fig. 5.5, siguen la nomenclatura empleada en el capítulo 4. Como ya se ha mencionado, se ha llamado  $W$  y  $L_{total}$  a las variables que definen el ancho y la longitud total del meandro. Además, según la definición de las variables de la Fig. 4.21,  $W_{ind}$  y  $L_{ind}$  se emplean para definir el ancho y longitud del stub con vía. El subíndice 2 de la gráfica, hace referencia a los stub radiales laterales del layout de la Fig. 5.4. Por último,  $L_{h_{acceso}}$  es la longitud del taper.



**Figura 5.5:** Análisis de Pareto para las variables de diseño del filtro con taper.





## Capítulo 6

# Filtro implementado con condensador interdigital

La segunda nueva topología propuesta para la implementación del filtro paso-banda con acoplos resonantes, se centra en un diseño alternativo de los resonadores serie en tecnología planar microstrip. El objetivo es, al igual que en el caso anterior, conseguir diseñar estructuras con las mínimas dimensiones posibles. Esta propuesta se basa en sustituir la bobina del resonador LC serie del prototipo paso-banda por un tramo de línea de alta impedancia, mientras que para la implementación del condensador serie se propone utilizar un condensador interdigital. De esta forma, se pretende eliminar, en la medida de lo posible, las líneas de tipo meandro (elemento distribuido) usadas hasta el momento. Como efecto colateral, si las líneas se sustituyen por elementos casi-concentrados, es de esperar que la respuesta fuera de banda del filtro mejore sensiblemente.

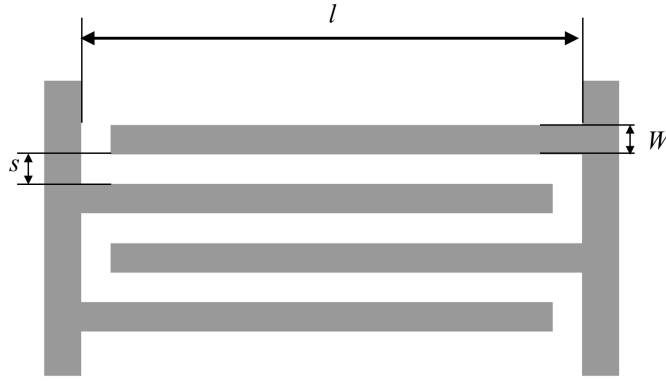
El primer paso para el diseño del resonador serie es analizar, individualmente, el comportamiento de los nuevo elementos en tecnología planar microstrip que se pretenden utilizar.

Para conseguir la capacidad deseada se ha optado por un condensador interdigital, puesto que es un elemento apto para diseños en los que el valor a sintetizar de la capacidad sea inferior a 1,0 pF.

Según se describe en [8], la configuración del condensador interdigital consiste en un conjunto de líneas de transmisión, cada una de las cuales está cortocircuitada en un extremo, y terminada en abierto en el otro extremo, con orientación alternativa. En general, una vez definidas las dimensiones físicas, la estructura resultante puede ser asimétrica. Es decir, las longitudes  $l_1, l_2, \dots, l_n$  y las anchuras  $W_1, W_2, \dots, W_n$  pueden tener valores diferentes. La estructura resultante (para el caso en el que todas las longitudes y anchuras se escogen iguales a  $W$  y  $l$ , respectivamente), se muestra en la Fig. 6.1.

La capacidad se consigue gracias al campo que existe entre tramos de línea adyacentes separados por un espaciado  $s$ . Por último, estos elementos se conectan con el resto de elementos a la entrada y la salida empleando líneas definidas por un ancho,  $W_{in}$ , que puede ajustarse para que sea igual al valor de referencia para las líneas de entrada y salida del filtro (con  $Z_0 = 50 \Omega$  habitualmente).

Haciendo que el valor de los anchos de las líneas,  $W$ , sean iguales entre sí e iguales al espacio,  $s$ , que las separa, se consigue sintetizar la capacidad máxima posible. Bajo esta suposición, utilizando la expresión empírica (6.1), recogida en [8], se puede estimar el valor de la capacidad que se obtendrá.



**Figura 6.1:** Geometría (layout) del condensador interdigital.

$$C(\text{pF}) = 3,937 \times 10^{-5} l(\mu\text{m})(\varepsilon_r + 1)[0,11(n-3) + 0,252] \quad (6.1)$$

Particularizando para el filtro considerado en este TFG, los valores de la bobina y el condensador que se quieren sintetizar son:

$$L_s = 14,56 \text{ nH}$$

$$C_s = 0,2784 \text{ pF}$$

Así pues, el valor de  $C_s$  requerido podrá sintetizarse con el condensador interdigital recién descrito. Por otro lado, de la teoría de filtros se conoce que una bobina se puede implementar con un tramo de línea de alta impedancia. Se ha de tener en cuenta que, para que el comportamiento de los elementos concentrados a frecuencias de microondas sea bueno, la longitud total de la línea debe ser una fracción de longitud de onda  $l \approx \lambda/8$  (o de menor valor).

Para obtener correctamente los parámetros que definen tanto al condensador interdigital como a la línea equivalente de la bobina, se debe llevar a cabo un proceso de síntesis inversa, siguiendo el mismo procedimiento que se empleó para el diseño de los acoplos resonantes.

Inicialmente, se estiman los parámetros del condensador sustituyendo en (6.1) hasta conseguir un valor similar al de la capacidad  $C_s$  que se busca. En este caso, siendo  $n$  el número de líneas del condensador interdigital, para los valores  $l = 2,07 \times 10^3 \mu\text{m}$ ,  $n = 5$  y  $\varepsilon_r = 3,55$  se obtiene un valor inicial de la capacidad, antes de optimizar manualmente, de  $C = 0,2158 \text{ pF}$ .

A partir de las expresiones para filtros con saltos de impedancias, [6], se podrán obtener los valores iniciales de la línea de transmisión equivalente. La longitud eléctrica se define según (6.3), y la relación que mantiene con la longitud física se puede obtener a partir de (6.4). El parámetro de la permitividad relativa,  $\varepsilon_{r\text{eff}}$ , se obtiene mediante la herramienta de AWR, *TxLine*, y como valor de  $Z_{\text{High}}$  se utiliza  $150 \Omega$  (que es la impedancia correspondiente a un ancho de línea  $W = 0,2 \text{ mm}$ , considerado como el límite de fabricación).

$$\Phi = \frac{2\pi f_0 L}{Z_{\text{High}}} \quad (6.3)$$

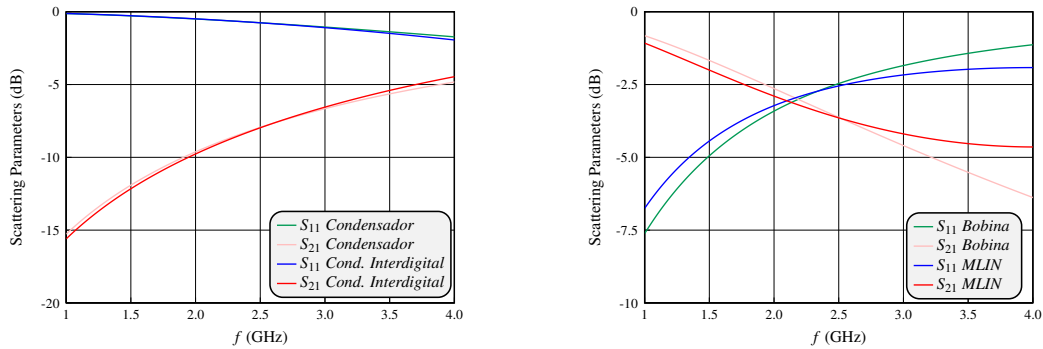
$$\Phi = \beta l = \frac{2\pi}{\lambda} l = \frac{2\pi f_0}{c} l = \frac{2\pi f_0 \sqrt{\epsilon_{r_{\text{eff}}}}}{c_0} l \quad (6.4)$$

De este modo, la longitud de la línea equivalente a la bobina será inicialmente:

$$l = \frac{c_0 L}{Z_{\text{High}} \sqrt{\epsilon_{r_{\text{eff}}}}} = 18,72 \text{ mm} \quad (6.5)$$

Puesto que en este caso se están diseñando las topologías equivalentes a los resonadores serie de elementos concentrados, se ha de representar la parte imaginaria de la impedancia,  $\text{Im}(Z_{in})$ , de ambos esquemáticos, y se ha de conseguir que ambas curvas presenten una respuesta lo más similar posible a la frecuencia de resonancia,  $f_0 = 2,5 \text{ GHz}$ . Esto se conseguirá empleando la herramienta *Tuner*, con la que se han de ajustar manualmente los valores de los parámetros para hacer coincidir las dos curvas.

Así pues, la Fig. 6.2a muestra los parámetros  $S$  del condensador y de su equivalente en tecnología planar microstrip, el condensador interdigital. Como puede observarse, se ha conseguido que las curvas se solapen en toda la banda de paso del filtro, ofreciendo así un muy buen comportamiento del condensador interdigital. La Fig. 6.2b muestra los parámetros  $S$  de la bobina y de su equivalente en tecnología microstrip, una línea de transmisión de alta impedancia característica. Por el contrario, en este caso no ha sido posible conseguir que ambas curvas presenten la misma respuesta en toda la banda, pero sí que ambas curvas sean coincidentes a la frecuencia central.



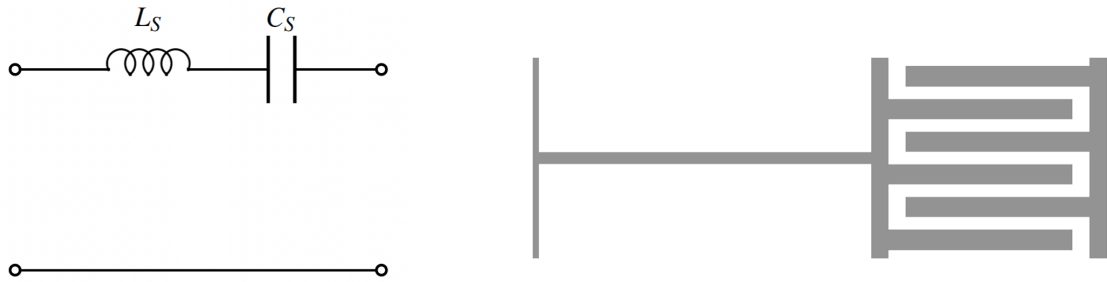
(a) Parámetros  $S$  del condensador y de su implementación interdigital.

(b) Parámetros  $S$  de la bobina y de su equivalente con línea de transmisión.

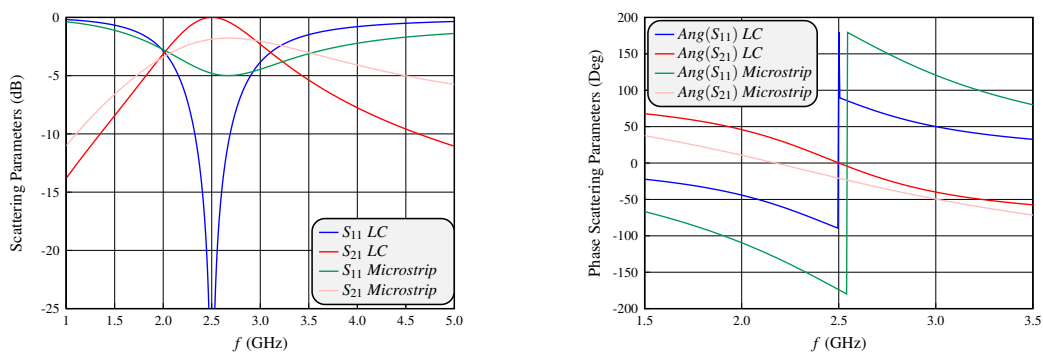
**Figura 6.2:** Izquierda: comparativa de los parámetros  $S$  del condensador y su versión interdigital. Derecha: comparativa para el caso de la bobina y su línea de transmisión equivalente.

Una vez evaluada la respuesta de cada elemento individualmente, se ha de componer la estructura en tecnología planar microstrip equivalente al circuito resonante serie del modelo circuital. La Fig. 6.3 muestra la topología empleada, donde el tramo de línea sintetiza el valor de la inductancia que se quiere conseguir, y el condensador interdigital la capacidad deseada.

Sin embargo, al simular la respuesta del resonador serie en tecnología planar microstrip, optimizar los parámetros tanto de la línea como del condensador interdigital, y compararlo con la respuesta



**Figura 6.3:** Izquierda: resonador serie con elementos concentrados. Derecha: layout del resonador serie con línea de transmisión y condensador interdigital.



**(a)** Comparativa del módulo (parámetros S) del resonador serie con elementos concentrados y de su implementación en microstrip.

**(b)** Comparativa de la fase (parámetros S) del resonador serie con elementos concentrados y de su implementación en microstrip.

**Figura 6.4:** Comparativa del módulo y fase del resonador serie.

del resonador LC serie teórico que se desea replicar, se obtienen los resultados de módulo y fase que se muestra en la Fig. 6.4. En primer lugar, de las respuestas en módulo se observan ciertas diferencias en cuanto a niveles de las curvas, frecuencias de resonancia y anchos de banda. Respecto a las respuestas en fase, al analizar la Fig. 6.4b, se puede observar cómo el resonador en microstrip no resuena a la frecuencia central del filtro  $f_0 = 2,5$  GHz. Por estos motivos, se ha descartado esta topología como posible estructura alternativa para implementar los resonadores LC serie del filtro considerado en este trabajo de fin de grado.

## Capítulo 7

# Filtro de banda dual

Los filtros paso-banda tradicionales están diseñados para operar en una sola banda, enfocándose exclusivamente en la banda de paso alrededor de una frecuencia central. Sin embargo, los filtros que emplean líneas o resonadores acoplados pueden hacer uso de la periodicidad de las líneas de transmisión, que repiten su respuesta en múltiplos enteros de la frecuencia de resonancia. Este comportamiento periódico puede aprovecharse mediante un diseño adecuado, permitiendo que el filtro funcione en varias bandas de frecuencia. Aunque las pérdidas del circuito limitan el comportamiento ideal a frecuencias múltiplos de  $f_0$ , es factible diseñar estructuras que funcionen eficazmente tanto en la frecuencia fundamental como en su primer armónico, como en el caso de los filtros de banda dual.

Algunos textos como [9], [10] describen, respectivamente, el diseño de filtros de banda dual en guía de onda, o bien en tecnología planar microstrip usando resonadores con saltos de impedancia (SIR)). El objetivo de este capítulo es utilizar las réplicas de filtros diseñados con acoplos resonantes y líneas de transmisión, para diseñar un filtro de banda dual que cumpla con las especificaciones requeridas en ambas bandas de operación.

El diseño del filtro incluirá dos bandas de transmisión simultáneas. Para una banda de transmisión, se utilizarán las  $N$  líneas como resonadores, mientras que el conjunto de  $N + 1$  resonadores (con elementos casi-concentrados), que conectan las líneas, actuará en una frecuencia no resonante para realizar los acoplos requeridos. La otra banda de transmisión se logrará invirtiendo los roles: los acoplos funcionarán como resonadores y las líneas resonantes actuarán como elementos y acoplamiento. De este modo, se obtendrán dos bandas: una de orden  $N$  y otra de orden  $N + 1$ .

En este diseño específico, se pretende aprovechar las réplicas inherentes a la tecnología planar microstrip para crear una segunda banda a doble frecuencia de la banda principal. Así, se ha diseñado un filtro de orden cinco para la banda central en  $f_0 = 2,5$  GHz, y un filtro de orden cuatro para la segunda banda en  $2f_0 = 5$  GHz.

## 7.1. Especificaciones del filtro

Esta propuesta tiene unas especificaciones ligeramente diferentes a las topologías que se han analizado en el resto de capítulos previos.

### Banda baja

- Orden del filtro  $N + 1 = 5$
- Frecuencia central  $f_0 = 2,5$  GHz
- Ancho de banda fraccional  $FBW = 15 \%$
- Pérdidas de retorno mínimas  $RL_{\min} = 20$  dB

A partir de estas especificaciones podemos determinar los valores de las frecuencias superior e inferior de la banda central del filtro,  $f_1$  y  $f_2$ . Resolviendo el siguiente sistema de ecuaciones se obtienen fácilmente los valores de dichas frecuencias.

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \quad (7.1a)$$

$$BW = f_2 - f_1 \quad (7.1b)$$

De donde obtenemos la banda de paso del filtro deseado que queda comprendida entre las frecuencias  $f_1 = 2,319$  GHz y  $f_2 = 2,695$  GHz.

### Banda alta

- Orden del filtro  $N = 4$
- Frecuencia central  $2f_0 = 5$  GHz
- Ancho de banda fraccional  $FBW = 10 \%$
- Pérdidas de retorno mínimas  $RL_{\min} = 20$  dB

Para esta segunda banda, si resolvemos el mismo sistema de ecuaciones, (7.1), pero siendo en este caso la frecuencia central 5 GHz y el  $FBW = 10 \%$ , las frecuencias inferior y superior resultantes son  $f_3 = 4,756$  GHz y  $f_4 = 5,256$  GHz.

## 7.2. Diseño del filtro de banda dual

El procedimiento de diseño propuesto es el siguiente:

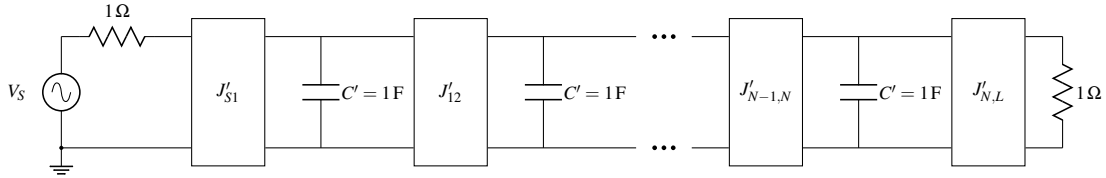
### 1) Etapa con inversores y elementos concentrados.

Se va a comenzar diseñando el filtro de la banda centrada a  $f_0 = 2,5$  GHz. Dado que las especificaciones del filtro de banda dual son diferentes a las del filtro de banda ancha simple de los capítulos anteriores, se ha de repetir el procedimiento descrito en el capítulo 2. A partir de las especificaciones de  $RL_{\min}$  y el orden del filtro,  $N + 1$ , se han obtenido los valores de  $g_i$  que se recogen en la Tabla 7.1.

El siguiente paso consiste en diseñar la red del filtro paso-banda, compuesta por resonadores paralelo con elementos concentrados e inversores de admitancia, a partir del prototipo paso-

$g_0$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$
1,0	0,9732	1,3723	1,8032	1,3723	0,9732	1,0

**Tabla 7.1:** Valores de los elementos concentrados del prototipo paso-bajo.



**Figura 7.1:** Filtro paso-bajo normalizado con condensadores en paralelo e inversores.

bajo normalizado de la Fig. 7.1. Para ello, aplicando la transformación paso-bajo a paso-banda a los condensadores del citado prototipo, y desnormalizando (es decir, considerando  $R_S = 50 \Omega$  y  $R_L = 50 \Omega$ ), se obtiene el circuito de la Fig. 7.2 con los siguientes valores para todos sus elementos.

$$J_{S1} = \frac{Y_0}{\sqrt{g_0 g_1}} = \frac{1,014}{50} \text{ S} \qquad J_{34} = \frac{Y_0}{\sqrt{g_3 g_4}} = \frac{0,6357}{50} \text{ S} \quad (7.2a)$$

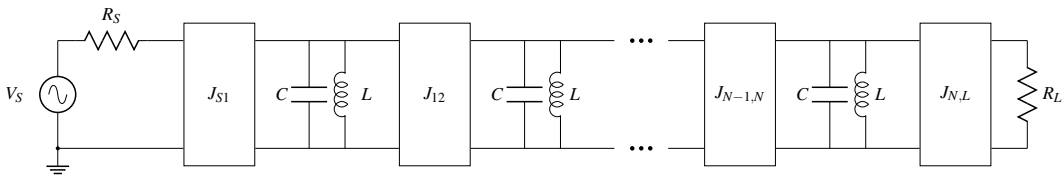
$$J_{12} = \frac{Y_0}{\sqrt{g_1 g_2}} = \frac{0,8653}{50} \text{ S} \qquad J_{45} = \frac{Y_0}{\sqrt{g_4 g_5}} = \frac{0,8653}{50} \text{ S} \quad (7.2b)$$

$$J_{23} = \frac{Y_0}{\sqrt{g_2 g_3}} = \frac{0,6357}{50} \text{ S} \qquad J_{5L} = \frac{Y_0}{\sqrt{g_5 g_6}} = \frac{1,014}{50} \text{ S} \quad (7.2c)$$

$$C = \frac{Y_0}{\Delta\omega} = 8,488 \text{ pF} \qquad L = Z_0 \times \frac{\Delta\omega}{\omega_0^2} = 0,4775 \text{ nH} \quad (7.3a)$$

## 2) Etapa con inversores y elementos concentrados fijando valores del primer y último inversor.

En este punto del diseño, se ha decidido fijar el valor de los inversores de entrada y salida,  $J_{S1}$  y  $J_{5L}$ , con el objetivo de que, al implementarse posteriormente con líneas de transmisión,



**Figura 7.2:** Filtro paso-banda con elementos concentrados e inversores de admitancia.

éstas estén adaptadas y su longitud sea irrelevante para el diseño. Dado que los accesos de entrada y salida tienen un valor de  $Z_0 = 50 \Omega$ , el valor del inversor elegido, según la definición de la constante de inversión, es  $J = \frac{1}{Z_0}$  con  $Z_0 = 50 \Omega$ .

Fijar los nuevos valores de los inversores de entrada y de salida  $J'_{S1}$  y  $J'_{5L}$ , implica que el resto de parámetros del circuito se vean afectados. La relación que presentan el valor de los inversores con los resonadores LC paralelo del circuito viene definida según (7.4). Esta relación permite calcular el valor de las nuevas constantes de inversión a partir de los valores de la etapa anterior, donde  $\mathfrak{B}'_i$  es el parámetro de inclinación (o *slope parameter*) del resonador  $i$ . Este parámetro se elige, debido al grado de libertad, de forma que los valores del inversor dados por  $J'_{S1}$  y  $J'_{5L}$  sean el valor de la admitancia del puerto. El parámetro de inclinación  $\mathfrak{B}_i$  permite, a partir de la expresión (7.5a) y junto a la definición de la pulsación de resonancia  $\omega_{0i}$ , que es la misma en todos los resonadores (7.5b), calcular los valores de cada resonador paralelo que forma el circuito.

$$\frac{J_{S1}}{\sqrt{Y_0 \mathfrak{B}_1}} = \frac{J'_{S1}}{\sqrt{Y_0 \mathfrak{B}'_1}} \quad (7.4a)$$

$$\frac{J_{i,i+1}}{\sqrt{\mathfrak{B}_i \mathfrak{B}_{i+1}}} = \frac{J'_{i,i+1}}{\sqrt{\mathfrak{B}'_i \mathfrak{B}'_{i+1}}}, \quad i = 1, \dots, N-1 \quad (7.4b)$$

$$\frac{J_{NL}}{\sqrt{\mathfrak{B}_N Y_0}} = \frac{J'_{NL}}{\sqrt{\mathfrak{B}'_N Y_0}} \quad (7.4c)$$

$$\mathfrak{B}_i = \sqrt{\frac{C_i}{L_i}} \quad (7.5a)$$

$$\omega_{0i} = \frac{1}{\sqrt{L_i C_i}} \quad (7.5b)$$

Así pues, el primer parámetro a redefinir es el parámetro de inclinación  $\mathfrak{B}'_1$ .

Para obtener su valor, sabiendo que  $J'_{S1} = \frac{1}{Z_0}$ , se despeja de la siguiente igualdad:

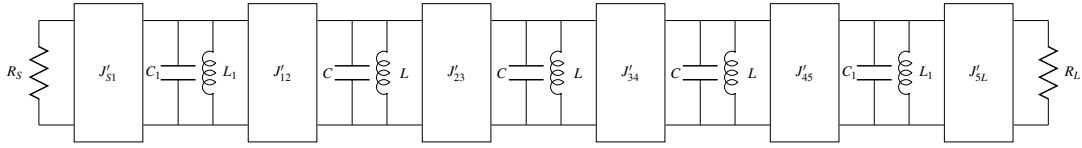
$$\frac{J_{S1}}{\sqrt{Y_0 \mathfrak{B}_1}} = \frac{J'_{S1}}{\sqrt{Y_0 \mathfrak{B}'_1}} \rightarrow \mathfrak{B}'_1 = \frac{J_{S1}^2 \mathfrak{B}_1}{J_{S1}^2} \quad (7.6)$$

A partir de (7.5), se pueden calcular los valores de las bobinas y condensadores necesarios para implementar el primer y último acoplo resonante paralelo según (7.7).

$$L_1 = \frac{1}{\mathfrak{B}'_1 \omega_0} \quad (7.7a)$$

$$C_1 = \frac{\mathfrak{B}'_1}{\omega_0} \quad (7.7b)$$





**Figura 7.3:** Filtro paso-banda con elementos concentrados e inversores de admitancia.

$C$ (pF)	$L$ (nH)	$C_1$ (pF)	$L_1$ (nH)	$J'_{12}$ (S)	$J'_{23}$ (S)
8,488	0,4775	8,281	0,490	0,0171	0,0127

**Tabla 7.2:** Valores de los parámetros del filtro paso-banda (prototipo Fig. 7.3) con inversores de admitancia y resonadores paralelo LC.

En segundo lugar se ha calculado el valor del inversor  $J'_{12}$ . En este caso, son conocidos los valores de  $\mathfrak{B}_1, \mathfrak{B}_2, J_{12}$ . En cuanto al valor del parámetro  $\mathfrak{B}'_2$ , gracias al grado de libertad, se pueden emplear los valores de  $L$  y  $C$  conocidos de la etapa inicial (7.3), y así mantener  $\mathfrak{B}'_2 = \mathfrak{B}_2$  según (7.5a).

$$\mathfrak{B}'_2 = C\omega_0 = 0,1333 \text{ S}$$

Finalmente resolviendo (7.4) para  $i = 1$ , se obtiene:

$$\frac{J_{12}}{\sqrt{\mathfrak{B}_1 \mathfrak{B}_2}} = \frac{J'_{12}}{\sqrt{\mathfrak{B}'_1 \mathfrak{B}'_2}} \rightarrow J'_{12} = J_{12} \frac{\sqrt{\mathfrak{B}'_1 \mathfrak{B}'_2}}{\sqrt{\mathfrak{B}_1 \mathfrak{B}_2}} \rightarrow J'_{12} = J'_{S1} \frac{J_{12}}{J_{S1}} \quad (7.8)$$

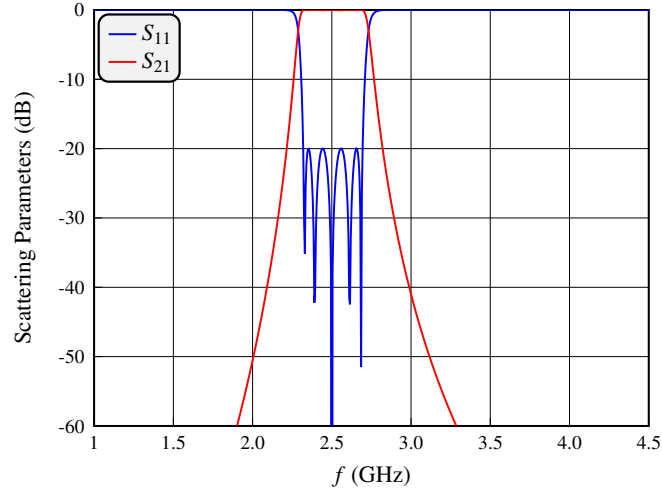
El proceso es análogo para el cálculo de la constante de inversión  $J'_{23}$  (que en este caso, eligiendo de nuevo  $\mathfrak{B}'_3 = \mathfrak{B}_3$ , es igual a  $J_{23}$ ). Además, dada la simetría del filtro se cumple que  $J'_{S1} = J'_{5L}$ ,  $J'_{12} = J'_{45}$  y  $J'_{23} = J'_{34}$ . Siguiendo el mismo procedimiento que para el cálculo de  $J'_{12}$ , la respuesta obtenida al simular el circuito de la Fig. 7.3, definido con los valores recogidos en la Tabla 7.2, se muestra en la Fig. 7.4. Puesto que todavía no se ha introducido ningún elemento distribuido sólo existe una banda de paso. En la gráfica se observa como se cumple  $|S_{11}| \leq -20 \text{ dB}$  así como el ancho de banda determinado.

### 3) Etapa con inversores con valor $J''_{i,i+1} = Y_0$

Como se puede ver en la Tabla 7.2, los valores de los inversores son diferentes entre sí. Por ello, para facilitar el diseño del filtro, se ha decidido que todos los inversores sean iguales entre sí, e iguales al valor del primer y último inversor. Es decir, se van a volver a definir los valores de las constantes de inversión de tal manera que todos los inversores tengan un valor  $J''_{i,i+1} = Y_0 = \frac{1}{50} \text{ S}$ .

Una vez fijado el valor de los inversores, es necesario calcular los nuevos parámetros de inclinación, y con ellos obtener los valores adecuados para los resonadores paralelo LC del circuito. Los valores del primer resonador,  $L_1$  y  $C_1$ , se pueden aprovechar de la etapa anterior, ya que estos se obtienen a partir del valor de  $\mathfrak{B}'_1$  calculado según (7.6).

A continuación, se debe calcular el valor de los componentes  $L_2, C_2, L_3$  y  $C_3$  a partir de los



**Figura 7.4:** Respuesta del filtro paso-banda (prototipo Fig. 7.3) con elementos concentrados e inversores de admitancia.

respectivos parámetros de inclinación. Sea  $\mathfrak{B}_2''$  el nuevo parámetro de inclinación a partir del cual se obtendrán los valores de  $L_2$ ,  $C_2$ , y  $\mathfrak{B}_3''$  el nuevo parámetro de inclinación a partir del cual se obtendrán los valores de  $L_3$ ,  $C_3$ . Aplicando (7.4), sabiendo que  $J_{12}'' = Y_0$ , se despeja el valor de  $\mathfrak{B}_2''$ :

$$\frac{J_{12}'}{\sqrt{\mathfrak{B}_1' \mathfrak{B}_1}} = \frac{J_{12}''}{\sqrt{\mathfrak{B}_1' \mathfrak{B}_2''}} \rightarrow \sqrt{\mathfrak{B}_2''} = \frac{Y_0}{\sqrt{\mathfrak{B}_1' J_{12}''}} \sqrt{\mathfrak{B}_1' \mathfrak{B}_1} \rightarrow \mathfrak{B}_2'' = \frac{Y_0^2 \mathfrak{B}_1}{(J_{12}')^2} \quad (7.9)$$

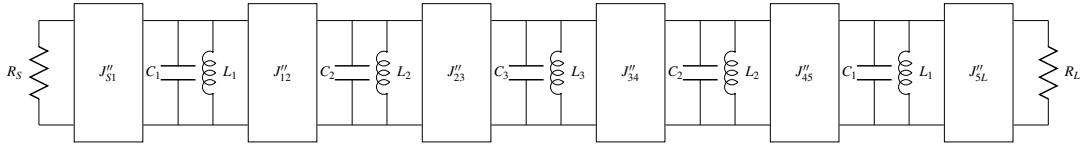
Los valores de  $L_2$  y  $C_2$  quedan:

$$L_2 = \frac{1}{\mathfrak{B}_2'' \omega_0} \quad (7.10a)$$

$$C_2 = \frac{\mathfrak{B}_2''}{\omega_0} \quad (7.10b)$$

Siguiendo el mismo procedimiento para el cálculo de  $L_3$  y  $C_3$ , aplicando nuevamente (7.4) se obtiene:

$$\frac{J_{23}'}{\sqrt{\mathfrak{B}_1' \mathfrak{B}_1}} = \frac{J_{23}''}{\sqrt{\mathfrak{B}_2'' \mathfrak{B}_3''}} \rightarrow \sqrt{\mathfrak{B}_3''} = \frac{Y_0}{\sqrt{\mathfrak{B}_2'' J_{23}''}} \sqrt{\mathfrak{B}_1' \mathfrak{B}_1} \rightarrow \mathfrak{B}_3'' = \frac{Y_0^2 \mathfrak{B}_1^2}{\mathfrak{B}_2'' (J_{23}')^2} \quad (7.11)$$



**Figura 7.5:** Filtro paso-banda con elementos concentrados e inversores de admitancia.

$\mathfrak{B}''_2$ (S)	$L_2$ (nH)	$C_2$ (pF)	$\mathfrak{B}''_3$ (S)	$L_3$ (nH)	$C_3$ (pF)
0,1833	0,3479	0,0117	0,2404	0,2648	0,0153

**Tabla 7.3:** Valores de los elementos del modelo del filtro paso-banda dual (prototipo Fig. 7.5).

Finalmente los valores de  $L_3$  y  $C_3$  son:

$$L_3 = \frac{1}{\mathfrak{B}''_3 \omega_0}$$

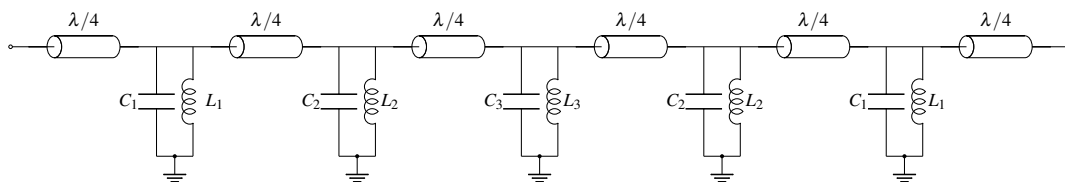
$$C_3 = \frac{\mathfrak{B}''_3}{\omega_0}$$

La Tabla 7.3 recoge los resultados de los valores calculados de los resonadores paralelo del circuito de la Fig. 7.5, así como de los parámetros de inclinación empleados para calcularlos.

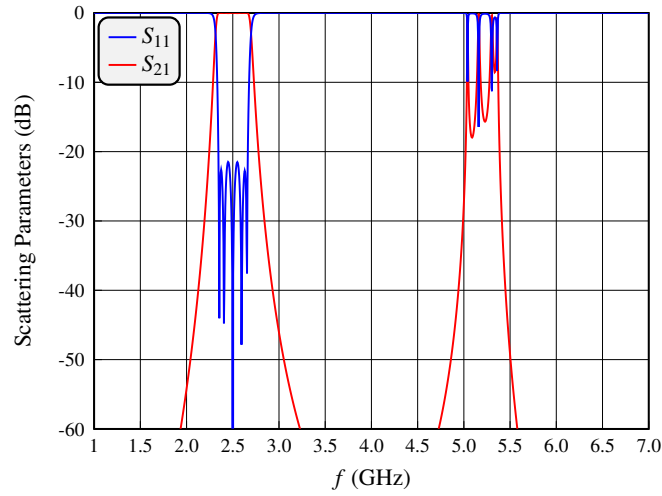
#### 4) Etapa con líneas de transmisión.

El último paso consiste en diseñar el circuito, de tal manera, que se pueda aprovechar la réplica implícita de la tecnología planar microstrip para poder diseñar una segunda banda de trabajo. Este paso, previo a la optimización para recuperar la respuesta deseada y que ambas bandas cumplan las especificaciones, consiste en reemplazar los inversores de admitancia por líneas de transmisión. A la frecuencia central de la banda baja,  $f_0 = 2,5$  GHz, estas líneas tienen una longitud  $l_i(f_0) \approx \lambda/4$ ; mientras que su comportamiento en la banda alta, es decir a  $2f_0 = 5$  GHz su longitud es  $l_i(2f_0) \approx \lambda/2$ .

Con el circuito equivalente de la Fig. 7.6 se consigue la estructura básica circuital del filtro de banda dual. La respuesta al simular este circuito es la que se muestra en la Fig. 7.7. Se puede observar como aparece la réplica al doble de la frecuencia central de la banda baja, y como la banda baja cumple las especificaciones de pérdidas de retorno mínimas y el ancho de banda asociado a la misma ( $FBW_1 = 15\% f_0 = 375$  MHz).



**Figura 7.6:** Filtro paso-banda de banda dual con elementos concentrados y elementos distribuidos.



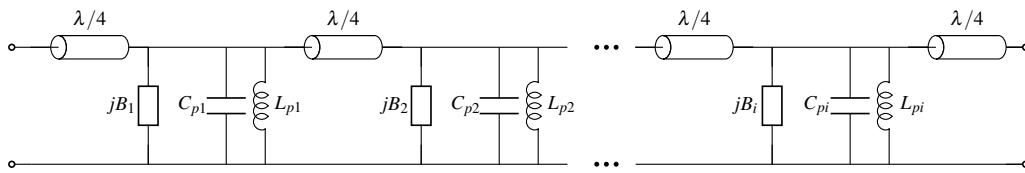
**Figura 7.7:** Filtro paso-banda de banda dual con elementos concentrados y líneas de transmisión.

Finalmente, el último paso consiste en optimizar los parámetros del filtro de la Fig. 7.6 para conseguir recuperar el comportamiento dual del filtro, y que los espúreos a  $2f_0$  de la gráfica de la Fig. 7.7 produzcan el comportamiento de un filtro paso-banda de orden cuatro. Para ello se ha de optimizar simultáneamente el rendimiento de ambas bandas de frecuencia. Los parámetros del modelo circuital de la Fig. 7.6 facilitan este proceso de optimización. Se deben aprovechar los grados de libertad disponibles, que incluyen los parámetros de la línea de transmisión tales como la impedancia característica de la línea,  $Z_i$ , y su longitud eléctrica, cuyo valor inicial es  $90^\circ$ .

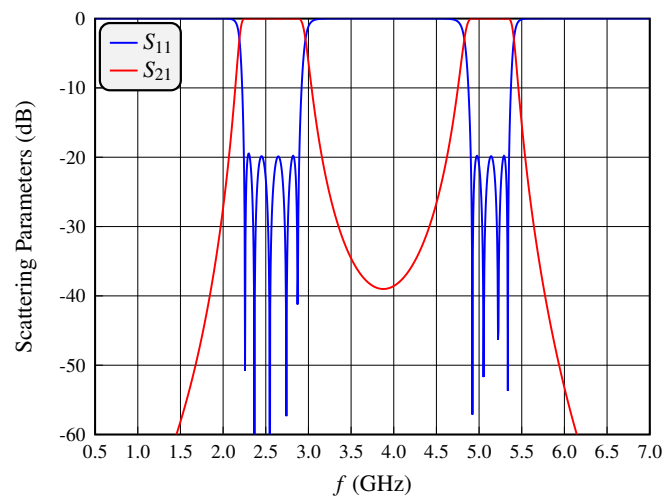
Por otro lado, cuando se optimiza el diseño, es fundamental ajustar las frecuencias de resonancia para que los resonadores actúen de forma que produzcan una banda de paso coherente donde está la réolca (o banda espúrea). Dado que los resonadores están compuestos por una bobina y un condensador, si se optimizan los valores de  $L$  y  $C$  aparece el problema de que para una misma frecuencia de resonancia  $f_0$  habría infinitas soluciones, dada la definición de la frecuencia de resonancia (7.5b). Para resolver este desafío, se introduce una admitancia imaginaria pura ( $jB$ ) que es el parámetro a optimizar, lo que permite desplazar  $f_0$  sin alterar los valores de  $L$  y  $C$ .

No obstante, dada la necesidad de más grados de libertad para poder diseñar la banda superior correctamente, se deben optimizar también los parámetros de inclinación,  $\mathfrak{B}_i$ . Tal y como se explica en [11], mientras que para un resonador LC el parámetro de inclinación (slope parameter) es  $\omega_0 C$ , en un resonador LCB es  $\mathfrak{B}_i = \frac{B_i}{2} + \omega_0 C_i$ . De esta manera, al ajustar  $B$ , se modifica el slope parameter del LCB, pero no el del LC. Por tanto, para tener 2 variables independientes en la optimización, se escogerán como variables de optimización la  $B$  (susceptancia independiente de la frecuencia) y el parámetro de inclinación del LC (no del LCB) que vale  $\sqrt{\frac{C}{L}}$ . El circuito a optimizar tiene la forma del mostrado en la Fig. 7.8.

Tras optimizar en AWR usando el método de optimización *Robust Simplex Optimizer*, se ha



**Figura 7.8:** Filtro paso-banda de banda dual con elementos concentrados y líneas de transmisión.



**Figura 7.9:** Respuesta filtro paso-banda de banda dual (prototipo Fig. 7.8).

conseguido la respuesta que se muestra en la Fig. 7.9, donde fácilmente se identifican las dos bandas de trabajo, una al doble de frecuencia de la otra. Pese a que la banda baja tenga un ancho de banda ligeramente mayor al especificado ( $FBW_1 = 15\%$ ), ambas bandas cumplen los requisitos de pérdidas de retorno y presentan un rizado constante dentro de cada banda. Ya que el circuito mostrado en la Fig. 7.8 tiene la misma forma que los que aparecen en el capítulo 4, se pueden aplicar las mismas técnicas de diseño allí mostradas, y las topologías compactas propuestas, para implementar filtros de banda dual en tecnología planar.



## Capítulo 8

# Prototipo fabricado

La última etapa de este proyecto ha consistido en validación experimental del nuevo filtro con acoplos resonantes propuesto. Con el fabricante Lab Circuits se han fabricado prototipos con dos topologías diferentes: uno clásico con líneas acopladas (capítulo 3), que será la referencia con la que comparar el nuevo tipo de filtro con acoplos resonantes (capítulo 4) que se ha presentado en este proyecto. Ambos modelos fabricados han sido diseñados con las siguientes especificaciones (como puede observarse se exige que las pérdidas de retorno sean mayores de 25 dB, para que ambos prototipos sean más robustos a las tolerancias de los procesos de fabricación):

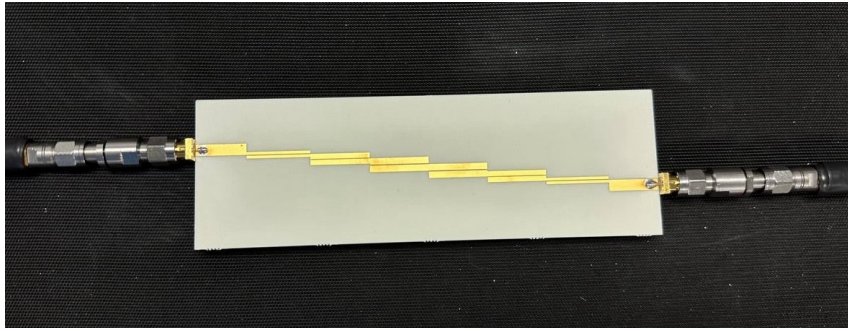
### Especificaciones del filtro

- Orden del filtro  $N = 5$
- Frecuencia central  $f_0 = 2,5$  GHz
- Ancho de banda fraccional  $FBW = 30\%$
- Pérdidas de retorno mínimas  $RL_{\min} = 25$  dB

El sustrato empleado para la fabricación del filtro ha sido el *RO4003*, cuyas características se detallan a continuación:

- Permitividad relativa del dieléctrico:  $\epsilon_r = 3,55$
- Tangente de pérdidas:  $\tan \delta = 0,0027$
- Altura del sustrato:  $h = 1,524$  mm
- Metalización: cobre
- Grosor de la metalización:  $t = 0,017$  mm

Ambos modelos han sido medidos con un Analizador de Redes Vectorial (VNA), de la empresa Keysight Technologies. Las medidas se realizaron a la frecuencia central del filtro,  $f_0 = 2,5$  GHz con un span de visualización que comprendía desde 0,1 GHz hasta 6 GHz, para poder analizar correctamente el comportamiento del filtro tanto dentro como fuera de banda. Las medidas fueron realizadas en la Ciudad Politécnica de la Innovación (CPI) de la Universidad Politécnica de Valencia (UPV), en concreto en el laboratorio del Valencia Space Consortium (VSC).



**Figura 8.1:** Prototipo del filtro de líneas acopladas fabricado con el sustrato *RO4003*.

### 8.1. Filtro de Líneas Acopladas

La Fig. 8.1 muestra el prototipo fabricado del filtro clásico de líneas acopladas, cuyo diseño se ha realizado empleando el método descrito en el capítulo 3 de la memoria. Para conectar el prototipo, se han empleado conectores de tipo SMA, del fabricante RS PRO, de impedancia  $Z_0 = 50 \Omega$ .

En la Fig. 8.2 se puede observar la medida del filtro de líneas acopladas conectado por ambos puertos al analizador de redes. La gráfica que se muestra en la pantalla del mismo se ha representado en la Fig. 8.3, donde se compara con los resultados obtenidos en la simulación electromagnética esperada. Si se analiza detalladamente el comportamiento dentro de banda, Fig. 8.4, se puede observar como las medidas obtenidas son excelentes ya que, tanto la banda de paso como el rizado obtenido, tienen un comportamiento similar a la respuesta de la simulación electromagnética.



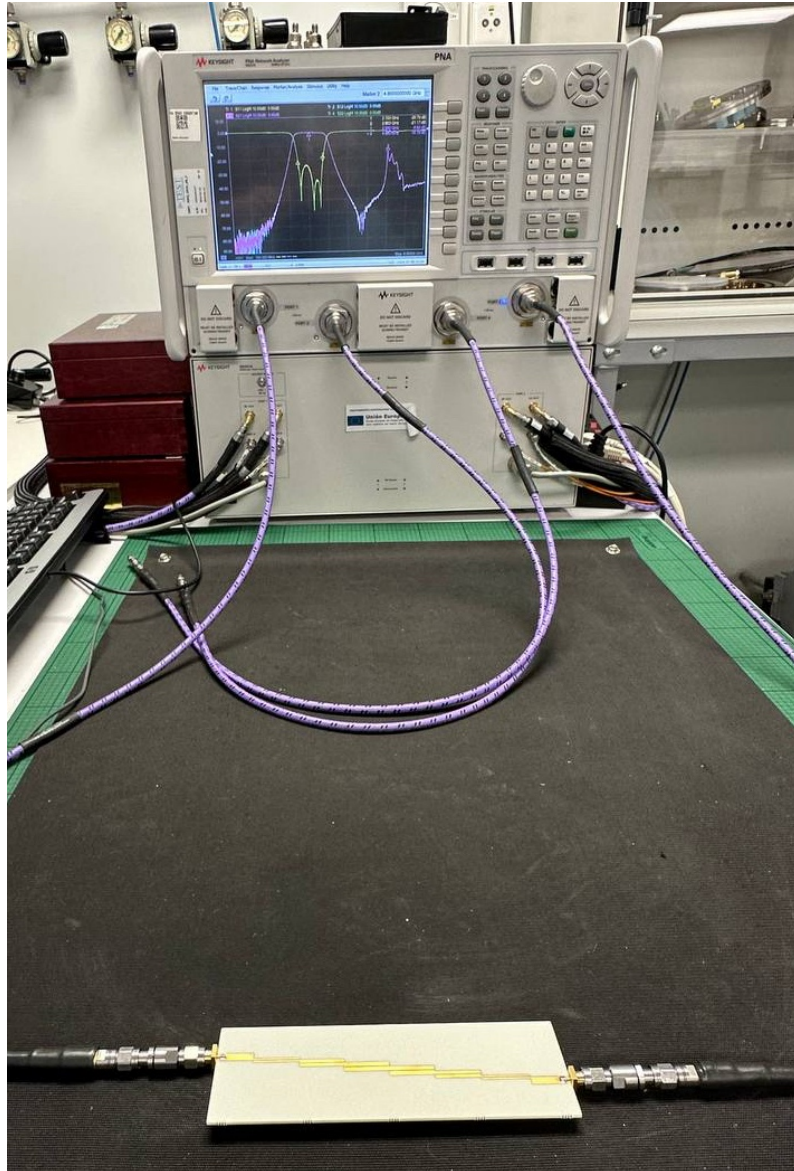
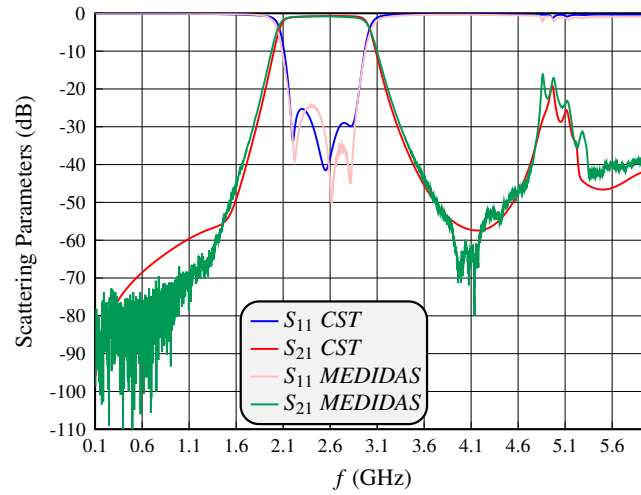
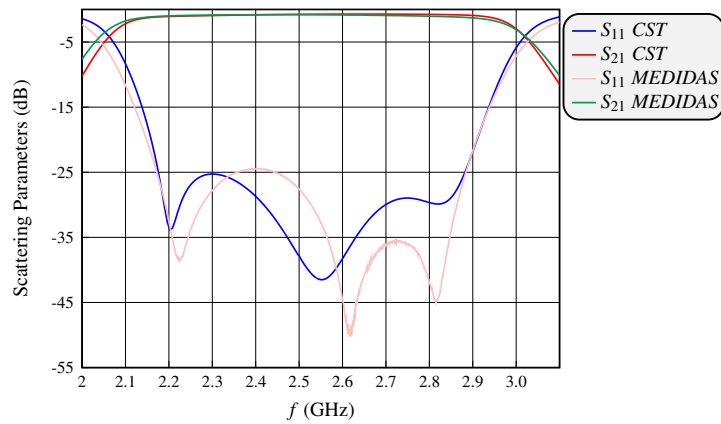


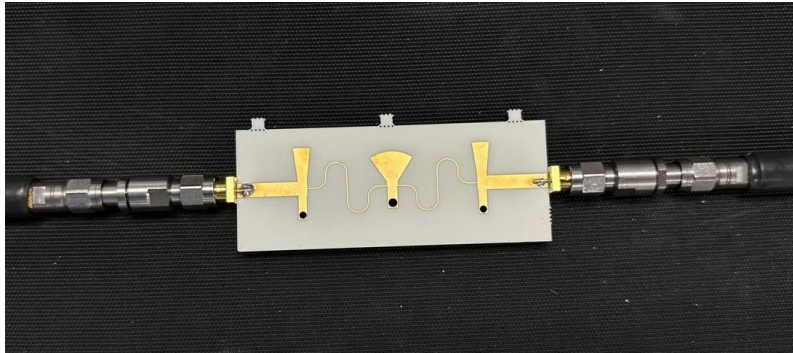
Figura 8.2: Medida del filtro de líneas acopladas con VNA.



**Figura 8.3:** Comparativa de los parámetros  $S$  medidos frente a la simulación EM del filtro de líneas acopladas.



**Figura 8.4:** Comparativa en la banda de paso de los parámetros  $S$  medidos frente a la simulación EM del filtro de líneas acopladas.

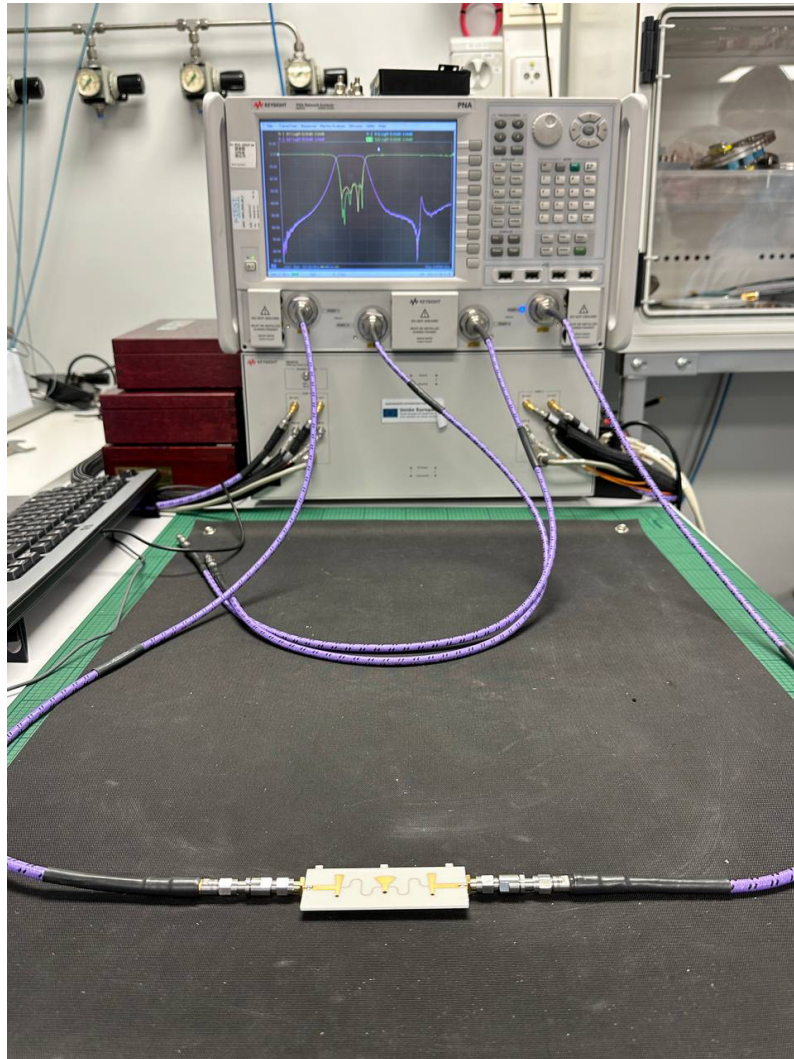


**Figura 8.5:** Prototipo del filtro con acoplos resonantes y líneas en meandro fabricado con el sustrato *RO4003*.

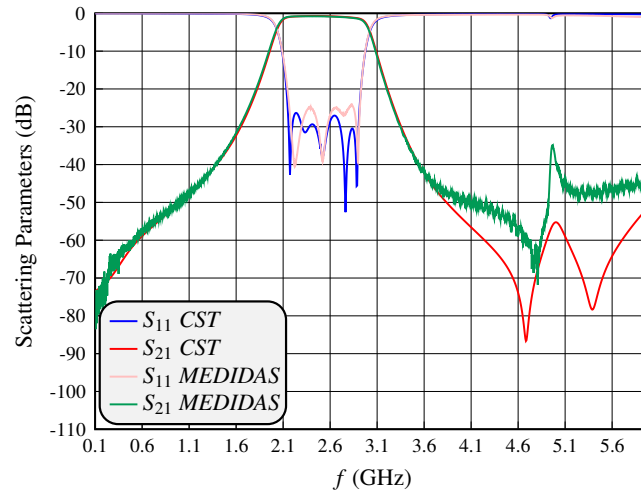
## 8.2. Filtro con Acoplos Resonantes

La Fig. 8.5 muestra el prototipo fabricado de la nueva topología propuesta con acoplos resonantes y línea en meandro. Para conectorizar el prototipo, se han vuelto a emplear conectores de tipo SMA, del fabricante RS PRO, de impedancia  $Z_0 = 50 \Omega$ . El diseño de este filtro (con el nuevo requisito de 25 dB para las pérdidas de retorno en la banda de paso), se ha realizado empleando de nuevo el método detallado en el capítulo 4 de esta memoria.

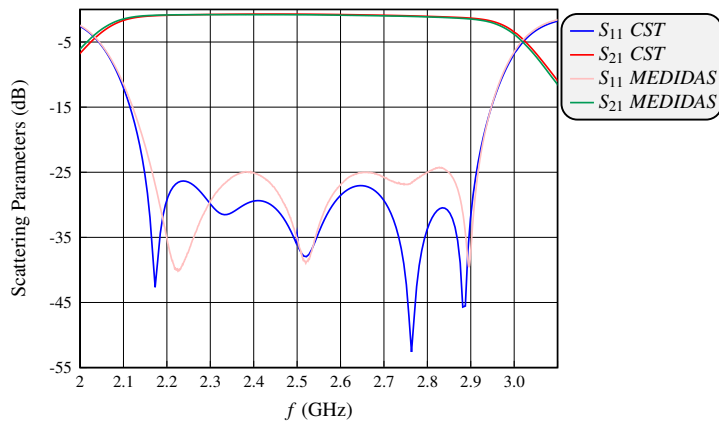
La Fig. 8.6 muestra la configuración de medida del prototipo fabricado, cuyas respuestas (medida y simulada) se muestran en la Fig. 8.7. Para poder realizar la comparativa con mayor detalle dentro de la banda de paso, la Fig. 8.8 muestra los valores de los parámetros  $S$  dentro de la banda de paso (in-band). Se puede observar como, de nuevo, los resultados medidos y simulados son muy similares. El rizado cumple prácticamente en toda la banda la especificación correspondiente a las pérdidas de retorno exigidas ( $RL \geq 25$  dB).



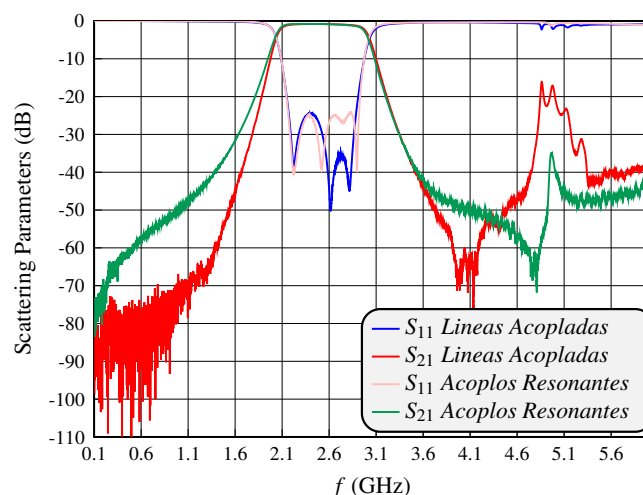
**Figura 8.6:** Medida del filtro con acoplos resonantes y líneas en meandro con VNA.



**Figura 8.7:** Comparativa de los parámetros  $S$  medidos frente a la simulación EM del filtro con acoplos resonantes y líneas en meandro.



**Figura 8.8:** Comparativa dentro de banda de los parámetros  $S$  medidos frente a la simulación EM del filtro con acoplos resonantes y líneas en meandro.



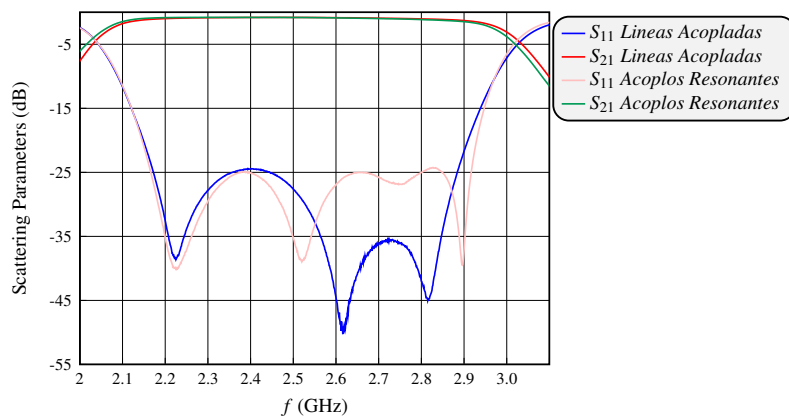
**Figura 8.9:** Comparativa de los parámetros  $S$  medidos del filtro de líneas acopladas frente al filtro con acoplos resonantes.

### 8.3. Comparativa y análisis de resultados

Para validar la nueva topología, se realiza un análisis comparativo (ver Figs. 8.9 y 8.10) de dicha solución (basada en acoplos resonantes y líneas en meandro) con la solución clásica de líneas acopladas. Así pues, al observar en detalle el comportamiento dentro de la banda de paso (ver Fig. 8.10), se muestra como con la nueva topología se recuperan más ceros simples en la banda, el rizado obtenido se asemeja más al rizado constante o equiripple buscado, si bien en ambos casos se cumple la especificación requerida de  $RL \geq 25$  dB. Además, la frecuencia superior e inferior de la banda se recuperan mejor en el diseño con acoplos resonantes.

Por último, a la hora de evaluar el comportamiento fuera de banda, se puede observar en la Fig. 8.9 como la réplica se ha conseguido disminuir a un valor de  $-35$  dB en la nueva topología con acoplos resonantes, frente a los  $-15$  dB que presenta la solución de líneas acopladas.

Respecto a las dimensiones físicas de ambos diseños también se pueden sacar conclusiones relevantes, puesto que el tamaño del filtro de líneas acopladas se ve significativamente reducido con la nueva topología. La Tabla 8.1 recoge la comparativa numérica entre los dos modelos fabricados. Se puede observar como las pérdidas de inserción y las pérdidas de retorno presentan valores similares en ambos casos. Sin embargo, el valor de la réplica espúrea en el nuevo filtro se consigue disminuir un 45 % respecto al caso del filtro de líneas acopladas.



**Figura 8.10:** Comparativa en la banda de paso de los parámetros  $S$  medidos del filtro de líneas acopladas frente al filtro con acoplos resonantes.

	<b>Topología con acoplos resonantes</b>	<b>Topología con líneas acopladas</b>
$N$	5	5
$FBW$	30 %	30 %
$f_0$	2,5 GHz	2,5 GHz
$R_L$	> 24,7 dB	> 24,8 dB
$I_L$	< 0,86 dB	< 0,82 dB
Réplica	-36 dB	-16,2 dB
Ancho	17,74 mm	17,35 mm
Longitud	65,17 mm	129,17 mm
Superficie	978,7 mm <sup>2</sup>	2067,6 mm <sup>2</sup>

**Tabla 8.1:** Comparación de especificaciones, parámetros y dimensiones de las dos topologías fabricadas.





## Capítulo 9

# Conclusiones

### 9.1. Conclusiones

El objetivo principal de este TFG ha sido el diseño, simulación y optimización de nuevas topologías de filtros paso-banda con acoplos resonantes en tecnología planar microstrip, con la principal finalidad de disminuir sus dimensiones físicas y mejorar la respuesta fuera de banda.

Se ha comprobado que la primera topología (con acoplos resonantes) propuesta reduce en un 53,45 % un su superficie respecto al diseño clásico con líneas acopladas; cumpliendo así los objetivos propuestos de miniaturización del filtro diseñado (reducción de sus dimensiones físicas). Adicionalmente, se ha evaluado la inclusión del taper, permitiendo así mejorar la transición física entre acoplos y líneas al hacerla más gradual. Además, esta nueva solución resulta más robusta frente a tolerancias de fabricación.

La implementación del resonador serie con elementos casi-concentrados no resultó del todo exitosa. Y no por los resultados obtenidos con la síntesis de la capacidad deseada mediante un condensador interdigital, sino por el mal comportamiento al integrar un resonador serie con la implementación equivalente de la bobina mediante una línea de alta impedancia. Por este motivo no se conseguían satisfacer las especificaciones deseadas, y esta implementación alternativa no se ha considerado finalmente en este TFG.

Respecto a la última propuesta de nuevos filtros con respuesta de banda dual, confirmar que se cumplió con las especificaciones requeridas, mostrando un rendimiento adecuado en ambas bandas de trabajo. Sin embargo, se identificó que la banda de paso inferior superaba el ancho de banda definido, lo cual indica la necesidad de realizar ajustes adicionales para cumplir completamente con los requisitos especificados.

Por último, se ha concluido este TFG con la fabricación de dos filtros paso-banda, el de líneas acopladas y el nuevo formado por acoplos resonantes y líneas en meandro. Esto ha permitido corroborar, con medidas experimentales, la validez de la nueva topología propuesta en cuanto a dimensiones físicas finales, así como en la buena respuesta del filtro tanto en banda como fuera de ella. Este paso no sólo ha permitido verificar la viabilidad del nuevo filtro propuesto, si no que se ha podido validar la repetibilidad de la solución diseñada; ya que se midieron dos filtros de acoplos resonantes (de los 15 fabricados) con resultados muy similares.

## 9.2. Líneas futuras

Siguiendo la línea de trabajo de este proyecto, se pretende fabricar un próximo prototipo con respuesta fuera de banda más optimizada, que además incluya el meandro con taper estudiado en el capítulo 5.

Para avanzar en la implementación efectiva (más compacta) del filtro paso-banda con acoplos resonantes de elementos casi-concentrados, se propondrán y evaluarán alternativas para la integración de la bobina en serie junto con un condensador interdigital. Esto permitirá asegurar que el comportamiento del resonador serie del filtro (con estos elementos casi-concentrados) sea el adecuado, facilitando a su vez que esta nueva topología proporcione una mejor respuesta fuera de banda.

Finalmente, se procederá con el diseño del filtro de banda dual incorporando los resonadores paralelo con tecnología planar microstrip, es decir implementados con elementos casi-concentrados.

Por último, se pretende usar elementos casi-concentrados para formar un filtro sin espúreos. En lugar de resonadores en serie podemos usar inversores en serie que se realizarán con condensadores interdigitales y así permitir más flexibilidad en el diseño porque los inversores permiten un grado adicional de libertad para obtener circuitos con valores de fabricación menos extremos.

## 9.3. Objetivos de Desarrollo Sostenible (ODS)

Este proyecto aborda varios de los Objetivos de Desarrollo Sostenible (ODS), en concreto:

1. **ODS 9: Industria, Innovación e Infraestructura:** Al desarrollar nuevas y avanzadas soluciones para los filtros de microondas desarrollados en este TFG, se contribuye a la innovación tecnológica en el ámbito de los circuitos planares. Las soluciones propuestas (más compactas y con mejor respuesta electromagnética) contribuyen a la mejora de las infraestructuras de comunicaciones por satélite, y por tanto a los equipos asociados que desarrolla la industria espacial.

2. **ODS 12: Producción y Consumo Responsables:** La miniaturización y optimización de los filtros propuestos en este TFG, contribuyen a una utilización más eficiente de los materiales y recursos necesarios para su implementación. A su vez, estas nuevas soluciones promueven (con tamaño reducido) el uso de técnicas de producción más sostenibles (menores costes asociados), reduciendo a su vez el impacto ambiental (menor cantidad de residuos asociados). Se contribuye pues a los objetivos de consumo y producción sostenible en el ámbito del sector espacial (equipos de comunicaciones).

3. **ODS 17: Alianzas para lograr los Objetivos:** Para el desarrollo y validación de los filtros del TFG, ha sido necesaria la colaboración en investigación y desarrollo tecnológico entre instituciones (Universitat Politècnica de València y Consorcio Espacial Valenciano). A su vez la aplicación práctica de estos avances por parte de la industria espacial, requerirá de futuras alianzas entre el sector privado (producción industrial) y público (investigación y desarrollo); favoreciendo pues alianzas estratégicas para el logro de los objetivos propuestos.

## Bibliografía

- [1] A. A. Oliner, “Historical Perspectives on Microwave Field Theory”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 32, n.º 9, págs. 1022-1045, 1984. DOI: 10.1109/TMTT.1984.1132815.
- [2] J. Bará, *Circuitos de Microondas con Líneas de Transmisión*. Ediciones UPC, 1994.
- [3] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [4] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl y P. Bhartia, *Microstrip Lines and Slotlines*. Artech House, 1994.
- [5] T. Itoh, *Planar Transmission Line Structures*. IEEE Press, 1987.
- [6] S. Cogollos, *Fundamentos de la Teoría de Filtros. Serie Manual de Referencia*. Universitat Politècnica de València, 2016.
- [7] J. Melgarejo, J. Ossorio, D. Rubio, S. Cogollos, M. Guglielmi y V. Boria, “Recent Advances on Aggressive Space Mapping Techniques for Waveguide Filters Design and Tuning”, en *2022 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS 2022*, 2022, págs. 121-124. DOI: 10.1109/IMS37962.2022.9865299.
- [8] J.-S. Hong y M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [9] J. F. Valencia Sullca, S. Cogollos, V. E. Boria y M. Guglielmi, “Compact Dual-Band and Wideband Filters With Resonant Apertures in Rectangular Waveguide”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 70, n.º 6, págs. 3125-3140, 2022. DOI: 10.1109/TMTT.2022.3162307.
- [10] L. Guo, Z.-Y. Yu y L. Zhang, “Design of a Dual-Mode Filter Using Stepped-Impedance Resonators”, *Progress in Electromagnetics Research Letters*, vol. 14, págs. 147-154, 2010. DOI: 10.2528/PIERL10032601.
- [11] S. Cogollos, R. J. Cameron, M. Guglielmi, J. C. Melgarejo y V. E. Boria, “Inductive Cascaded Quadruplet With Diagonal Cross-Coupling in Rectangular Waveguide”, *IEEE Access*, vol. 10, págs. 45 241-45 255, 2022. DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3169774.



**Parte II**

**Anexos**



## Apéndice A

### Publicaciones

El presente Trabajo Fin de Grado ha dado lugar a la publicación de un artículo en un congreso internacional. A continuación, se detallan los datos de dicha publicación:

C. Pons, C. García, S. Cogollos, V.E. Boria, M. Guglielmi, ” Efficient Design of Compact and Wideband Microstrip Filters Using Space Mapping and Surrogate-Based Modeling Techniques ” Aceptado para presentación en IEEE MTT-S Latin America Microwave Conference (LAMC-2025), San Juan, Puerto Rico, 22-24 de enero de 2025, pp. 1-4.

Resumen de la publicación: Este artículo describe un método sistemático para el diseño eficiente de filtros microstrip compactos y de banda ancha, utilizando técnicas de mapeo espacial agresivo (ASM) y modelos equivalentes simplificados. El método propuesto permite reducir significativamente el coste computacional al optimizar la respuesta en un espacio eficiente de baja precisión, que posteriormente se refina en un espacio de alta precisión. Los resultados obtenidos demuestran una reducción del tamaño del filtro y un mejor rendimiento en comparación con las soluciones tradicionales, validando el método propuesto con simulaciones electromagnéticas de alta precisión.