



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

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

**MÉTODOS DE DISEÑO
PARA NUEVAS TOPOLOGÍAS
DE FILTROS CON ESTRUCTURAS
DE ACOPLO RESONANTES**

David Rubio Garrido

**Tutores: Dr. Santiago Cogollos Borrás
Dr. Vicente E. Boria Esbert**

**Trabajo Fin de Máster presentado en la Escuela
Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunica-
ción de la Universitat Politècnica de València, para
la obtención del Título de Máster Universitario en
Ingeniería de Telecomunicación.**

Curso 2020-2021

Valencia, 10 de Septiembre de 2021

Resumen

El objetivo de este Trabajo de Fin de Máster es crear, estudiar y desarrollar técnicas de diseño para nuevas estructuras de filtros con acoplos resonantes. El empleo de acoplos resonantes en la creación de filtros de banda ancha en guías de onda resulta novedoso y esperanzador, dado que abre innumerables vías de estudio futuras. Con el objetivo de contextualizar el presente trabajo y facilitar su comprensión, se realizará un estudio actualizado sobre cómo se diseñan filtros cuyas estructuras y respuestas son similares a las expuestas en este trabajo. Así pues, el contraste con otras estructuras basadas en guías de onda servirá para mostrar las mejoras que introducen los nuevos métodos de diseño y las novedosas estructuras basadas en acoplos resonantes.

Se utilizarán herramientas matemáticas como MATLAB y simuladores electromagnéticos avanzados como Microwave Office de AWR y FEST3D, para la búsqueda de los valores óptimos de los componentes que conforman cada estructura propuesta. Igualmente, se hará uso de gráficos, esquemas y dibujos para facilitar la comprensión por parte del lector y mejorar la didáctica de este estudio. Los capítulos iniciales servirán como introducción a la materia (estudio del arte, metodología empleada, etc.); introducción imprescindible para, posteriormente, explicar detalladamente la investigación realizada y exponer los resultados obtenidos. Se finalizará con una conclusión personal junto con una serie de propuestas para investigaciones futuras.

Resum

L'objectiu d'este Treball de Fi de Màster és crear, estudiar i desenrotllar tècniques de disseny per a noves estructures de filtres amb acoblaments ressonants. L'ús d'acoblaments ressonants en la creació de filtres en guies d'ona de banda ampla resulta nou i esperançador, atés que obri innumerables vies d'estudi futures. Amb l'objectiu de contextualitzar el present treball i facilitar la seua comprensió, es realitzarà un estudi actualitzat sobre com es dissenyen filtres les estructures i respostes dels quals són semblants a les exposades en este treball. Així, doncs, el contrast amb altres estructures basades en guies d'onda servirà per a mostrar les millores que introduïxen els nous mètodes de disseny i les noves estructures basades en acoblaments ressonants.

S'utilitzaran ferramentes matemàtiques com MATLAB i simuladors electromagnètics avançats com Microwave Office d'AWR i FEST3D, per a la busca dels valors òptims dels components que conformen cada estructura proposada. Igualment, es farà ús de gràfics, esquemes i dibuixos per a facilitar la comprensió per part del lector i millorar la didàctica d'este estudi. Els capítols inicials serviran com a introducció a la matèria (estat de l'art, metodologia empleada, etc.); introducció imprescindible per a, posteriorment, explicar detalladament la investigació realitzada i exposar els resultats obtinguts. Es finalitzarà amb una conclusió personal junt amb una sèrie de propostes per a investigacions futures.

Abstract

The objective of this Master Thesis is to create, study and develop design techniques for new filter structures with resonant couplings. The use of resonant couplings in the creation of broadband filters in waveguide technology is novel and promising, since it opens a wide range for future studies. In order to contextualize the present work and facilitate its understanding, an updated study will be carried out on how filters, whose structures and responses are similar to those presented in this work, are designed. Thus, the contrast with other structures based on waveguides will serve to show the improvements introduced by the new design methods and the novel structures based on resonant couplings.

Mathematical tools such as MATLAB and advanced electromagnetic simulators such as AWR's Microwave Office and FEST3D will be used to find the optimal values of the components that make up each proposed structure. Likewise, graphs, diagrams and drawings will be used to facilitate the reader's understanding and to improve the didactics of this study. The initial chapters will serve as an introduction to the subject (state of the art, methodology used, etc.); an essential introduction to subsequently explain in detail the research carried out and show the results obtained. It will end with a personal conclusion together with a series of proposals for future research.

Índice general

Resumen	III
Resum	v
Abstract	VII
1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. Estado actual	1
1.2. Objetivo	3
1.3. Estructura del trabajo	4
2. METODOLOGÍA	7
2.1. Gestión del proyecto	7
2.2. Identificación de tareas y distribución temporal	8
3. IRIS RESONANTE	9
3.1. Antecedentes	9
3.2. Estructura propuesta	11
4. BANDA ANCHA CON IRIS RESONANTES	15
4.1. Introducción	15
4.2. Obtención del Modelo Concentrado	16
4.3. Obtención del Modelo Distribuido	20
4.4. Modelo Distribuido Optimizado	28
4.5. Obtención del Modelo Electromagnético	31
4.5.1. Ajuste de los iris resonantes	39
5. USO DE <i>STUBS</i> PARA ELIMINAR RÉPLICAS	43
5.1. Filtro Paso-Bajo (LPF)	43
5.2. <i>Stubs</i> capacitivos	44
5.2.1. <i>Stubs</i> en los extremos de la cavidad	49
5.2.2. <i>Stubs</i> en el centro de la cavidad	53
5.2.3. <i>Stubs</i> a $\lambda_g/8$ del extremo	56
5.2.4. Dos o más <i>stubs</i> por cavidad	60

6. FILTRO DOBLADO EN ESCALERA	65
6.1. Diseño de los iris	65
6.2. Diseño de las cavidades	68
6.3. Optimización del filtro completo	71
7. RESONADORES CON SALTOS DE IMPEDANCIA	77
7.1. Conseguir la misma respuesta en banda	78
7.2. Construir el filtro completo y optimizarlo	80
8. CONCLUSIONES	83
8.1. Conclusiones finales	83
8.2. Líneas futuras	83
8.3. Agradecimientos	84

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

1.1. Estado actual

La conclusión de la Segunda Guerra Mundial trajo al mundo una paz tensa condicionada por la rivalidad y el enfrentamiento entre las dos grandes potencias, Estados Unidos y la URSS. La puja por la supremacía mundial se tradujo en una Guerra Fría que atemorizó al mundo durante décadas. Ambos países se lanzaron a la conquista del espacio, conscientes de que aquel que diera los primeros pasos y desarrollase de manera definitiva la tecnología espacial, podría erigirse como primera potencia mundial al controlar las comunicaciones espaciales. Ésta podría haber sido la principal razón para lanzarse a la conquista del espacio, pero no es así. La verdadera razón fue desarrollar la tecnología de lanzamiento para poder usarla como plataforma de misiles balísticos y amenazar al bloque enemigo con armamento nuclear durante la Guerra Fría. El primer satélite en órbita fue el Sputnik 1, cuyo lanzamiento se realizó el 4 de octubre de 1957 y cuyo éxito anotó el primer tanto en el marcador de la URSS. La carrera espacial no se pudo conseguir sin la evolución y estudio de la Teoría de Filtros. Los filtros constituyen una parte fundamental en el funcionamiento de cualquier satélite; sin filtros, no hubiera sido posible alcanzar la Luna. La razón de filtrar una señal es eliminar todo el ruido y señales indeseables fuera de la banda de paso para que, cuando se use un amplificador, la potencia no se pierda amplificando ruido o señales interferentes. Desde que hay registros, año 1957, la SNN (Red de Vigilancia Espacial) ha contabilizado más de 26000 objetos orbitando alrededor de la Tierra y mantiene rastreo sobre 8000 objetos de fabricación humana.

Los satélites de comunicaciones sirven para emitir señales de televisión y radio, actuando como repetidores suspendidas en el espacio. Este tipo de tecnología se utilizó por primera vez en el año 1962, cuando el primer satélite de comunicaciones, el Telstar 1, realizó la primera transmisión de televisión vía satélite. Para que un satélite funcione correctamente y pueda recibir y

transmitir sin interferencias significativas, es necesario el empleo de filtros de microondas. Los filtros de microondas permiten seleccionar (de ahí su propio nombre: filtrar) aquellas frecuencias que son de interés y eliminar los espúreos o aquellas frecuencias que perjudiquen a la señal modulada, además de eliminar el ruido fuera de banda todo lo posible. Hablamos de filtros de microondas porque los satélites funcionan generalmente en tres bandas: banda C (frecuencia ascendente 5,925-6,425 GHz y frecuencia descendente 3,7-4,2 GHz), banda Ku (frecuencia ascendente 14-14,5 GHz y frecuencia descendente 11,7-12,2 GHz) y banda Ka (frecuencia ascendente 27,5-30,5 GHz y frecuencia descendente 17,7-21,7 GHz). Generalmente, se denomina microondas a las ondas electromagnéticas cuya frecuencia oscila entre los 300 MHz y los 30 GHz, de ahí la denominación propia de este tipo de filtros. La atmósfera es prácticamente transparente a estas ondas de radio.

El diseño de filtros ha sido objeto de cuantiosos estudios e investigaciones desde que naciera la Teoría de Filtros allá por los años 30 del siglo XX. Existen numerosas tecnologías para la creación y diseño de filtros, como la tecnología planar (normalmente *Microstrip*), la coaxial o el empleo de guías de onda. A lo largo de este trabajo se estudiará únicamente el diseño de filtros de microondas empleando guías de onda, ya que ofrece unas mejoras significativas respecto a las otras tecnologías mencionadas. El empleo de guías de onda proporciona unas menores pérdidas, mayor selectividad, un sencillo proceso de construcción, una estructura barata y una mejor respuesta en potencia; en otras palabras, permiten operar a altas potencias, característica imprescindible en comunicaciones espaciales dadas las distancias que debe recorrer la señal. Los filtros de microondas en guías de onda presentan pocas pérdidas de inserción —es crucial minimizar las pérdidas en comunicaciones espaciales debido a la masiva pérdida de potencia que sufre la señal al viajar centenares o miles de kilómetros—, las pérdidas mayoritariamente se producen por las pérdidas óhmicas de las superficies conductoras debido a las corrientes inducidas a lo largo de las paredes la guía.

Los resonadores creados en tecnología de guía de onda son capaces de alcanzar factores de calidad Q del orden de decenas de miles, lo que supone una mejoría notable respecto a los factores de calidad observables en tecnología planar. El hecho de tener un factor Q tan elevado produce una destacada mejoría en la respuesta del filtro. Sin embargo, unos de los problemas que presentan los filtros diseñados en guías son su gran tamaño y la falta de espacio disponible en los satélites; por ello, es esencial obtener un método de diseño que permita crear estructuras realistas y útiles, que se puedan instalar en satélites de comunicaciones. Dada la precisión que deben poseer los dispositivos dedicados a comunicaciones espaciales, es necesario que los filtros tengan tanto una buena respuesta en banda, es decir, dentro de la banda de paso; como fuera de ella, eliminando posibles réplicas o espúreos que ensucian la respuesta.

Los filtros más utilizados en comunicaciones espaciales son los filtros paso-banda, puesto que permiten seleccionar la banda de trabajo y eliminar el ruido. Existen numerosos ejemplos de filtros paso-banda realizados en guías de onda con una magnífica respuesta en banda y fuera de ella, como se puede observar en [1], cuya estructura es excesivamente larga y cuyo ejemplo sirve para enfatizar la necesidad de minimizar el tamaño de los filtros manteniendo la respuesta esperada. El gran obstáculo al que deben enfrentarse los investigadores a la hora de diseñar este tipo de filtros es la aparición de ruido, espúreos y réplicas fuera de la banda de paso. Estos problemas se acrecientan si el filtro es de banda ancha; esto es, la banda de paso es extensa para permitir el paso de los canales de las transmisiones satelitales. Los últimos estudios orientados a resolver este tipo de problemas han dado como resultado el empleo de iris inductivos y capacitivos —de manera separada o combinados— entre resonadores para mejorar la respuesta fuera de banda, como por ejemplo el filtro diseñado en [2], o el empleo de técnicas como el doblado del filtro [3] —presenta mejoras fuera de banda, pero el tamaño de la estructura es significativo si queremos filtros de orden alto—. Cuantos más elementos cuya respuesta varíe con la frecuencia se añadan a la estructura del filtro, mayores efectos negativos aparecerán conforme aumenta la frecuencia. Las estructuras de acoplo entre resonadores como iris, postes, tornillos, etc., introducen efectos dispersivos a lo largo del espectro [4] y limitan la capacidad de potencia del filtro. A su vez, la aparición de réplicas conforme aumenta la selectividad y el rechazo del filtro es un molesto inconveniente, como veremos en los Capítulos 3 y 4.

Por todo lo mencionado anteriormente, en este trabajo se proponen diversas soluciones para mantener reducido el tamaño del filtro, cumplir las especificaciones de un filtro paso-banda dentro de la banda de paso, y mejorar significativamente la respuesta fuera de banda. El principal cambio respecto a toda la literatura escrita sobre este tipo de filtros se puede encontrar en el empleo de aperturas resonantes (AR) para unir los resonadores que conforman el filtro —usualmente obstáculos inductivos o capacitivos no resonantes—. Estos obstáculos junto con los tramos de guía hacen la función de inversores de impedancia—; novedad que otorgará mayor orden al filtro y una mejora reveladora de su respuesta, como se estudiará y desarrollará en los capítulos siguientes.

1.2. Objetivo

Las comunicaciones espaciales exigen la excelencia en el diseño de cualquier componente que forme parte de la estructura de un satélite. La carencia de espacio disponible para grandes componentes, las condiciones extremas propias del espacio exterior, la necesidad de trabajar a alta potencia, etc., son algunas de las dificultades que exigen la búsqueda continua de la perfección

en cada diseño. A lo largo de este trabajo se explorarán nuevas estrategias de síntesis de filtros y la creación de nuevas estructuras que mejoren los diseños actuales y ofrezcan novedosas líneas de investigación para estudios futuros.

El principal objetivo de este trabajo es eliminar los espúreos, las réplicas y el ruido fuera de la banda de paso —filtro paso-banda— manteniendo reducido el tamaño. Se pretende conseguir un filtro compacto, que cumpla las especificaciones dentro la banda de paso y, de manera novedosa, mejorar significativamente la respuesta fuera de la banda manteniendo siempre una estructura realista, útil y fácil de fabricar.

Con tal objetivo, se estudiarán y detallarán, de forma didáctica y formativa, diferentes métodos de síntesis en guías de onda que permitan obtener nuevas topologías compactas de filtros paso-banda de banda ancha con respuestas mejoradas. La principal novedad será el empleo de aperturas resonantes (Capítulo 3) como sustitutas de los inversores tradicionales entre cavidades.

1.3. Estructura del trabajo

El siguiente trabajo se dividirá en capítulos y subsecciones para el correcto desarrollo y explicación de la investigación realizada. En el primer capítulo se ha realizado una breve introducción histórica y un repaso sobre el estado actual de la tecnología. Posteriormente, se han detallado los principales objetivos del presente trabajo. El segundo capítulo servirá para explicar la metodología aplicada y mostrar las tareas realizadas mediante un diagrama temporal.

El tercer capítulo será fundamental para comprender la importancia de las innovaciones introducidas en este trabajo, puesto que se dedicará a explicar el diseño y la estructura de un iris resonante (aperturas resonantes), su comportamiento, sus ventajas y las principales diferencias con los inversores tradicionales. El cuarto capítulo contendrá el desglose minucioso del método de diseño de un filtro paso-banda de banda ancha con iris resonantes, desde su modelo de elementos concentrados, pasando por el modelo distribuido, hasta el modelo electromagnético. El modelo electromagnético presentará ciertos problemas fuera de la banda de paso, como la aparición de réplicas muy cercanas a la banda de paso. Este tipo de problemas serán solucionados con las diferentes técnicas propuestas en los capítulos sucesivos.

Inicialmente, a lo largo del quinto capítulo, se tratará de solucionar los problemas anteriormente mencionados mediante el uso e implementación de *stubs*. Esta técnica tratará de eliminar las réplicas cercanas a la banda de paso.

En el sexto capítulo se aplicará la técnica de doblado del filtro para resolver los problemas que mediante el uso de *stubs* no se han podido subsanar. Finalmente, en el capítulo 7, se emplearán los saltos de impedancia para las

cavidades resonantes con el mismo fin. Para concluir, en el último capítulo, se expondrán las conclusiones, resultados y valoraciones finales del proyecto.

Capítulo 2

METODOLOGÍA

El presente capítulo está destinado a explicar la metodología utilizada y las diferentes tareas propuestas a lo largo del trabajo. Además, se mostrará una distribución temporal que muestre el progreso cronológico del trabajo de forma visual y didáctica.

2.1. Gestión del proyecto

Como cualquier investigación, primero es necesario plantear una hipótesis para poder investigar y experimentar hasta llegar a resultados concluyentes. Las aperturas resonantes son una novedad relativamente reciente en el mundo de las microondas, pero se han utilizado casi exclusivamente en filtros de banda estrecha para sustituir a los resonadores —nunca a las estructuras de acoplo—. La duda que surge es la siguiente: ¿se podrán utilizar las aperturas resonantes como acoplamientos entre cavidades resonantes para filtros de banda ancha? Siguiendo la literatura actual, queda claro que las aperturas resonantes ofrecen grandes resultados para según qué aplicaciones en banda estrecha; estas mejoras podrían resultar atractivas para filtros de banda ancha y mejorar lo diseñado hasta ahora. Este proyecto, como trabajo técnico y científico que es, sigue el método científico para alcanzar una respuesta a las preguntas planteadas.

La hipótesis principal sería: si las aperturas resonantes pueden funcionar como resonadores enlazados en banda ancha, se podrán construir filtros de orden alto sin aumentar significativamente su tamaño y sin reducir su factor de calidad. Una vez que se constate que el filtro puede construirse, se probarán diferentes técnicas como el la configuración en escalera o los saltos de impedancia para mejorar su respuesta fuera de la banda de paso. Así pues, la investigación ya tiene su hipótesis a contrastar, ya tiene la base necesaria para comenzar con las pruebas.

El trabajo autónomo y el autoaprendizaje marcan el desarrollo de la investigación. Siguiendo las instrucciones y pautas marcadas por el tutor, se ha realizado un trabajo de documentación y búsqueda bibliográfica del estado actual del arte; para, posteriormente, comenzar con el marco teórico que dará sentido a la propia investigación. De la bibliografía citada en este proyecto se han extraído fórmulas, esquemas, ecuaciones y equivalencias necesarias para comenzar, desarrollar y completar la investigación. Cuando el marco teórico está completo y claro, se comienza con el trabajo práctico. A través de pruebas y experimentos se alcanzan los resultados finales de la investigación, cuyo sentido hay que entender y contrastar. Todo este proceso es revisado por el tutor que, mediante sus instrucciones, consejos y correcciones, guía y supervisa la investigación del alumno.

2.2. Identificación de tareas y distribución temporal

Las principales tareas que deben completarse a lo largo de este proyecto son:

1. Estudio del estado del arte y consulta de literatura actual (Enero 2021).
2. Elaboración del marco teórico. (Febrero y Marzo 2021)
3. Estudio de la estructura de las aperturas resonantes (Abril 2021).
4. Diseño de un filtro paso-banda de banda ancha con aperturas resonantes (Mayo y junio 2021).
5. Estudio de diferentes técnicas para mejorar la respuesta del filtro (Junio y julio 2021).
6. Obtención de resultados concluyentes (Julio 2021).
7. Extracción de conclusiones (Agosto 2021).
8. Elaboración del documento donde se recoja todo el desarrollo de la investigación y sus conclusiones (Agosto 2021).

Capítulo 3

IRIS RESONANTE

Este capítulo se centrará en la descripción de la principal novedad introducida en este trabajo: el empleo de aperturas resonantes, mediante el uso de iris, para conectar las diferentes cavidades de un filtro de banda ancha. En las siguientes secciones, se realizará una descripción de la estructura básica de un iris resonante y se comentarán las principales diferencias entre las aperturas resonantes y las estructuras empleadas habitualmente. Se hará uso de esquemas y dibujos para facilitar la comprensión y el entendimiento por parte del lector.

3.1. Antecedentes

Tal como se mencionó en la Introducción, los filtros paso banda son los más utilizados en ingeniería de comunicaciones. Su método de diseño y las fórmulas necesarias para su síntesis fueron descritos en libros clásicos durante las últimas décadas del siglo pasado [5] y supusieron una revolución en el mundo de las comunicaciones. Hoy en día, la mayoría de los filtros de microondas se diseñan mediante el método de las pérdidas de inserción con sofisticados simuladores electromagnéticos y CAD (*Computer-aided design*). El método de las pérdidas de inserción permite diseñar filtros que pretenden aproximar una respuesta precisa (aproximación polinómica) obtenida a partir de unas especificaciones concretas. El primer paso del método consistiría en obtener un prototipo paso-bajo normalizado que, tras una serie de transformaciones en frecuencia e impedancia, se traduzca en un modelo de elementos concentrados (condensadores y bobinas) ajustado al rango de frecuencias necesario. No obstante, estos elementos concentrados deben ser modificados y sustituidos por elementos distribuidos —comúnmente líneas de transmisión en *Microstrip* o en guías de onda— para que el filtro pueda emplearse en aplicaciones reales de comunicaciones de microondas [6].

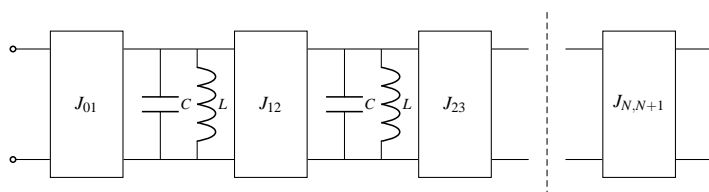


Figura 3.1: Ejemplo: modelo de acoplos entre resonadores paralelo mediante inversores de admitancia.

El motivo de la sustitución se debe a que el comportamiento de los elementos concentrados reales empeora drásticamente cuando se trabaja a altas frecuencias; por ello, es necesario encontrar el equivalente distribuido a cada elemento del filtro.

Los filtros diseñados en guías de onda están generalmente compuestos por cavidades acopladas de media longitud de onda ($\lambda_g/2$) que actúan como resonadores. Los acoplos entre resonadores resultan fundamentales para el comportamiento satisfactorio del filtro. Tradicionalmente, para unir los diferentes resonadores del filtro, las diversas cavidades, se usaban elementos (obstáculos) con pequeños tramos de guía que actuaban como inversores, que son los bloques ideales J_{ij} que aparecen en la Fig. 3.1.

En el caso que nos concierne, los filtros paso-banda implementados en guías de onda habitualmente emplean iris inductivos [5]. Estos iris inductivos resultan muy útiles para todo tipo de aplicaciones de banda estrecha, dado que proporcionan respuestas muy selectivas y gran capacidad de manejo de potencia. La gran desventaja que presentan estos filtros es la aparición de réplicas y espúreos alrededor de dos veces la frecuencia central del filtro [1]. Este inconveniente hace inviable este diseño para las aplicaciones de banda ancha, puesto que la primera réplica aparece excesivamente cerca de la banda de paso. Para subsanar este problema, algunos autores proponen modificar la estructura básica con iris inductivos intercalando iris inductivos y capacitivos [7], añadiendo un LPF (filtro paso-bajo) para bajar el nivel de la réplica fuera de la banda [1] (Fig. 3.2) o introduciendo ceros de transmisión que mejoren la selectividad del filtro [8]. Los grandes inconvenientes que tienen estas técnicas es el excesivo tamaño que presentan las estructuras finales y la pérdida de selectividad del filtro.

Tras la búsqueda de una técnica certera que acabase con los notables problemas que presentan los filtros de banda ancha, apareció el concepto de apertura resonante como hipotética solución a los problemas de tamaño y selectividad. Las aperturas resonantes se han utilizado en filtros con modos evanescentes [9] para reducir el tamaño total del filtro y mejorar la respuesta en la banda eliminada [10], o en el diseño de filtros de banda ancha para la banda Ka [11]. El empleo de aperturas resonantes resulta esperanzador para resolver los problemas que presentan los filtros paso-banda de banda

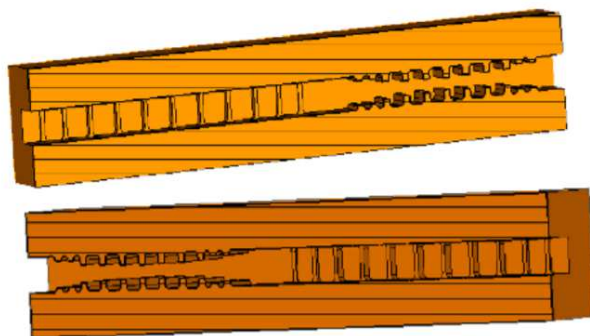


Figura 3.2: Filtro con iris inductivos con LPF [1].

ancha fuera de la banda de paso, dados los resultados observados en los artículos que se han ido publicando hasta el momento. Sin embargo, el uso de aperturas resonantes como elementos de enlace de las cavidades (resonadores habituales del filtro) no se había utilizado en banda ancha hasta ahora. Las aperturas resonantes permiten elaborar filtros de banda ancha sin afectar en gran medida al factor de calidad del filtro, parámetro esencial en su respuesta real. A continuación, se mostrará la estructura de la apertura resonante que se ha utilizado en la investigación y su innovador comportamiento.

3.2. Estructura propuesta

La mayoría de los filtros de microondas en guías de onda están basados en estructuras que contienen resonadores de media longitud de onda (cavidades rectangulares) acoplados mediante iris inductivos o capacitivos. Los iris inductivos se obtienen efectuando una apertura vertical en una cavidad rectangular; esta apertura debe colocarse a ambos extremos (según la dirección de propagación) de la cavidad (Fig. 3.3 izquierda). El equivalente circuital de un iris inductivo es una bobina en paralelo, como muestra la Fig. 3.4 [12]. Por el contrario, un iris capacitivo se consigue realizando una apertura horizontal en una cavidad rectangular (Fig. 3.3 derecha). El equivalente circuital de un iris capacitivo es un condensador en paralelo, que se puede apreciar en la Fig. 3.5 [12].

Debido a que tanto los iris inductivos, como los capacitivos, así como el empleo de ambos tipos en un mismo filtro no sirven para resolver los problemas mencionados anteriormente en cuanto a selectividad, tamaño del filtro y ruido fuera de la banda de paso se refiere. Se propone el empleo de aperturas resonantes cuya estructura se puede apreciar en la Fig. 3.6. Las aperturas resonantes constan de un único orificio que no abarque hasta las paredes de la cavidad rectangular. Es decir, para que una estructura de este tipo sea resonante, es condición indispensable que el orificio no se tangente a

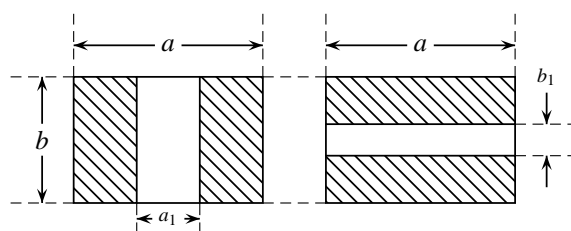


Figura 3.3: Vista frontal de un iris inductivo (izquierda) con anchura a_1 y de un iris capacitivo (derecha) con altura b_1 . Iris centrados diseñados en guía rectangular.

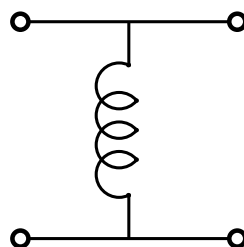


Figura 3.4: Equivalente circuital de un iris inductivo.

ninguna de las paredes de la cavidad. Con esta única apertura, se pretende combinar el comportamiento de los iris inductivos y capacitivos, dotando de resonancia propia a la estructura. Ahora, la estructura equivaldría a un resonador LC paralelo (Fig. 3.7), lo que dota al filtro de mayor orden, puesto que ha aumentado el número de elementos resonantes (cavidades + acoplos) respecto a los filtros tradicionales cuyos únicos elementos resonantes eran las cavidades. Esta nueva estructura que introduce las aperturas resonantes como resonadores enlazados a los resonadores propios del filtro es totalmente innovadora en banda ancha, y ofrece todo un futuro campo de estudio.

El porqué usar aperturas resonantes en un filtro de banda ancha es simple: las aperturas actúan como resonadores a ciertas frecuencias y como inversores en otras. Este comportamiento permitirá extender la banda de paso del filtro, puesto que ésta estará formada por la unión de una banda de paso generada por las cavidades y otra banda de paso provocada por las aperturas resonantes. Es decir, se diseñarán filtros en los cuales la banda de paso más baja en frecuencia estará provocada por los iris resonantes; mientras que la banda de paso más alta, estará producida por las cavidades del filtro. Si estas dos bandas de paso se unen, se consigue un filtro con una banda de paso extensa.

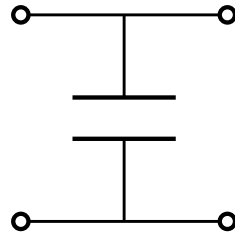


Figura 3.5: Equivalente circuital de un iris capacitivo.

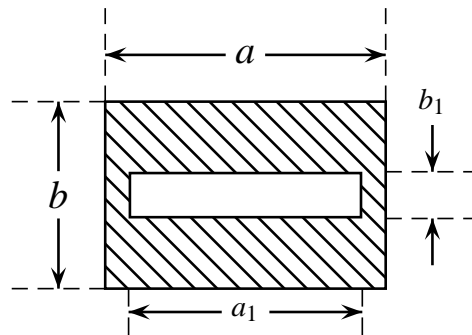


Figura 3.6: Vista frontal de una apertura resonante con dimensiones a_1 y b_1 . Diseño en guía rectangular.

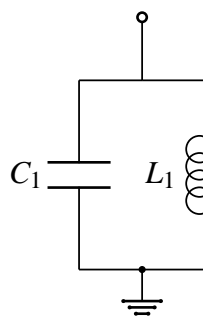


Figura 3.7: Equivalente circuital de una apertura resonante.

Capítulo 4

FILTRO DE BANDA ANCHA CON IRIS RESONANTES

En el actual capítulo se explicará paso a paso el diseño de un filtro de banda ancha con iris resonantes en guías de onda. Se utilizará una función de Chebyshev para su diseño. En este capítulo se diseñará el filtro principal de la investigación, el cual será modificado y mejorado en los capítulos sucesivos para mejorar su respuesta fuera de banda. El método utilizado establece las bases de futuros diseños basados en aperturas resonantes.

4.1. Introducción

Una vez estudiadas las aperturas resonantes, es conveniente mostrar su comportamiento dentro de la estructura de un filtro completo. Como se mencionó en la Introducción, nuestro campo de estudio se basa en los filtros diseñados en guías de onda para comunicaciones satelitales. Las guías de onda son un medio que sufre bajas pérdidas causadas principalmente por la disipación de potencia producida por las corrientes inducidas en las paredes de la guía. El modo de transmisión empleado es el modo fundamental TE_{10} . Este modo presenta pocas pérdidas y resulta óptimo para conseguir grandes anchos de banda. En las comunicaciones espaciales, mantener el factor de calidad alto es imprescindible para que el filtro no degrade en gran medida su respuesta. Los resonadores diseñados en tecnología de guías de onda alcanzan altos factores de calidad Q —del orden de decenas miles—, lo que resulta una mejoría manifiesta con respecto a la tecnología planar —cuyo orden de Q es de centenas—.

Para obtener las dimensiones físicas del filtro en guía de onda es imprescindible compaginar el modelo circuital con el modelo extraído de un simulador electromagnético. Las fórmulas básicas que se utilizan para el di-

seño en banda estrecha pierden su eficacia en banda ancha, por lo que se realizarán aproximaciones mediante la creación de un modelo de elementos concentrados, un modelo de elementos distribuidos y, finalmente, un modelo electromagnético. Para el modelo electromagnético, se utilizarán guías rectangulares WR-90, cuyas dimensiones son: base $a = 22,86$ mm y altura $b = 10,16$ mm. A continuación, se detallarán los pasos realizados hasta la obtención del modelo real del filtro empleando diferentes herramientas de simulación.

4.2. Obtención del Modelo Concentrado

El filtro Chebyshev tiene las siguientes especificaciones:

- **Orden del filtro:** $N = 9$.
- **Ancho de banda:** 1400 MHz.
- **Frecuencia central:** 7,55 GHz.
- **Ancho de banda fraccional:** $1400/7550 = 0,1854 = 18,54\%$.
- **Mínimas pérdidas de retorno:** $RL_{\min} = 22$ dB.

El primer paso es obtener los valores del prototipo paso-bajo de elementos concentrados en escalera g_i (Fig. 4.1). Con tal fin, se genera un *script* en MATLAB (MATLAB R2020b) [13] que proporcione automáticamente los valores de los parámetros g_i según las especificaciones. Para obtener los los parámetros g_i se debe, primero, calcular los parámetros auxiliares; estos parámetros se hallan a partir del orden del filtro y el valor de las pérdidas de retorno mínimas en la banda de paso RL (en dB) [14]:

$$\epsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{RL/10} - 1}} \quad (4.1a)$$

$$s = \sqrt{1 + \epsilon^2} \quad (4.1b)$$

$$\beta = \ln \frac{s + 1}{s - 1} \quad (4.1c)$$

$$\gamma = \sinh \frac{\beta}{2N} \quad (4.1d)$$

$$a_k = \sin \frac{(2k - 1)\pi}{2N} \quad k = 1, \dots, N \quad (4.1e)$$

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2 \left(\frac{k\pi}{N} \right) \quad k = 1, \dots, N \quad (4.1f)$$

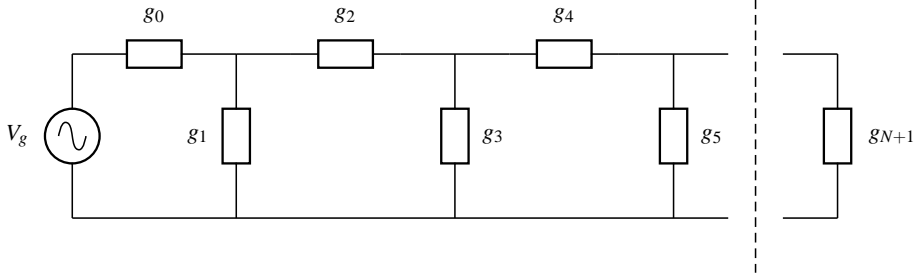


Figura 4.1: Prototipo paso-bajo de elementos concentrados de un filtro Chebyshev.

Una vez que los valores de los parámetros auxiliares se han alcanzado, se calculan los valores de los elementos concentrados del prototipo en escalera g_i . Tal y como se puede apreciar en la Fig. 4.1, el modelo comenzará con un elemento paralelo. Esto se debe a que el primer elemento del filtro será una apertura resonante, y no una cavidad, por lo que se comenzará con un g_1 colocado en paralelo. En el modelo paso-bajo normalizado, los elementos paralelo serán condensadores; los elementos serie, bobinas.

$$g_0 = 1 \quad (4.2a)$$

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} \quad (4.2b)$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}} \quad k = 2, \dots, N \quad (4.2c)$$

$$g_{N+1} = \begin{cases} 1, & N \text{ impar} \\ (\epsilon + s)^2, & N \text{ par} \end{cases} \quad (4.2d)$$

Como puede observarse, g_0 vale siempre 1. El valor de g_{N+1} dependerá de si el orden del filtro es par o impar, en cuyos casos se aplicarán las ecuaciones correspondientes. Los valores de los parámetros g obtenidos aparecen en la Tabla 4.1. El prototipo de elementos concentrados paso-bajo está normalizado tanto en frecuencia como en impedancia, por lo que hay que realizar una serie de operaciones para desnormalizarlo. El prototipo de parámetros g nos servirá como punto de partida para alcanzar el modelo de elementos concentrados desnormalizado.

En primer lugar, se debe escoger una impedancia Z_0 para desnormalizar el circuito. El valor de la impedancia Z_0 es fijo y no variable con la frecuencia. Por tanto, se tomará el valor de Z_0 a f_0 . La impedancia Z_0 se logra a partir de la impedancia modal Z_{TE} , cuyo valor se obtiene a partir de (4.3).

g_0	1
g_1	0,948945460756776
g_2	1,458557164614450
g_3	1,919903008248423
g_4	1,696666710476921
g_5	2,007073778009589
g_6	1,696666710476921
g_7	1,919903008248423
g_8	1,458557164614450
g_9	0,948945460756776
g_{10}	1

Tabla 4.1: Valores obtenidos para el prototipo paso-bajo.

$$Z_{TE} = \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f_0}\right)^2}} \quad (4.3)$$

El valor de f_c —frecuencia de corte— viene definido por la velocidad de la luz c y la a de la guía (4.4). η es el valor de la impedancia característica del vacío y su valor aproximado es de 120π . f_0 será la frecuencia central del filtro 7,55 GHz.

$$f_c = \frac{c}{2a} \quad (4.4)$$

Conocido el valor de la impedancia modal Z_{TE} , aplicamos (4.5) para obtener el valor de la impedancia característica de una guía aplicando la definición potencia-voltaje [15].

$$Z_0 = 2 \frac{b}{a} Z_{TE} \quad (4.5)$$

En segundo lugar, se debe efectuar una transformación paso-bajo a paso-banda. Los elementos serie g_{iS} (bobinas) se transforman en resonadores serie LC con los siguientes valores:

$$L_{iS} = \frac{g_{iS}}{\Delta\omega} \quad (4.6a)$$

$$C_{iS} = \frac{\Delta\omega}{g_{iS} \omega_0^2} \quad (4.6b)$$

Los elementos paralelo (condensadores) se transforman en resonadores paralelo cuyos valores se obtienen a partir de (4.7).

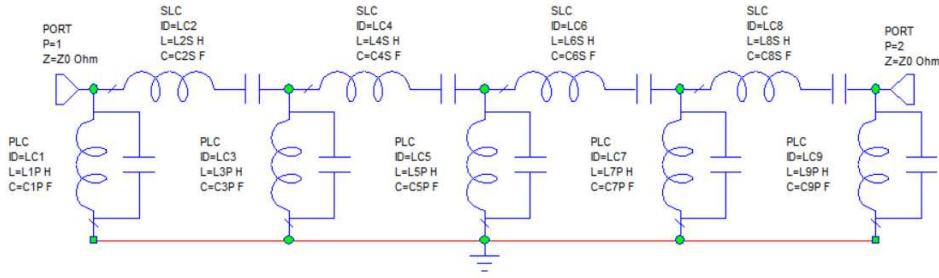


Figura 4.2: Modelo de elementos concentrados paso-banda desnormalizado.

$$L_{iP} = \frac{\Delta\omega}{g_{iP} \omega_0^2} \quad (4.7a)$$

$$C_{iP} = \frac{g_{iP}}{\Delta\omega} \quad (4.7b)$$

$\Delta\omega$ corresponde a $2\pi BW$. Una vez que tenemos los valores de todos los condensadores y bobinas del circuito paso-banda, se realiza la desnormalización en impedancia. Desnormalizar en impedancia consiste en multiplicar (bobinas) o dividir (condensadores) los valores de las distintas variables del circuito por el valor de la impedancia Z_0 (4.5). El modelo resultante se muestra en la Fig. 4.2. La nomenclatura empleada en (4.6) y (4.7) es coherente con el esquema mostrado en dicha figura.

Hasta ahora, el modelo de elementos concentrados no introduce ninguna novedad en cuanto a respuesta se refiere, pero sí en cuanto a forma; no aparecen inversores, sino que en su lugar aparecen resonadores paralelo (futuras aperturas) entre los elementos serie (futuras cavidades). Este modelo servirá para elaborar un modelo de elementos distribuidos que sustituya los resonadores serie por cavidades rectangulares. Este modelo supondrá el último paso antes de trabajar con el simulador electromagnético para crear la estructura definitiva del filtro. En el último modelo, el modelo electromagnético, los resonadores serie serán sustituido por cavidades rectangulares y, lo más importante, los resonadores paralelos serán sustituidos por iris resonantes.

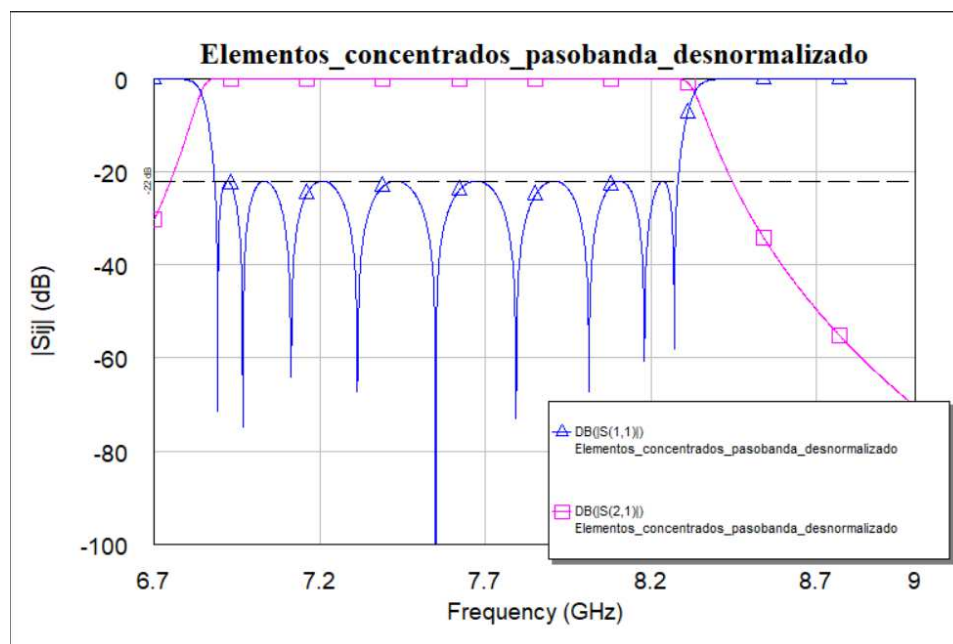


Figura 4.3: Respuesta del modelo de elementos concentrados paso-banda desnormalizado.

En la Fig. 4.3 se muestra la respuesta del circuito del circuito de elementos concentrados paso-banda desnormalizado. El lector puede apreciar cómo se han cumplido las especificaciones sin ningún tipo de problema. El nivel del S_{11} se sitúa por debajo de los -22 dB en la banda de paso, cuyo ancho de banda ocupa entre los 6,28 y 8,28 GHz. Cabe destacar la simetría presente en el filtro debida a la simetría de los valores g_i de la 4.1.

4.3. Obtención del Modelo Distribuido

El modelo concentrado paso-banda desnormalizado nos otorga un resultado ideal en el MWO. Sin embargo, debemos transformarlo a un modelo distribuido para dotar de aplicabilidad al filtro. El filtro será de orden $2N + 1$, siendo $N + 1$ el número de aperturas resonantes y N el número de cavidades. Así pues, el filtro distribuido paso-banda contará con 4 cavidades y 5 aperturas resonantes.

Con el objetivo de sustituir los resonadores serie por elementos reales; esto es, por guías rectangulares, es necesario calcular los valores de ciertas dimensiones y parámetros como la longitud de onda en la guía λ_g , el parámetro de inclinación —*slope parameter* en inglés— y, a través de éste último, la impedancia característica de cada resonador serie. La impedancia

característica de cada resonador serie nos permitirá obtener las dimensiones a y b de cada cavidad. Estos parámetros permitirán sustituir los resonadores serie por cavidades que tengan un comportamiento semejante a dichos resonadores, tan parecido como sea posible.

Para comenzar, es necesario calcular el parámetro de inclinación. Sea ω_0 la pulsación de resonancia y X la parte imaginaria de la impedancia de entrada de un resonador. Se define el parámetro de inclinación de la reactancia como [14]:

$$\chi = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{dX}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (4.8)$$

El parámetro de inclinación de un resonador LC serie tiene la siguiente expresión:

$$\chi = \omega_0 L \quad (4.9)$$

En segundo lugar, se calcula la longitud de onda de la guía con la siguiente expresión:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f_0}\right)^2}} \quad (4.10)$$

donde $\lambda_0 = c/f$, $f_c = c/2a$. La relación entre el parámetro de inclinación y la impedancia característica de cada cavidad está definida por la siguiente expresión [5]:

$$\chi_i = Z_{0i} \frac{\pi}{2} \left(\frac{\lambda_{gi}}{\lambda_0} \right)^2 \quad (4.11)$$

Todos estos parámetros se usarán para obtener las dimensiones de las cavidades (a , b y longitud) que reemplazarán a los resonadores serie. Por último, dado que el valor del parámetro de inclinación de cada cavidad es conocido, es posible obtener de (4.11) la Z_{0i} y, finalmente, la relación b/a necesaria en cada cavidad con la siguiente expresión:

$$Z_{0i} = 2 \frac{b_i}{a_i} Z_{TE} \quad (4.12)$$

Z_{TE} es la impedancia modal del modo fundamental variable con la frecuencia. Sin embargo, para calcular la relación b_i/a_i de cada cavidad, se escoge la frecuencia central del filtro como frecuencia de referencia (f_0) en (4.3). La longitud de cada cavidad es $\lambda_{gi}/2$ (4.10).

Si bien la relación b/a de cada cavidad ahora es conocida, resulta necesario fijar una de las dos variables para poder usar la otra como variable de

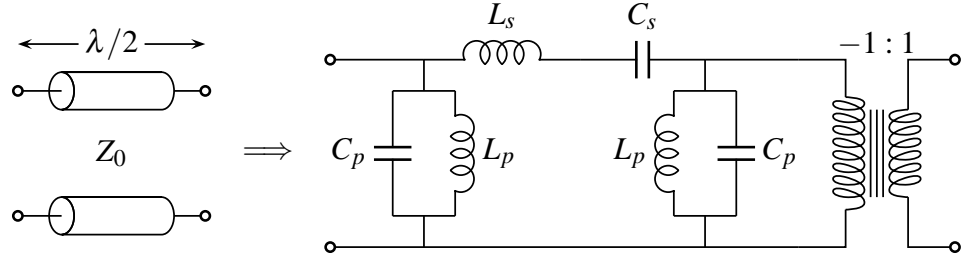


Figura 4.4: Modelo en Π de una cavidad de $\lambda_g/2$ cerca de la resonancia.

optimización en el futuro. En consecuencia, se establece un valor de a común a todas las cavidades de 22,86 mm. Este valor no es arbitrario, sino que se corresponde con el valor de a de una guía WR-90, la cual usaremos en el diseño electromagnético. El valor de la dimensión b de cada cavidad resultará de la multiplicación de a por la relación b/a de cada una. Por consiguiente, todas las dimensiones de las cavidades que sustituyen a los resonadores serie en la Fig. 4.2 son conocidas.

Una guía de onda rectangular con longitud $\lambda_g/2$ e impedancia de la guía Z_0 puede modelarse como una red en Π cerca de la resonancia. La red en Π estaría formada por un resonador serie LC y dos resonadores paralelo LC, como muestra la Fig. 4.4. El transformador acoplado a la salida es necesario para proporcionar el desfase de 180° que produce la guía. Los valores de los distintos elementos concentrados de la red en Π se obtienen a partir de las siguientes expresiones [6]:

$$L_s = \frac{\pi Z_0}{2 \omega_0} \quad (4.13a)$$

$$C_s = \frac{2 Y_0}{\pi \omega_0} \quad (4.13b)$$

$$C_p = \frac{\pi Y_0}{4 \omega_0} \quad (4.13c)$$

$$L_p = \frac{4 Z_0}{\pi \omega_0} \quad (4.13d)$$

Como podrá observar el lector, nuestro modelo de elementos concentrados (Fig. 4.2) contiene la parte serie de la red en Π de cada cavidad. Es decir, la parte serie de la red en Π se identificaría con los resonadores serie de nuestro modelo concentrado (L_{iS}, C_{iS}).

Las capacitancias y las inductancias parasitarias que introduce la red en Π cambiarán el comportamiento de los resonadores paralelo originales (L_{iP} y C_{iP} en la Fig. 4.2). Por esta razón, es totalmente necesario diseñar nuevos resonadores en paralelo cuya respuesta sea tan similar como sea posible a

la original (respuesta del resonador paralelo formado por L_{iP} y C_{iP} en la Fig. 4.2), pero teniendo en cuenta las cargas parasitarias.

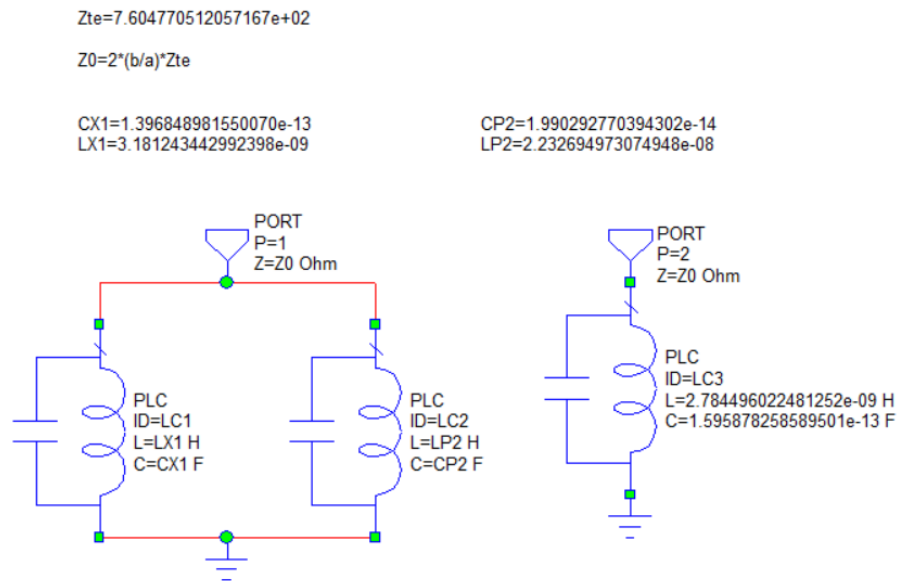
Los valores de las cargas parasitarias se extraen de (4.13) despejando L_{pi} y C_{pi} —el valor de la impedancia característica de cada cavidad es conocido (4.12)—. Por consiguiente, sólo falta calcular los nuevos valores de los condensadores C_{Xi} y bobinas L_{Xi} que, estando situados paralelamente a las cargas parasitarias, tengan una respuesta similar a los resonadores paralelos originales. Cuando las cavidades sustituyan a los resonadores serie, las cargas parasitarias modificarán el comportamiento de los resonadores paralelos adyacentes, por lo que este ajuste es imprescindible para el correcto funcionamiento del modelo distribuido. Las fórmulas empleadas para obtener los valores de C_{Xi} y L_{Xi} son las siguientes:

$$L_{Xi} = \begin{cases} \frac{1}{\frac{1}{L_i} - \frac{1}{L_{pi\pm 1}}} & \text{Resonadores 1 y 9} \\ \frac{1}{\frac{1}{L_1} - \frac{1}{L_{pi+1}} - \frac{1}{L_{pi-1}}} & \text{Resonadores 3, 5 y 7} \end{cases} \quad (4.14a)$$

$$C_{Xi} = \begin{cases} C_i - C_{pi\pm 1} & \text{Resonadores 1 y 9} \\ C_i - C_{pi+1} - C_{pi-1} & \text{Resonadores 3, 5 y 7} \end{cases} \quad (4.14b)$$

C_i y L_i representan los valores de los resonadores originales (L_{iP} y C_{iP} en la Fig. 4.2). Se ha empleado esta nomenclatura para facilitar la distinción entre los valores originales L_{iP} y C_{iP} — C_i y L_i en (4.14)— y los parasitarios L_{pi} y C_{pi} .

Una vez obtenidos los valores de los nuevos resonadores C_{Xi} y L_{Xi} , se crean esquemáticos en MWO para comparar su respuesta con los resonadores originales, como puede apreciarse en la Fig. 4.5. El resonador colocado en el puerto 2 sería el resonador original, sin cargas parasitarias. El paralelo situado en el puerto 1 está formado por los nuevos resonadores ajustados (C_{Xi} y L_{Xi}) y las cargas parasitarias L_{pi} y C_{pi} . Al simularlo, tal y como muestra la Fig. 4.6, se puede comprobar que ambos circuitos se comportan de igual forma en cuanto a impedancia se refiere. La parte imaginaria de la admitancia de entrada $\Im(Y_{in})$ de un resonador paralelo LC es nula a la frecuencia de resonancia. Gracias a este ajuste necesario, ya es posible sustituir los resonadores serie LC del modelo de elementos concentrados por cavidades reales del modelo distribuido, puesto que se tienen en cuenta los elementos parasitarios que introduce dicho cambio.



La Fig. 4.7 muestra el esquemático empleado para hallar el tercer resonador ajustado, el cual tiene dos resonadores parasitarios en paralelo, uno de cada cavidad adyacente —el resonador 3 está situado entre la primera y la segunda cavidad—. La Fig. 4.8 muestra la igualdad entre las respuestas de sendos circuitos de la Fig. 4.7.

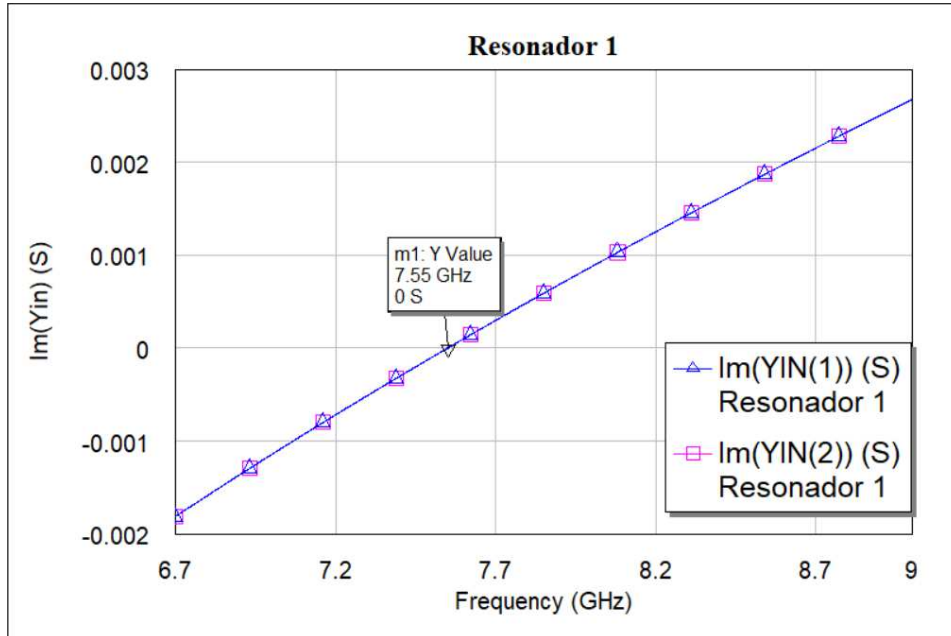


Figura 4.6: Sendas funciones de la parte imaginaria de las admitancias de los circuitos equivalentes de la Fig. 4.5.

$$Zte=7.604770512057167e+02$$

$$Z0=2^{*(b/a)*Zte}$$

$$CX3=2.858648231424942e-13$$

$$LX3=1.554481805266304e-09$$

$$CP2=1.990292770394302e-14$$

$$LP2=2.232694973074948e-08$$

$$CP4=1.710975857552454e-14$$

$$LP4=2.597182563267428e-08$$

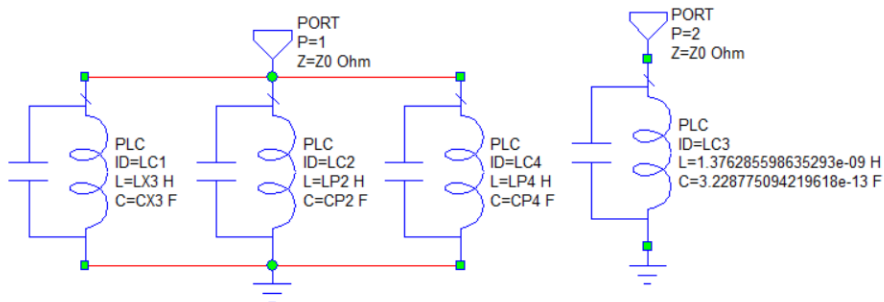


Figura 4.7: Esquemático del tercer resonador ajustado.

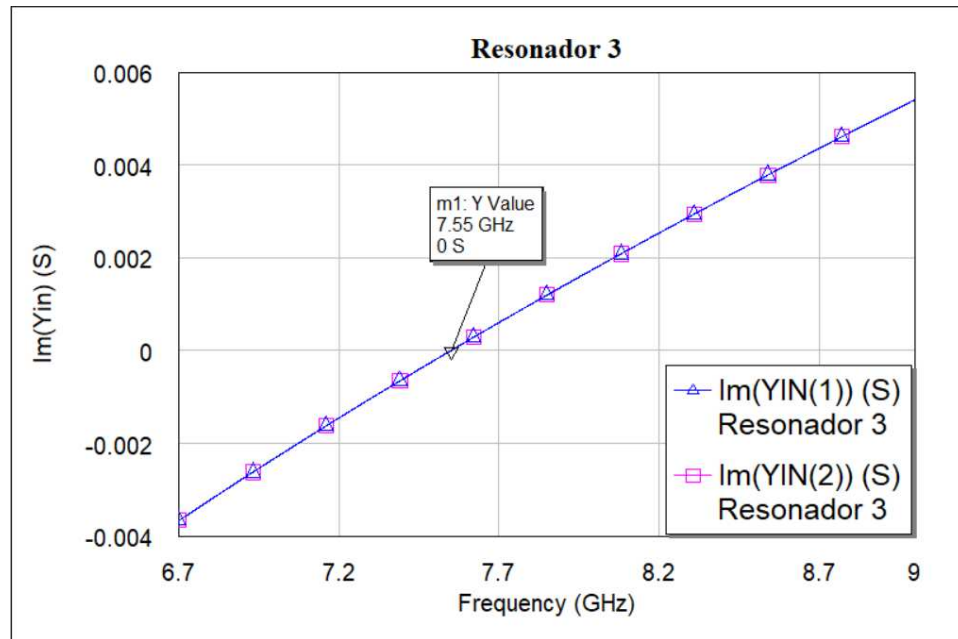


Figura 4.8: Sendas funciones de la parte imaginaria de las admitancias de los circuitos equivalentes de la Fig. 4.7.

Considerando que ya tenemos todos los valores de las dimensiones de los elementos distribuidos calculados, es hora de crear el esquemático del modelo distribuido con resonadores ajustados y cavidades en guías de onda. Con el objetivo de que sea lo más real posible, la impedancia de los puertos de entrada y salida será variable con la frecuencia y tendrá el valor obtenido de (4.3) y (4.5). En este caso, la frecuencia f_0 de la (4.3) no tendrá un valor fijo, sino que será un barrido frecuencial por todo el rango de frecuencias de simulación. Los valores de a y b son fijos, tienen el valor de las dimensiones de una guía WR-90 mencionados anteriormente. Todo esto se traduce en un valor variable con la frecuencia para Z_0 . Todos los resonadores resuenan a la misma frecuencia, f_0 , la central del filtro. Se sustituyen los valores de los resonadores originales del modelo concentrado por los obtenidos en (4.14) y los resonadores serie por las cavidades cuyas dimensiones son conocidas.

El modelo distribuido con cavidades en guías de onda y los resonadores ajustados está representado en la Fig. 4.9. La variable a —anchura— de cada cavidad posee un valor fijo, 22,86 mm, el cual corresponde al valor de la anchura de la guía WR-90. Dado que el filtro posee simetría, la primera cavidad será idéntica a la última, y la segunda a la tercera cavidad; lo mismo sucede con los resonadores paralelos: el primer resonador será idéntico al noveno y el tercero al séptimo. La dimensión b de cada cavidad estará definida por la variable WB1 o WB2 en MWO, según corresponda.

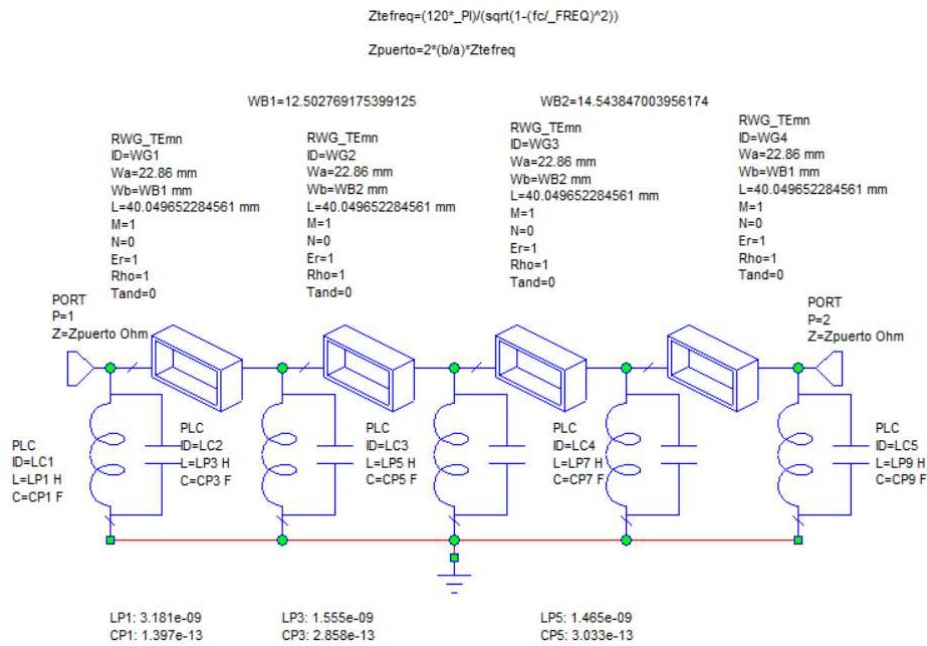


Figura 4.9: Modelo de elementos distribuidos con resonadores ajustados y cavidades en guías de onda.

Todas las cavidades tendrán la misma longitud inicialmente, siendo ésta una dimensión a optimizar en el futuro. Su valor queda definido por $\lambda_g/2$, siendo λ_g la longitud de onda de la guía. La sustitución no es perfecta y requiere optimización, como puede observarse en la Fig. 4.10; la respuesta del modelo distribuido no es idéntica a la respuesta alcanzada en el modelo de elementos concentrados. Este comportamiento resulta coherente: la equivalencia entre una red en Π y una cavidad de $\lambda_g/2$ es correcta cerca de la frecuencia de resonancia, pero conforme nos separamos de ésta, el comportamiento varía notablemente. Dado que nuestro filtro es de banda ancha, es lógico pensar que la diferencia será notoria y requiere cierta optimización.

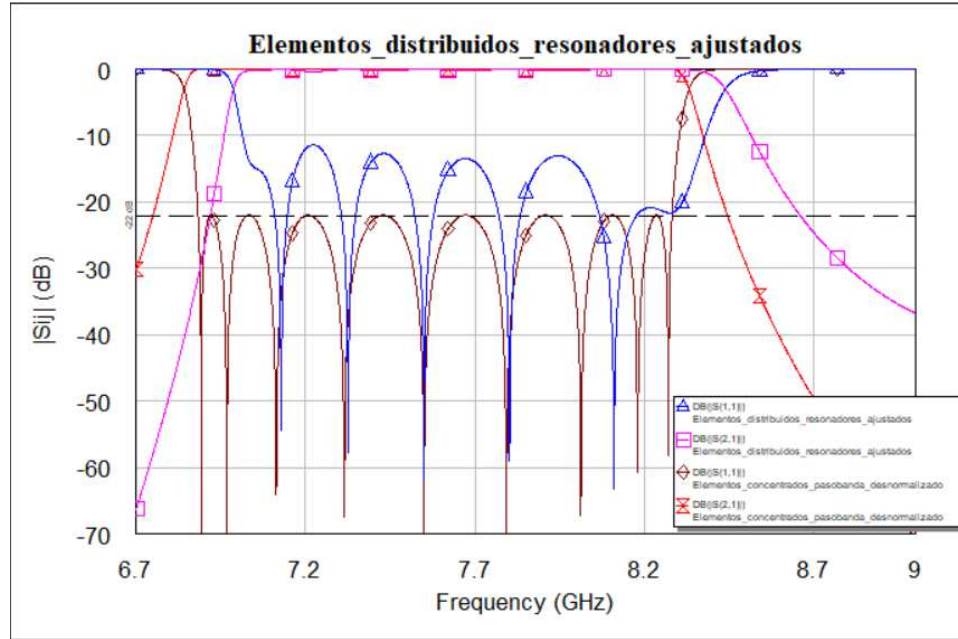


Figura 4.10: Respuesta del modelo de elementos distribuidos con resonadores ajustados y cavidades en guías de onda.

4.4. Modelo Distribuido Optimizado

El modelo distribuido requiere de cierta optimización para ajustar su respuesta y cumplir las especificaciones dentro de la banda de paso. Con tal fin, se introducen una serie de ecuaciones en el esquemático que contiene el modelo distribuido (Fig. 4.9) para facilitar la optimización. Se crea una constante de multiplicación T_f con valor $1e+9$ por simplicidad y para evitar pérdidas de precisión. Se relacionan los valores de C y L con el parámetro de inclinación de un resonador paralelo, \mathcal{B} [14], y la frecuencia de resonancia f_i de la siguiente manera:

$$C_i = \frac{\mathcal{B}_i}{2\pi f_i T_f}$$

$$L_i = \frac{1}{C_i 2\pi f_i T_f 2\pi f_i T_f} \quad i = 1, 3, 5 \quad (4.15)$$

A continuación, se explicarán las diferentes modificaciones efectuadas para realizar la optimización de la manera más ágil y eficaz posible. En la parte superior de la Fig. 4.11 aparecen los valores originales de los resonadores ajustados paralelos. La variable AUX sirve para conocer el valor original del parámetro de inclinación de cada resonador. Justo debajo, aparecen los valores optimizados de los diferentes parámetros de inclinación y las frecuencia de resonancia. Cada resonador posee su propio parámetro de inclinación

\mathcal{B} y frecuencia de resonancia f_i . En la parte inferior, aparecen las ecuaciones (4.15) introducidas en el MWO y los valores finales de las longitudes LONG1 y LONG2, junto con los valores optimizados de WB1 y WB2. Tal y como se ha mencionado anteriormente, el filtro mantiene la simetría, lo que permite agilizar la optimización (resonadores 1 y 9 idénticos, resonadores 3 y 5 iguales, etc.). Estas modificaciones se introducen en la parte superior de la Fig. 4.9.

```

Ztefreq=(120*_PI)/(sqrt(1-(fc/_FREQ)^2))      Tf=1e+9
Zpuerto=2*(b/a)*Ztefreq

C1=1.396848981550070e-13      C3=2.858648231424942e-13      C5=3.033178375411998e-13
L1=3.181243442992398e-09      L3=1.554481805266304e-09      L5=1.465036378812762e-09
w1=47438049069.2059           w3=47438049069.2059           w5=47438049069.2059
AUX1=C1*w1                     AUX3=C3*w3                     AUX5=C5*w5
AUX1: 0.006626                 AUX3: 0.01356                 AUX5: 0.01439

B1=0.00427803700580752        B3=0.00837961807302338        B5=0.00922112263335248
f1=7.41199319343193           f3=7.40466906171362           f5=7.40027837599636

CP1=B1/(2*_PI*f1*Tf)           CP3=B3/(2*_PI*f3*Tf)           CP5=B5/(2*_PI*f5*Tf)
LP1=1/(CP1^2*_PI*f1*Tf)        LP3=1/(CP3^2*_PI*f3*Tf)        LP5=1/(CP5^2*_PI*f5*Tf)

LONG1=43.0081282655854         WB1=13.3263493213103
LONG2=43.3232405868884         WB2=14.7705997323496
CP7=CP3                         CP9=CP1
LP7=LP3                         LP9=LP1

```

Figura 4.11: Modificaciones introducidas en el esquemático del modelo distribuido para su optimización.

Una vez que el esquemático está preparado para la optimización, se decide qué variables van a ser optimizadas. Las variables escogidas para la optimización son: el parámetro de inclinación \mathcal{B} y la frecuencia de resonancia f_i de los resonadores en paralelo —futuros iris resonantes o aperturas resonantes—, las longitudes LONG1 y LONG2 de las cavidades en guías y sus alturas WB1 y WB2, es decir, la dimensión b de cada guía. En total, 10 variables. Se fijan los objetivos (*Goals*) para la optimización, es decir, las metas establecidas que debe cumplir la respuesta del modelo al finalizar su optimización:

- $RL_{\min} > 22$ dB (6,88 – 8,28 GHz)
- $S_{21} < -14$ dB (8,5358 – 13 GHz)

El primer objetivo pretende cumplir la especificación en la banda de 1,4 GHz; en cambio, el segundo busca aumentar la selectividad del filtro. Además, se establecen unos límites —*Constraints* en MWO— a los cambios en los valores de las variables, con el objetivo de que no tomen valores fuera de rango o irreales. Por ejemplo, las frecuencias de resonancia no deben salir

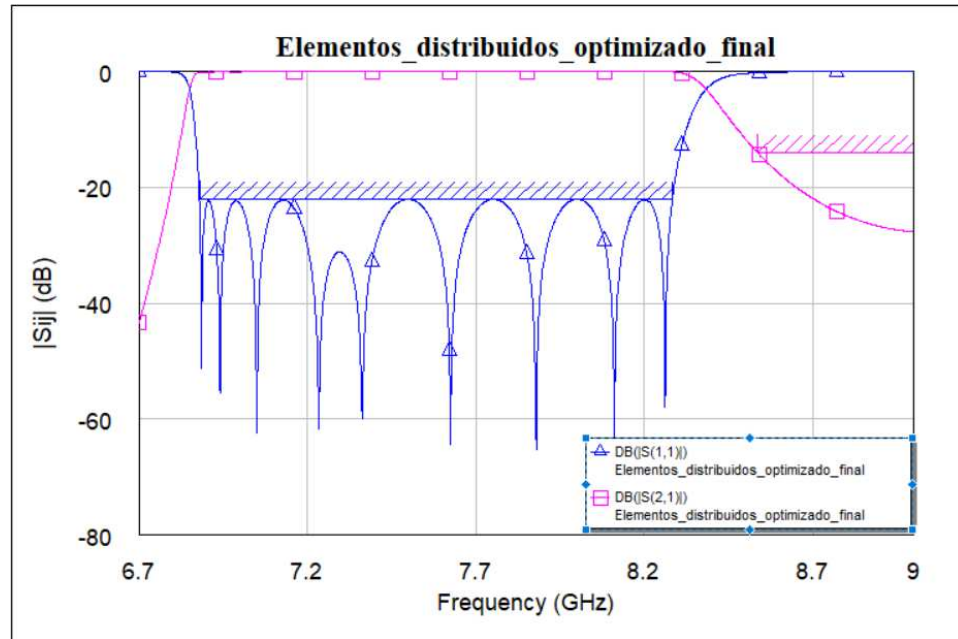


Figura 4.12: Respuesta final del modelo de elementos distribuido optimizado.

del rango 7,4 – 7,56 GHz. Cuando la optimización ha concluido, se alcanza la respuesta mostrada en la Fig. 4.12.

En la Fig. 4.12 se aprecian las metas marcadas para la optimización sobre la gráfica y el correcto cumplimiento de las mismas. Los valores de C y L , de las longitudes y de las alturas se han ajustado para cumplir todas las especificaciones dentro y fuera de la banda de paso. La variación en frecuencia de cada resonador (futura apertura resonante) queda reflejada en la Tabla 4.2.

	Inicial ($\times 10^9$ Hz)	Final ($\times 10^9$ Hz)
f_1	7,55	7,41199319343193
f_{r3}	7,55	7,40466906171362
f_{r5}	7,55	7,40027837599636

Tabla 4.2: Frecuencias de resonancia de los resonadores antes y después de la optimización.

La variación del parámetro de inclinación de cada resonador queda reflejada en la Tabla 4.3:

	Inicial	Final
\mathcal{B}_1	0,006626	0,00427803700580752
\mathcal{B}_3	0,01356	0,00837961807302338
\mathcal{B}_5	0,01439	0,00922112263335248

Tabla 4.3: Parámetros de inclinación de los resonadores del filtro antes y después de la optimización.

Gracias a las transformaciones y modificaciones introducidas, se ha conseguido un modelo distribuido con resonadores LC paralelo —futuras AR— y con cavidades reales diseñadas en guías. Tanto el S_{11} como el S_{21} cumplen las especificaciones y metas establecidas. La respuesta es prácticamente perfecta, apareciendo en ella los 9 ceros de reflexión y un rizado casi constante.

4.5. Obtención del Modelo Electromagnético en FEST3D

El modelo distribuido está terminado y optimizado. La respuesta cumple todas las especificaciones y es hora de transformar dicho modelo en una estructura real en el simulador electromagnético FEST3D, con la esperanza de alcanzar una respuesta lo más parecida posible a la obtenida en MWO. La tarea no es sencilla; a pesar de tener los valores de cada resonador y las dimensiones de las cavidades que forman el filtro, el paso a una estructura real siempre conlleva problemas, como la aparición de acoplos entre los diferentes elementos del filtro, la aparición de pérdidas, de espúreos, etc. A continuación, se mostrarán los pasos realizados hasta diseñar una estructura física que cumpla las especificaciones establecidas. El filtro diseñado en FEST3D contará con aperturas resonantes (iris resonantes) y cavidades rectangulares reales.

En primer lugar, los resonadores en paralelo LC de nuestro modelo distribuido se deben transformar en iris resonantes cuya estructura se explicó en el Capítulo 3 (Fig. 3.6). Para ello, se crea un esquemático para cada resonador de forma aislada. El objetivo es obtener su parámetro S_{11} para que sirva como función de referencia en FEST3D a la hora de obtener las dimensiones de la apertura resonante. El esquemático mostrado en la Fig. 4.13 muestra el resonador junto con las dos cavidades adyacentes conectadas a los dos puertos de entrada y salida. Esta estructura será imitada en FEST3D con el objetivo de que la apertura resonante diseñada en FEST3D tenga la misma respuesta de S_{11} que el modelo en MWO. La impedancia que se le atribuye

a cada puerto no es arbitraria, sino que se calcula a partir de la impedancia característica de la cavidad que corresponde. Por ejemplo, el resonador 1 está situado entre la entrada del filtro y la primera cavidad. El puerto 1 tiene la impedancia propia de la entrada del filtro puesto que simula la entrada mediante una guía WR-90; sin embargo, el puerto 2 debe tener en cuenta la b —altura— de la primera cavidad para calcular su Z_0 a partir de (4.12). La longitud de las guías de entrada/salida no es relevante para este circuito, se ha escogido una longitud de 5 mm como valor.

La Fig. 4.14 muestra con mayor claridad la forma de calcular la impedancia que corresponde a cada puerto. La Fig. 4.14 muestra el resonador 3 aislado, el cual se encuentra entre la primera y segunda cavidad. Así pues, la impedancia de cada puerto depende de la altura de la cavidad. En la parte izquierda aparecen los valores de cada altura ($WB1$ y $WB2$) y la fórmula para calcular cada impedancia ($Z_{puerto1}$ y $Z_{puerto2}$). La nomenclatura utilizada para denominar a los iris será la siguiente: el resonador 1 se corresponderá con el primer iris, el tercer resonador con el iris 3, y el quinto resonador con el iris 5. Dado que el filtro posee simetría, el resonador 7 se corresponde con el iris 3 y el resonador 9 con el iris 1. Será el quinto iris quien divida el filtro en dos partes iguales.

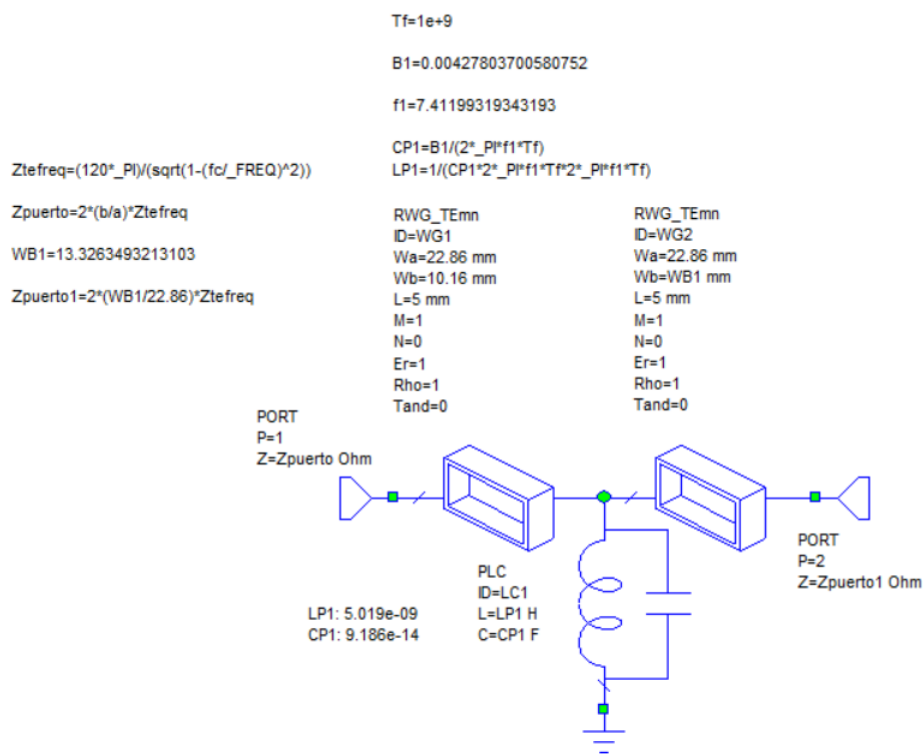


Figura 4.13: Esquemático con el resonador 1 aislado.

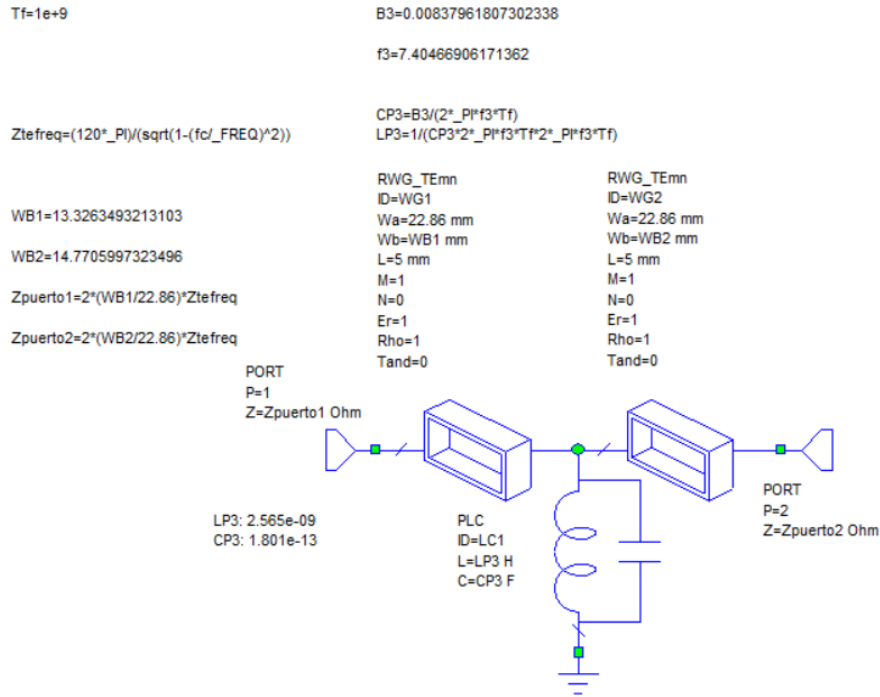


Figura 4.14: Esquemático con el resonador 3 aislado.

La respuesta de la simulación del esquemático que contiene el tercer resonador aislado aparece en la Fig. 4.15, en la cual podemos observar la resonancia del iris situada en los 7,4 GHz aproximadamente. Esta respuesta será utilizada como función de referencia para diseñar el tercer iris en FEST3D —usaremos el tercer iris como ejemplo—, como se mostrará a continuación. Este procedimiento se repetirá para cada resonador o iris del filtro.

En el simulador electromagnético FEST3D se utiliza la misma estructura empleada en MWO para obtener la respuesta aislada del tercer iris. Se colocan las dos cavidades adyacentes al iris con una longitud fija de 5 mm y las dimensiones de altura y anchura correspondientes, obtenidas previamente en el modelo distribuido de MWO. Las dimensiones a (anchura) y b (altura) del iris serán optimizadas hasta que el iris creado en FEST3D tenga la misma respuesta —o muy similar— que el iris construido de forma aislada en MWO (Fig. 4.14). La longitud del iris se mantendrá constante a lo largo de toda la investigación, teniendo ésta un valor fijo de 2 mm, con el objetivo de que los iris puedan ser construidos físicamente sin problemas. En la Fig. 4.16 se puede observar la vista en 3D del esquemático del tercer iris aislado. Este procedimiento se repite para cada iris del filtro, hasta que se consiguen estructuras reales cuyas respuestas son idénticas a las obtenidas en MWO con resonadores LC paralelo. Gracias a este paso, se consigue trans-

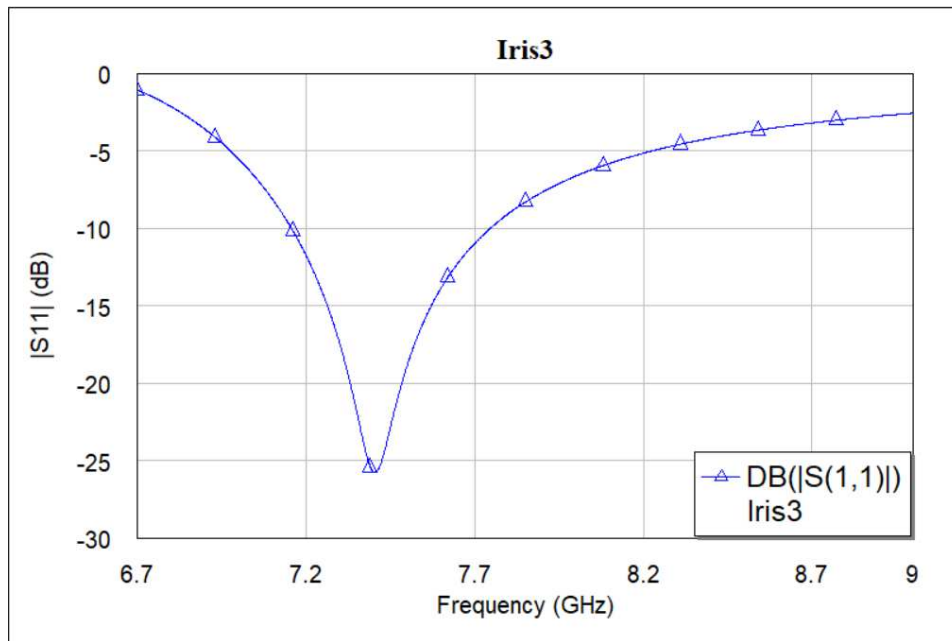


Figura 4.15: Respuesta del resonador 3 aislado.

formar los resonadores LC paralelo en iris resonantes cuyas dimensiones se logran mediante optimización, siendo la referencia las respuestas alcanzadas en los modelos aislados elaborados previamente en MWO. Si se comparan las Fig. 4.15 y 4.17, se puede apreciar la evidente similitud entre las respuestas de ambos modelos, uno en MWO, el otro en FEST3D. Así pues, una vez conocidas las dimensiones de cada iris resonante del filtro, se procederá al montaje del filtro completo.

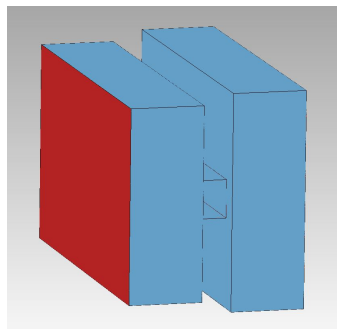


Figura 4.16: Vista en perspectiva de la estructura del tercer iris aislado.

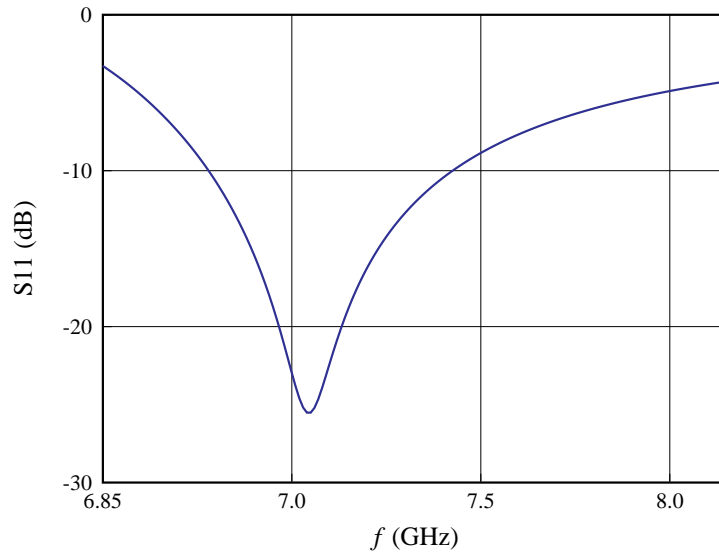


Figura 4.17: Parámetro S_{11} del tercer iris aislado.

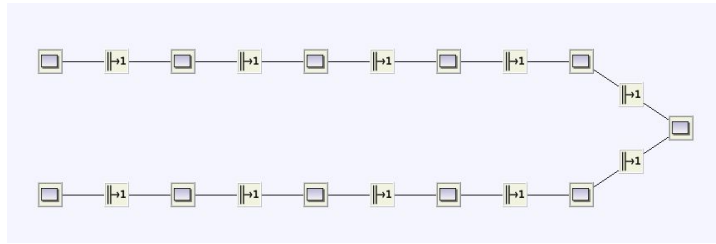


Figura 4.18: Esquemático del filtro completo en FEST3D.

Para comenzar, se crea un esquemático en FEST3D, como aparece en la Fig. 4.18. Las cavidades rectangulares están representadas mediante figuras cuadradas, mientras que los saltos entre las diferentes cavidades del filtro se representan mediante el dibujo que contiene dos líneas paralelas y un 1. Dado que el filtro guarda simetría, se crea un esquemático simétrico para facilitar su comprensión y uso; será el quinto iris quien divida el filtro en dos. A continuación, se asigna el valor de las dimensiones de cada cavidad del filtro. Tanto el puerto de entrada como de salida tendrán las dimensiones de una guía WR-90, tal y como se expuso anteriormente. El resto de dimensiones se han calculado en el modelo distribuido optimizado —cavidades del filtro—, cuya respuesta aparece en la Fig. 4.12; o, en el caso de los iris, en los modelos aislados como el mostrado en la Fig. 4.16. Todas las dimensiones del filtro sin optimizar son conocidas en este punto. La respuesta del filtro sin optimizar se muestra en la Fig. 4.19. Como se puede apreciar, el filtro necesita optimización para cumplir las especificaciones; no obstante, la respuesta en banda es buena y no sufrirá grandes cambios.

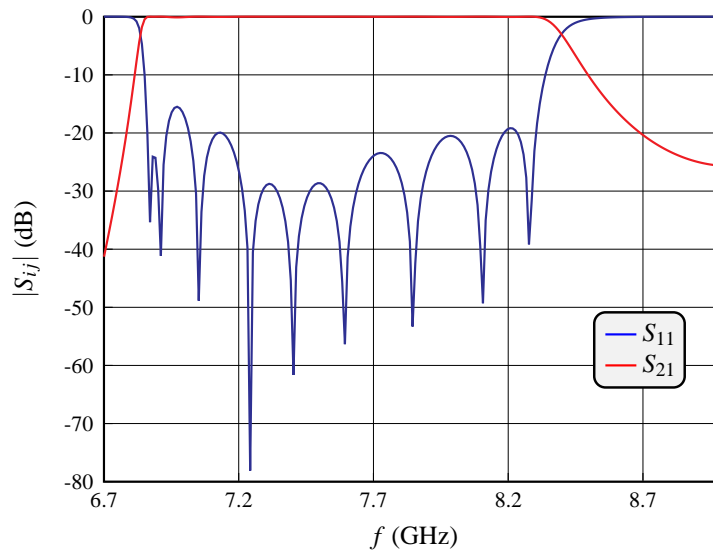


Figura 4.19: Respuesta del filtro completo sin optimizar.

Para poder optimizar el circuito de la Fig. 4.18, es necesario establecer *Goals* y elegir las variables de optimización.

- $RL_{\min} > 22$ dB (6,88 – 8,28 GHz)
- A las frecuencias donde hay ceros de reflexión en el modelo distribuido elaborado en MWO (Fig. 4.12), se añade un *Goal* que ayude a que aparezca un cero de reflexión a cada frecuencia. Por ejemplo, a la frecuencia 7,05 GHz existe un cero de reflexión, por lo que se añade un *Goal* de $S_{11} \leq -50$ dB a esa frecuencia. Dado que el filtro es de orden 9, se colocan 9 *Goals* para forzar ceros de reflexión.

Las dimensiones de todos los iris — a y b de cada uno—, las longitudes de las cavidades entre los iris y sus alturas —WB1 y WB2— son las variables disponibles para la optimización. Se escoge el algoritmo *Simplex* para realizar la optimización en FEST3D. Tras una breve optimización, el filtro alcanza la respuesta mostrada en la Fig 4.20.

El lector podrá observar la buena respuesta que presenta el filtro dentro de la banda de paso. La línea gruesa de color azul indica la presencia del objetivo explicado anteriormente. Aparecen 9 ceros de reflexión que indican la presencia de 9 resonadores en el filtro, 5 iris resonantes y 4 cavidades rectangulares. Sin embargo, la respuesta del filtro no es del todo válida. Siguiendo la línea argumental expuesta en la Introducción y en los capítulos posteriores, la presencia de réplicas y espúreos tan cerca de la banda de paso hace inservible el empleo de este filtro en aplicaciones espaciales. La

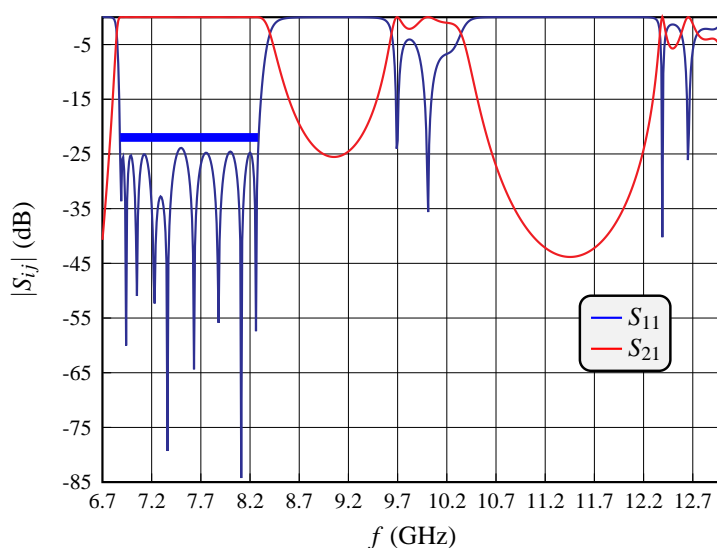


Figura 4.20: Respuesta del filtro optimizado.

primera réplica aparece cerca de los 10 GHz, situándose a menos de 2 GHz de la banda de paso del filtro. Una segunda réplica aparece cerca de los 12 GHz. Esta respuesta fuera de banda es un verdadero desastre; necesita ser mejorada significativamente si se quiere construir un filtro útil y novedoso en el campo de las comunicaciones espaciales.

La Fig. 4.21 muestra la estructura en perspectiva del filtro optimizado. En la imagen se pueden apreciar los dos puertos de entrada y salida, formados por dos guías WR-90 de longitud 5 mm, los iris resonantes entre las distintas cavidades rectangulares que forman el filtro y la presencia de simetría en la estructura. El filtro obtenido es un filtro compacto, pequeño y realista, cuyas partes podrías ser fabricadas sin grandes problemas.

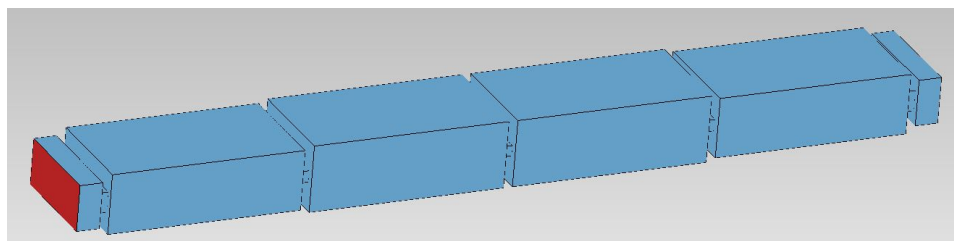


Figura 4.21: Estructura vista en perspectiva del filtro optimizado.

4.5.1. Ajuste de los iris resonantes

Ya tenemos el primer filtro completo construido, con una respuesta en banda correcta, pero con enormes problemas fuera de ella. A partir de ahora, las modificaciones que se realizarán en el filtro tendrán como objetivo final mejorar la respuesta fuera de la banda, eliminar las réplicas, los espúreos y el ruido. Además, se adaptará la estructura del filtro para que las dimensiones de los iris tengan valores que permitan agilizar y facilitar su fabricación. La intención es colocar los iris en la parte inferior de las cavidades; esta variación permitirá abrir el *ojo* del iris —dimensión b — y será esencial para el correcto funcionamiento de posteriores técnicas y ajustes. A continuación, se muestran dos imágenes que ayudan a comprender la modificación realizada en cada iris. En la Fig. 4.22 se puede observar la vista frontal del tercer iris situado en la parte inferior de la cavidad. La Fig. 4.23 muestra la vista lateral. Si se compara con la estructura de la Fig. 4.16, es fácil apreciar el cambio realizado. Para descender cada iris a la parte inferior de las cavidades, se modifica el *Offset* de cada *Step Discontinuity* en FEST3D —símbolo que incluye dos líneas paralelas y un 1, situado entre cada guía—.

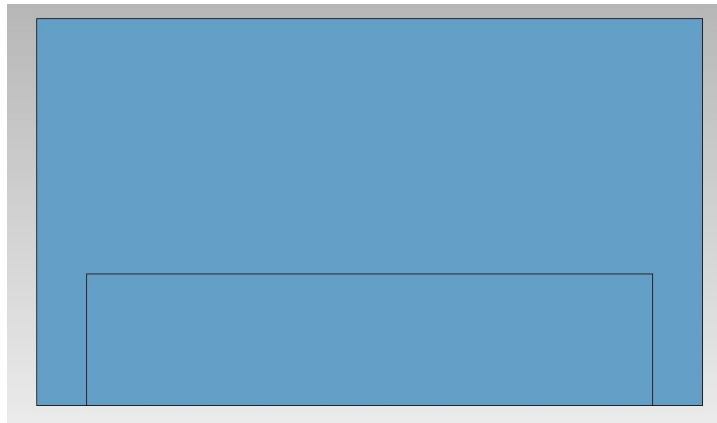


Figura 4.22: Vista frontal del tercer iris aislado.

Ahora bien, la estructura mostrada en la Fig. 4.22 no tiene la misma respuesta que el tercer iris original; hallar nuevos valores para las dimensiones a y b resulta imprescindible. El proceso es simple: la respuesta obtenida en la Fig. 4.15 servirá como función —de nuevo— de referencia para la nueva estructura, siendo las dimensiones a y b del iris las variables disponibles para la optimización. Es decir, el objetivo es hallar valores de a y b que generen una respuesta idéntica al iris original, a pesar de que el iris ahora se sitúa en la parte inferior de las cavidades. Las respuestas del S_{11} y su fase extraídas del iris original servirán de referencia para la optimización de las nuevas variables. Finalmente, tras una breve optimización, los valores de a y b del tercer iris han sufrido la variación mostrada en la Tabla 4.4. Tal y como

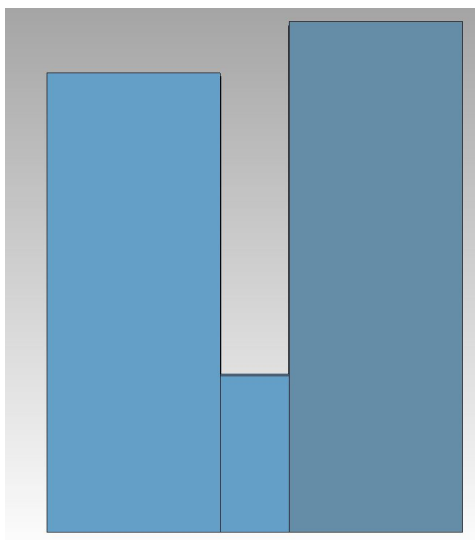


Figura 4.23: Vista lateral del tercer iris aislado.

	Inicial	Final
a	20,2875	19,3701924920082
b	4,0625	4,51117546260357

Tabla 4.4: Comparación entre las dimensiones de los iris. La columna de la izquierda muestra el iris centrado, mientras que la columna de la derecha muestra las dimensiones del iris situado en la parte inferior de las cavidades.

era de esperar, la dimensión b del tercer iris ha crecido, lo que se traduce en un mayor *ojo*, una mayor apertura. Este cambio ayudará a posteriores optimizaciones y a reducir el riesgo de que b tome valores irrealmente pequeños o difíciles de construir. Este mismo proceso se repite con cada iris, modificando los *Offset* correspondientes para colocar cada uno en la parte inferior de las cavidades adyacentes.

Finalmente, se repite el mismo proceso para alcanzar la estructura completa del filtro: se elabora un esquemático para el filtro completo con los nuevos iris, se establecen los *Goals* —los mismos que el caso anterior—, se eligen las variables de optimización y se optimiza el filtro. La estructura final queda reflejada en la Fig. 4.24. En ella, el lector puede notar cómo se ha desplazado la ubicación de cada iris en el filtro. La Fig. 4.25 muestra la respuesta del filtro con los iris situados en la parte inferior. El lector puede apreciar el correcto cumplimiento de las especificaciones dentro de la banda de paso; sin embargo, el problema fuera de la banda es notorio y persistente. Así pues, el lector podrá comprobar que el empleo de iris resonantes —aperturas resonantes— para la elaboración de filtros paso banda de banda

ancha es eficaz y correcto, mas la estructura debe ser mejorada y perfeccionada para optimizar la respuesta fuera de la banda de paso. En los capítulos siguientes se probarán diferentes técnicas como la introducción de *Stubs* o el doblado en escalera, con el objetivo de eliminar las réplicas y el ruido presente fuera de banda, manteniendo siempre el cumplimiento estricto de las especificaciones dentro de la banda de paso.

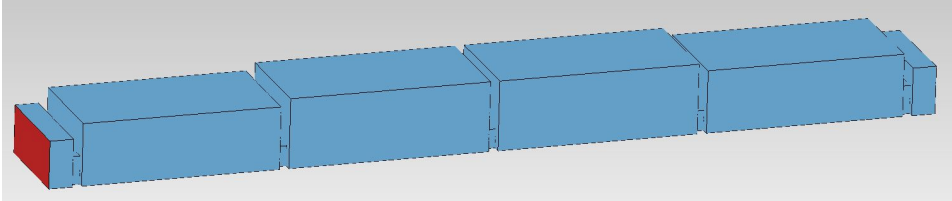


Figura 4.24: Vista en perspectiva de la estructura del filtro optimizado con los iris situados en la parte inferior de las cavidades.

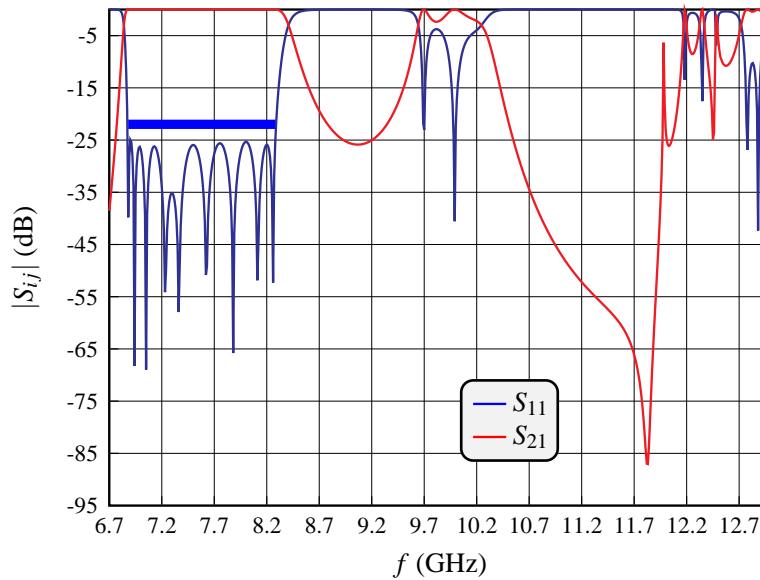


Figura 4.25: Respuesta del filtro optimizado con los iris situados en la parte inferior de las cavidades.

Capítulo 5

USO DE *STUBS* PARA ELIMINAR RÉPLICAS

En el presente capítulo se probarán diferentes tipos de *Stubs* con el objetivo de mejorar la respuesta del filtro fuera de la banda de paso. El uso de *stubs* se muestra interesante dadas las propias características de los mismos. Los *stubs* introducen ceros de transmisión sintonizables que pueden ayudar a aumentar la selectividad del filtro, eliminar las réplicas y bajar el nivel del parámetro S_{21} fuera de la banda. Sin embargo, en la práctica, aparecerán problemas y comportamientos extraños que dificultarán la implementación de *stubs* en la estructura del filtro.

5.1. Filtro Paso-Bajo (LPF)

La primera opción que se suele plantear en la literatura técnica actual para reducir el nivel del S_{21} fuera de la banda de paso es conectar en cascada un filtro paso-bajo (LPF) a continuación de la estructura del filtro. Un filtro paso-bajo permite el paso de las frecuencias más bajas y elimina —o reduce— aquellas más altas. Si los espúreos y las réplicas aparecen conforme subimos en frecuencia, parece lógico introducir un elemento que sea capaz de eliminarlos parcialmente. Sin embargo, esta solución acarrea ciertos problemas:

1. El tamaño total del filtro se incrementa. Al añadir la estructura propia del filtro LPF, su tamaño aumenta considerablemente. Uno de los objetivos principales de este trabajo es mantener pequeño el tamaño del filtro, para que sea compacto y útil para aplicaciones, como las comunicaciones espaciales, donde el espacio disponible es muy limitado.
2. Las estructuras de los filtros LPF suelen estar formadas por iris que interconectan cavidades resonantes. Los valores de las dimensiones de los iris pueden ser demasiado pequeños si el filtro es muy selectivo. Esto

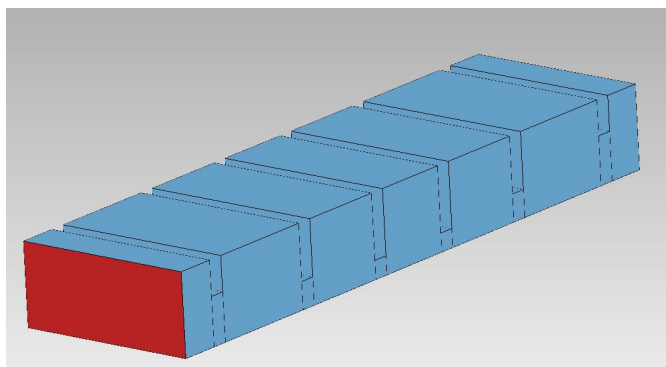


Figura 5.1: Vista en perspectiva de la estructura de un filtro LPF.

provoca que el filtro pierda capacidad cuanto a manejo de potencia. Cuanto más pequeños sean los iris, menos capacidad en el manejo de potencia poseerá el filtro.

3. Cada vez que aumentamos el número de elementos que forman un filtro, las pérdidas aumentan irremediablemente. Si añadimos un filtro LPF, es fácil vaticinar que habrá un aumento de pérdidas en el conjunto.

La Fig. 5.1 muestra la estructura de un filtro LPF común, cuyas dimensiones y elementos han sido hallados siguiendo los métodos detallados en [16]. La Fig. 5.2 muestra su respuesta. La Fig. 5.3 muestra la respuesta sin optimizar del filtro optimizado del capítulo anterior (Fig. 4.24) con LPF incluido. Se puede apreciar el evidente descenso del nivel del S_{21} fuera de la banda de paso. Como ya se ha mencionado anteriormente, esta solución no es óptima, por lo que, a continuación, se explorarán diferentes técnicas que permitan cumplir los objetivos marcados al comienzo de este trabajo.

5.2. Stubs capacitivos

La idea de usar *stubs* tiene como objetivo introducir ceros de transmisión (TZs) a las frecuencias donde aparecen las réplicas para eliminarlas. Si un cero de transmisión consigue bajar el nivel del parámetro S_{21} a niveles ínfimos de potencia y no aparecen repuntes, se habría eliminado la réplica situada cercana a los 10 GHz o, en caso de situar el cero alrededor de los 12 GHz, la segunda réplica. Todos los *stubs* utilizados en este trabajo tendrán un grosor fijo (dimensión del *stub* conectado en la dirección de propagación de la señal en el filtro) de 2 mm. Ahora bien, ¿dónde y cómo se deben introducir los citados *stubs* para conseguir nuestro propósito?

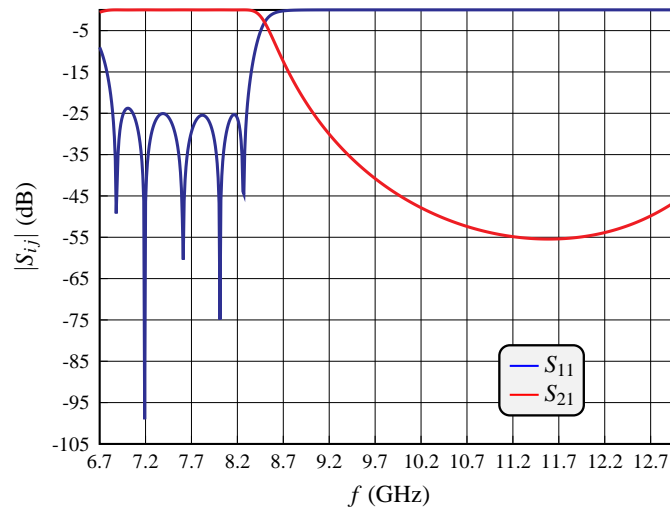


Figura 5.2: Respuesta del filtro LPF.

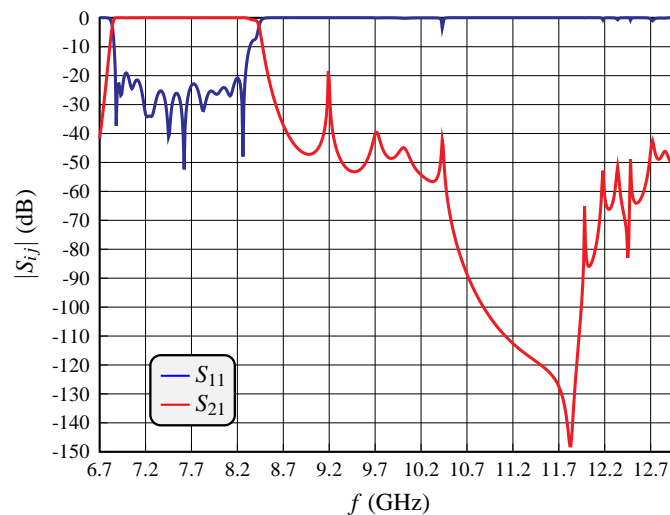


Figura 5.3: Respuesta del filtro de la Fig. 4.24 con LPF.

Los *stubs* pueden ser colocados en cualquier punto de las cavidades del filtro, pero se escogen tres puntos estratégicos por los siguientes motivos:

- **En los extremos de la cavidad:** el campo eléctrico es mínimo en los extremos, como puede observarse en la Fig. 5.4. Si colocamos un *stub* en el extremo de la cavidad, la interferencia entre el *stub* y el modo fundamental es mínima, detalle fundamental para el correcto funcionamiento dentro de la banda de paso.
- **Centro de la cavidad:** la interferencia entre el campo eléctrico y el *stub* será máxima, por lo que es de esperar que el funcionamiento no

sea el correcto. No obstante, colocando el *stub* en el centro se evita efectos indeseados en el paso de una cavidad a otra.

- **Longitud $\lambda_g/8$ desde un extremo:** el segundo modo —rojo en la Fig. 5.4— posee un máximo a la longitud $\lambda_g/8$. Si el *stub* consigue eliminar ese máximo, el cual produce la segunda réplica, se podría mejorar la respuesta fuera de la banda, sobre todo, cerca de la banda de paso. Para ello, se conecta en serie el *stub*. Esto equivale a construir el *stub* conectado a la cavidad en el plano E.

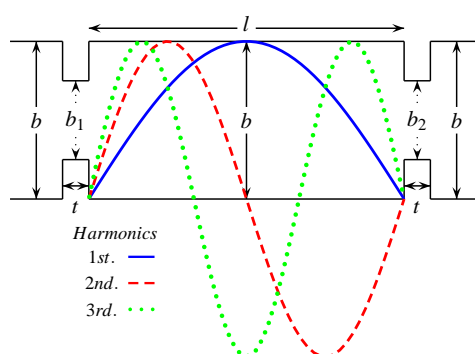


Figura 5.4: Geometría de un resonador con acoplos iris capacitivos en los extremos de la cavidad. Vista lateral de los tres primeros modos resonantes de una guía de onda rectangular.

El procedimiento para introducir *stubs*, sea cual sea su posición será el siguiente:

1. Elaborar esquemáticos con las cavidades aisladas sin *stubs* —recuerde el lector que el filtro cuenta con dos cavidades diferentes en dimensiones, por simetría—.
2. Obtener la respuesta de las cavidades aisladas sin *stubs*.
3. Elaborar esquemáticos con cavidades aisladas con *stubs*.
4. Optimizar las dimensiones de las cavidades aisladas (WB1/WB2, longitud, etc.) con *stubs* (altura del *stub*) y de los iris adyacentes (a y b) hasta obtener la misma respuesta **en banda** que las cavidades aisladas sin *stubs*, cuya respuesta se usará como referencia para la optimización.
5. Colocar el cero de transmisión —controlado por la altura del *stub*— donde se requiera y volver a recuperar la respuesta deseada.

Así pues, como primer paso, se crea un esquemático para cada cavidad aislada. Los puertos de entrada y salida se corresponden con las cavidades

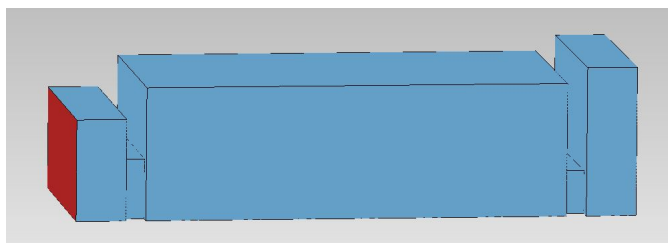


Figura 5.5: Estructura vista en perspectiva de la primera cavidad aislada sin *stubs*.

adyacentes. Entre los puertos y la cavidad aislada se encuentran los iris adyacentes. Por ejemplo, para el caso de la cavidad situada entre el iris 1 y el 3, el puerto sería la cavidad WR-90 de entrada, y la salida sería la cavidad situada entre el iris 3 y 5. Para los puertos se escoge la longitud de 5 mm como tamaño estándar, dado que la longitud del puerto no tiene ninguna importancia. En las Fig. 5.5 y 5.7 aparecen las estructuras de las dos diferentes cavidades que podemos encontrar en el filtro —las otras dos cavidades son simétricas a las mostradas—. Las respuestas que se obtienen de los esquemáticos se observan en las Fig. 5.6 y 5.8. Aprecie el lector cómo aparece la réplica cercana a los 10 GHz en ambas cavidades. Estas respuestas servirán como referencia para cualquier cavidad con *stubs* que se estudie en las páginas siguientes. Cuando las cavidades estén optimizadas, se puede construir el filtro completo. La respuesta del filtro necesitará una severa optimización para alcanzar las metas establecidas. Estos *Goals* serán:

- $S_{11} < -22$ dB (6,88 – 8,28 GHz)
- $S_{21} < -50$ dB (9,2 – 13 GHz). Se tratará de reducir el nivel del S_{21} mediante la sintonización de los ceros de transmisión y la optimización de los valores de las dimensiones de los elementos que forman el filtro.

Las optimizaciones deben comenzarse con unas pocas variables y, conforme mejore la respuesta, añadir el resto de variables para facilitar el trabajo del optimizador. Si desde el primer momento se seleccionan todas las variables para optimizar, ésta será lenta, difícil y, seguramente, infructuosa.

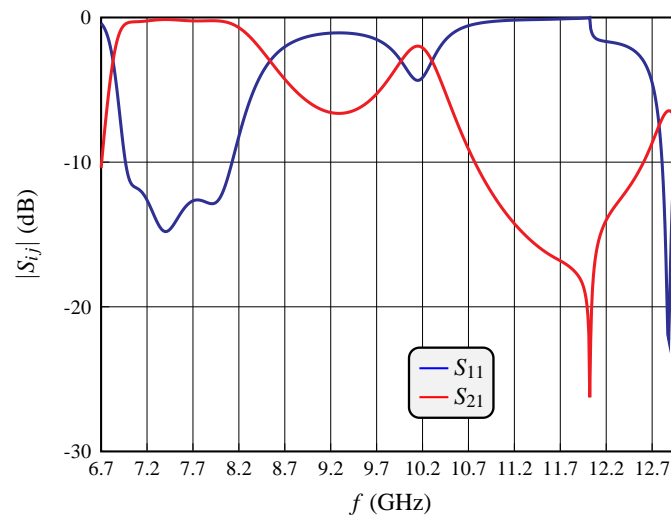


Figura 5.6: Respuesta de la primera cavidad aislada sin *stubs*.

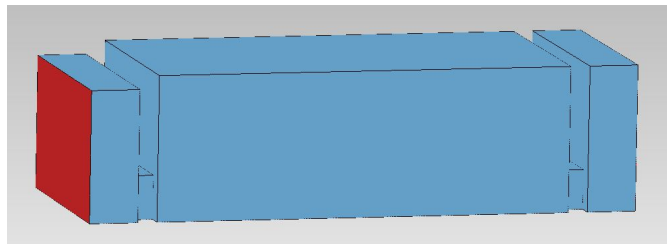


Figura 5.7: Estructura vista en perspectiva de la segunda cavidad aislada sin *stubs*.

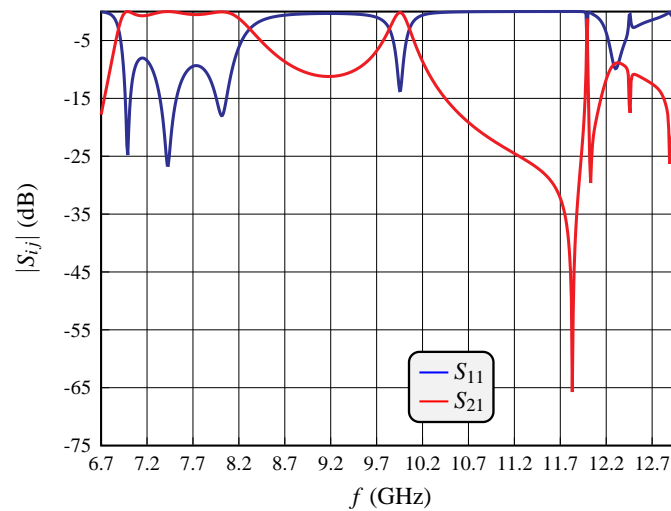


Figura 5.8: Respuesta de la segunda cavidad sin *stubs* aislada.

5.2.1. Stubs en los extremos de la cavidad

Para comenzar, se colocará un *stub* en el extremo final de la primera cavidad. La longitud del *stub* se elige en función de la frecuencia donde se colocará el cero de transmisión. Como se ha mencionado con anterioridad, la primera réplica aparece cercana a los 10 GHz, por lo que se calcula la longitud del *stub* teniendo en cuenta este detalle. La longitud del *stub* debe ser cercana a $\lambda_g/4$ para que actúe como un cero de transmisión. En la Fig. 5.9 aparece la primera cavidad con *stub* de forma aislada. Con tal de recuperar la respuesta en banda y de introducir un cero de transmisión donde se desea, se optimizan los siguientes valores: las dimensiones de los iris adyacentes, los cuales deben ajustarse tras la aparición del *stub*, la altura (WB1) y la longitud de la cavidad y la longitud del *stub*. Dado que se introduce un *stub* de 2 mm, es conveniente restar esos 2 mm a la longitud original de la cavidad, con tal que la estructura formada por cavidad+*stub* posea, antes de cualquier optimización, la misma longitud total. Tras la optimización, se obtiene la respuesta mostrada en la Fig. 5.10.

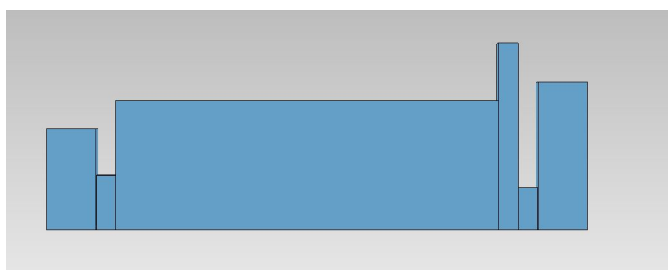


Figura 5.9: Vista lateral de la primera cavidad con *stub*.

El principal objetivo consiste en recuperar la respuesta dentro de la banda de paso a la vez que se introduce un cero de transmisión allá donde sea necesario. Como puede observarse en la Fig. 5.10, se ha recuperado la respuesta en banda si la comparamos con la función de referencia (Fig. 5.6). Este mismo proceso se repite para la segunda cavidad. Una vez que se obtienen respuestas aceptables dentro de banda y ceros de transmisión a frecuencias determinadas, es hora de montar el filtro completo. Para mantener la simetría del filtro y otorgarle mayor profundidad a los ceros de transmisión, se añaden los *stubs* simétricos como corresponda (Fig. 5.11). A continuación, se detallará cómo afectan los *stubs* situados en el extremo de la cavidad en el comportamiento del filtro tras las pruebas realizadas:

- Cuando se introduce un *stub* en una cavidad, la réplica se desplaza en frecuencia. Conforme se acerca el *stub* a la banda de paso, mayor es el desplazamiento.
- Aumentar el número de *stubs* en el filtro permite la aparición de tantos

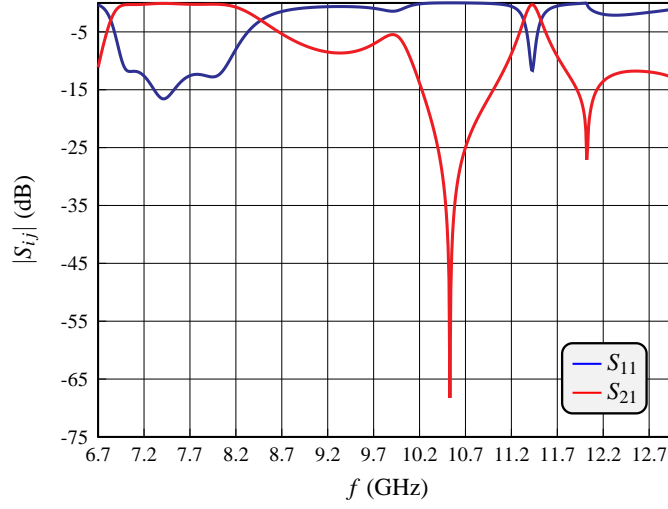


Figura 5.10: Respuesta de la primera cavidad con *stubs*.

ceros de transmisión como *stubs* distintos haya. Sin embargo, conforme aumenta el número de *stubs*, más difícil es recuperar la respuesta en banda y mayor número de espúreos aparecen entre los ceros de transmisión o cerca de ellos (Fig. 5.14).

- No es sencillo recuperar la señal en banda cuando se diseña el filtro completo. Los acoplos, las interferencias y los espúreos alteran la respuesta y esto se traduce en una tortuosa optimización que no alcanza los *Goals* fijados. Aprecie el lector la mala respuesta en banda de la Fig. 5.12. Aun usando optimización, la recuperación en banda de la respuesta es incompatible con la desaparición de la primera réplica.
- Los *stubs* provocan pérdidas debido a su gran superficie. El factor de calidad Q de una cavidad con paredes conductoras con pérdidas presenta la siguiente expresión [6]:

$$\begin{aligned}
 Q_c &= \frac{2\omega_0 W_e}{P_c} \\
 &= \frac{k^3 abd\eta}{4\pi^2 R_s} \frac{1}{[(\ell^2 ab/d^2) + (bd/a^2) + (\ell^2 a/2d) + (d/2a)]} \\
 &= \frac{(kad)^3 b\eta}{2\pi^2 R_s} \frac{1}{(2\ell^2 a^3 b + 2bd^3 + \ell^2 a^3 d + ad^3)}
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

donde a es la anchura, b es la altura y d la longitud de la cavidad. Dado que el grosor b en (5.1) de los *stubs* es siempre 2 mm, este parámetro es despreciable. Sin embargo, no ocurre lo mismo con la anchura a en (5.1), puesto que la anchura de los *stubs* sí es

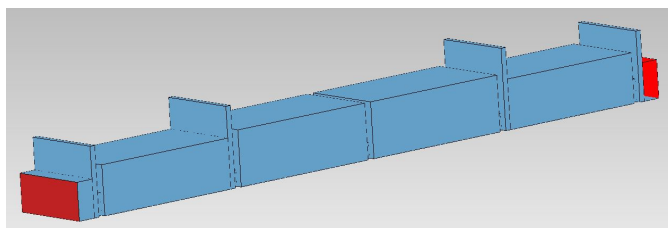


Figura 5.11: Estructura del filtro completo con 2 *stubs* simétricos.

significante y los términos que tienen una a en el denominador no se pueden despreciar. El numerador de (5.1) es proporcional a b que es muy pequeño —fijado a 2 mm para evitar mayores problemas— mientras que el denominador tiene términos que no contienen a b y por tanto no son despreciables. Esto resulta en una disminución sensible del factor de calidad. Esto se traduce en la aparición de pérdidas en el S_{11} que desechan por completo esta técnica si forzamos un *stub* de grosor muy pequeño. Generalmente el optimizador intenta forzar grosores pequeños en el *stub* para evitar interacciones grandes en la cavidad donde se inserte. El diseñador debe procurar que los *stubs* no reduzcan su grosor demasiado por dos motivos principales: las pérdidas aquí mencionadas y la dificultad de fabricación de *stubs* demasiado pequeños.

- La aparición de espúreos en el parámetro S_{21} fuera de la banda hace incontrolable la optimización y la búsqueda de la convergencia. Conforme aumentamos el número de *stubs*, más espúreos aparecen y más persistentes y altos son. Apréciense las Fig. 5.12 y 5.14 para comprobar la cantidad de espúreos que aparecen sin control.

Como conclusión, se puede afirmar que el empleo de *stubs* en los extremos de la cavidad no es recomendable dado el poco control que se tiene sobre los espúreos que aparecen. Si bien es cierto que la aparición de ceros de transmisión sintonizables abre un abanico de posibilidades esperanzador, los efectos negativos introducidos por los *stubs* limitan en gran medida su empleo. Se han elegido las Fig. 5.12 y 5.14 como muestra relevante del gran número de pruebas realizadas.

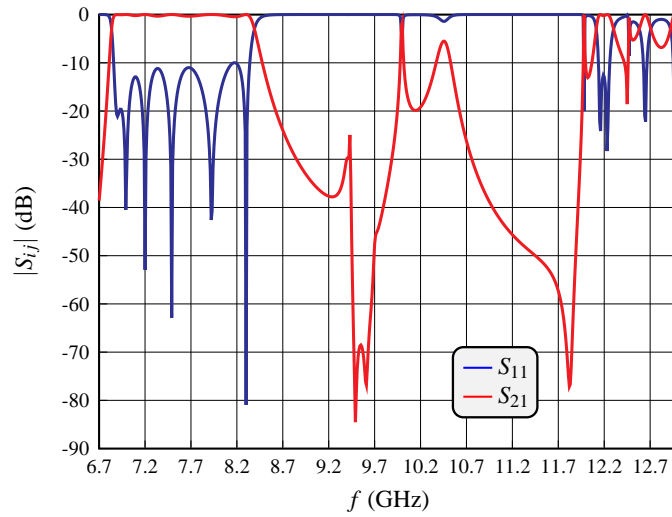


Figura 5.12: Respuesta del filtro completo con 2 stubs simétricos.

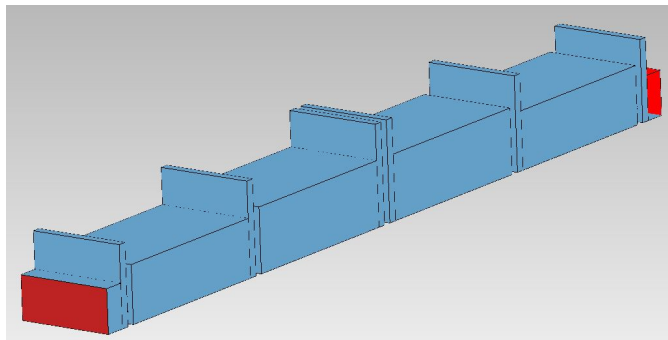


Figura 5.13: Estructura del filtro completo con 3 stubs simétricos.

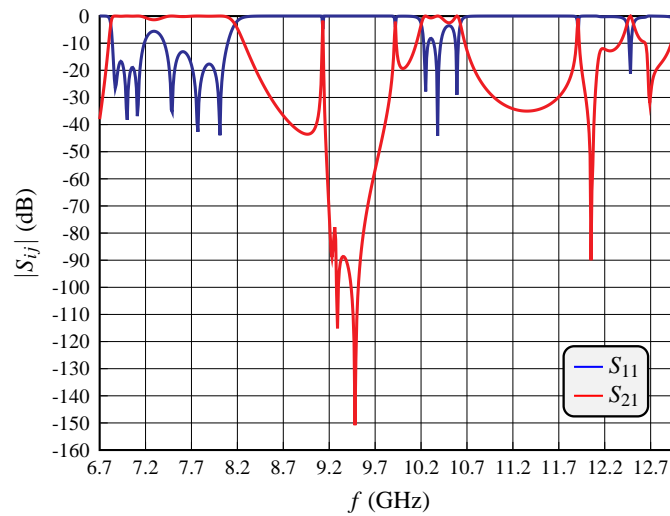


Figura 5.14: Estructura del filtro completo con 3 *stubs* simétricos.

5.2.2. *Stubs* en el centro de la cavidad

Teóricamente, el empleo de *stubs* en el centro de la cavidad será nefasto para la respuesta del filtro, puesto que el *stub* está situado en el punto donde el campo eléctrico es máximo, por lo que el comportamiento, siempre en términos teóricos, debería verse notablemente afectado. Para comenzar, se siguen los mismos pasos que en el caso anterior: se aíslan las cavidades sin *stubs* para obtener la función de referencia, se crean esquemáticos con las cavidades con *stubs* (Fig. 5.15) y se optimizan las dimensiones correspondientes. Como puede observarse en la Fig. 5.16, se ha recuperado la respuesta dentro de la banda y se ha introducido un cero de transmisión cercano a 10 GHz. Este proceso se repite para la segunda cavidad. Cuando los valores de las dimensiones tanto de las cavidades como de los iris están optimizados, es momento de construir el filtro completo (Fig. 5.17). A continuación, se detallará cómo afectan los *stubs* situados en el centro de la cavidad en el comportamiento del filtro tras las pruebas realizadas:

- La primera réplica se desplaza en frecuencia al introducir los ceros de transmisión. La primera réplica aparece muy cerca del cero de transmisión.
- Los *stubs* no alteran el comportamiento de manera significativa dentro de la banda de paso. La optimización requerida para recuperar la respuesta dentro de la banda es mínima.
- Aparece una subida o una primera réplica muy cerca de la banda de paso, como puede observarse en la Fig. 5.18.

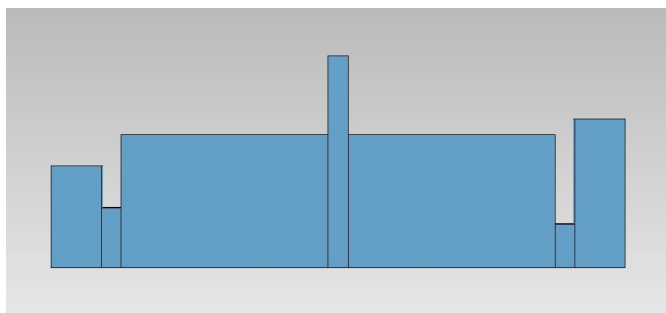


Figura 5.15: Vista lateral de la primera cavidad con *stub* situado en el centro.

- Conforme acercamos el primer cero de transmisión a la banda, aumenta el tamaño de la primera réplica cerca de la banda de paso, y ésta no desaparece. Además, si la distancia entre la banda de paso y el primer cero es pequeña, la respuesta en banda se pierde.
- El espúreo que aparece entre la banda de paso y el primer cero hace inviable el uso de *stubs* situados en el centro, puesto que no consigue eliminar las réplicas. Aparecen espúreos difícilmente controlables mediante optimización o manualmente.
- Aparecen espúreos entre los ceros de transmisión si se sitúan a cierta distancia en frecuencia. Los ceros de transmisión no eliminan por completo la réplica correspondiente.

Los *stubs* situados en el centro de la cavidad permiten recuperar fácilmente la respuesta dentro de la banda de paso, pero se topan con un obstáculo insalvable: la aparición de una réplica extremadamente cercana a la banda de paso. Además, aparecen espúreos entre los ceros de transmisión, por lo que el empleo de estos *stubs* resulta poco o nada efectivo en nuestro cometido.

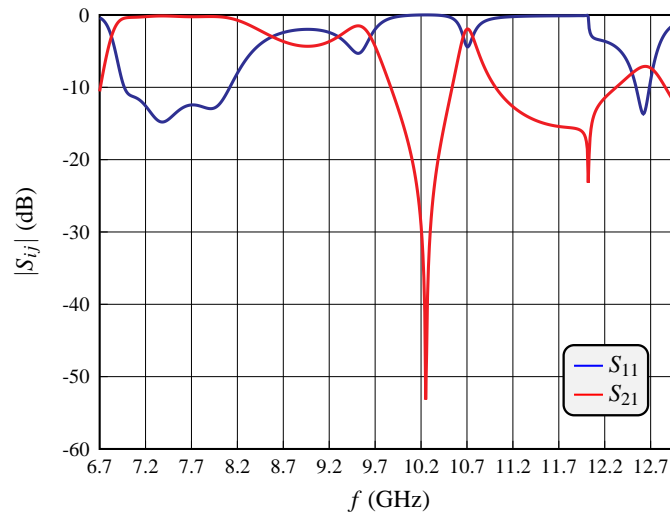


Figura 5.16: Respuesta de la primera cavidad con *stub* situado en el centro.

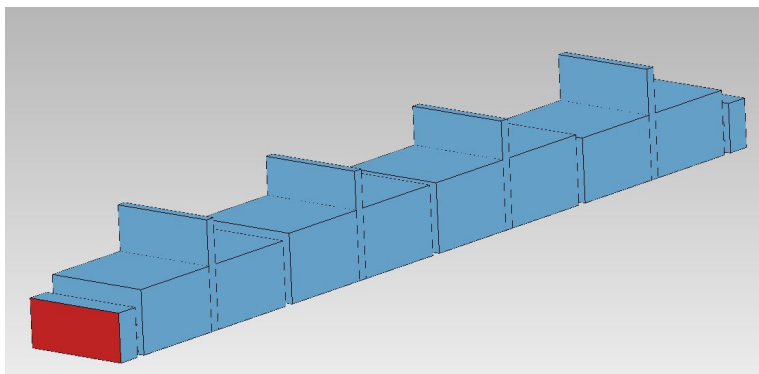


Figura 5.17: Vista en perspectiva del filtro completo con *stubs* situados en el centro.

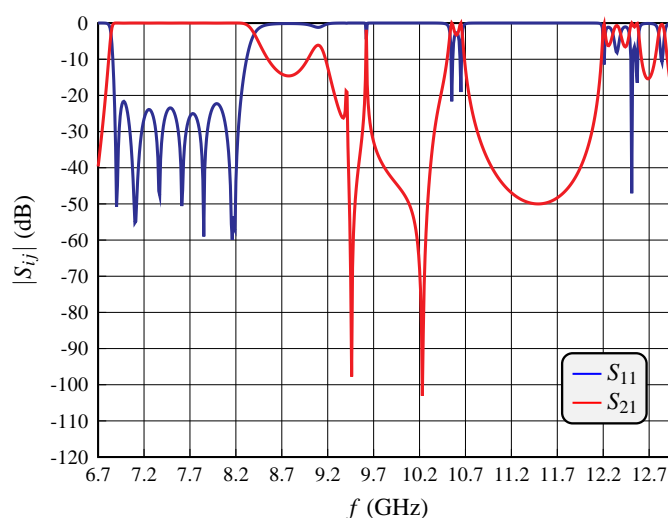


Figura 5.18: Respuesta del filtro completo con *stubs* situados en el centro.

5.2.3. *Stubs* a $\lambda_g/8$ del extremo

La distancia $\lambda_g/8$ no es arbitraria: la longitud de las cavidades es $\lambda_g/2$, el segundo modo que aparece en la guía (obsérvese Fig. 5.4) posee un máximo a la mitad de la primera parte de la cavidad, por lo que se ha dividido entre 4 la longitud total de la guía. $(\lambda_g/2)/4 = \lambda_g/8$. Un *stub* colocado a esta distancia debería afectar, en teoría ¹, al segundo modo, eliminando por completo la primera réplica de la respuesta del filtro.

De la misma manera que se hizo en los dos casos anteriores, se comienza introduciendo el *stub* en una cavidad aislada. La distancia entre el punto donde se encuentra el *stub* y el extremo de la cavidad tendrá como valor inicial $\lambda_g/8$ y será optimizable. La Fig. 5.19 muestra la vista lateral de la primera cavidad con un *stub* colocado a una cierta distancia del extremo. Esta estructura ya se ha optimizado para recuperar la respuesta en banda según la función de referencia de la Fig. 5.6. La Fig. 5.20 muestra la respuesta optimizada. Se puede apreciar el cero de transmisión introducido a 10,18 GHz de frecuencia, eliminando parcialmente la primera réplica. A pesar de que el cero de transmisión es fácil de situarlo a la frecuencia que se quiera, la respuesta no es nada halagüeña, puesto que el nivel del S_{21} fuera de la banda sigue siendo demasiado alto. Este mismo proceso se repite para la segunda cavidad y, una vez se ha recuperado la respuesta en banda, se construye el filtro completo.

¹El análisis y justificación cualitativa se ha realizado teniendo en cuenta que la cavidad resonante está totalmente cerrada. Esto no es cierto porque hay un iris a cada extremo. El iris y su naturaleza (inductivo, capacitivo o resonante) afectarán a la resonancia de la cavidad y por ello la necesidad de optimizar la posición del *stub*.

A continuación, se detallará cómo afectan los *stubs* situados a cierta distancia —cercana a $\lambda_g/8$ pero optimizada— del extremo de la cavidad en el comportamiento del filtro tras las pruebas realizadas:

- La primera réplica no se desplaza en frecuencia al introducir los ceros de transmisión. El cero de transmisión evita la aparición de la primera réplica cuando hablamos de cavidades aisladas, aunque el nivel del S_{21} es demasiado elevado.
- Los *stubs* alteran de manera significativa el comportamiento dentro de la banda de paso. La optimización requerida para recuperar la respuesta dentro de la banda es larga y complicada.
- Los valores de las dimensiones de los iris, la longitud de la cavidad, etc., varían bastante de los originales. Se corre el riesgo de obtener valores irreales o demasiado pequeños para construirlos.
- Conforme acercamos el primer cero de transmisión a la banda de paso, mayor es la distorsión que sufre la respuesta dentro de la banda.
- Cuando el filtro está completo, las réplicas no desaparecen. Los ceros de transmisión bajan el nivel del S_{21} a ciertas frecuencias, pero no consiguen hacer desaparecer la réplica.
- La Fig. 5.21 muestra una de las pruebas realizadas para comprobar la eficacia de estos *stubs*. En este caso, no se colocan *stubs* en la segunda cavidad, sino que únicamente se usará la primera cavidad y su simétrica para ello. La Fig. 5.22 muestra la respuesta de la estructura en cuestión. Como se puede observar, la influencia del cero de transmisión en la réplica es mínima, no se consigue minimizar en absoluto el espúreo. La optimización no es satisfactoria. Además, se puede apreciar el impacto que tiene el *stub* dentro de la banda de paso.
- En la Fig. 5.23 aparece el filtro completo con cada cavidad con su *stub* correspondiente. En este caso, también se colocan *stubs* en la segunda cavidad y su simétrica. La distancia desde el *stub* y el extremo de cada cavidad es diferente entre guías; es decir, la distancia entre el *stub* y el extremo de la primera cavidad no es la misma que la distancia utilizada para la segunda cavidad. La Fig. 5.24 muestra la respuesta de la estructura anterior. Como se puede observar, se ha perdido totalmente la respuesta en banda y la aparición de espúreos hace incontrolable la optimización.

La utilización por sí sola de *stubs* situados a $\lambda_g/8$ no es eficaz para eliminar las réplicas y espúreos fuera de banda. Tras múltiples pruebas, se llega a la conclusión de que es necesario incrementar el número de *stubs* si se quieren eliminar las réplicas.

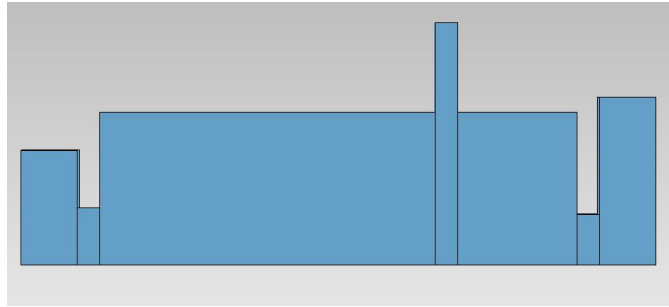


Figura 5.19: Vista lateral de la primera cavidad con *stub* situado a una distancia cercana a $\lambda_g/8$ del extremo.

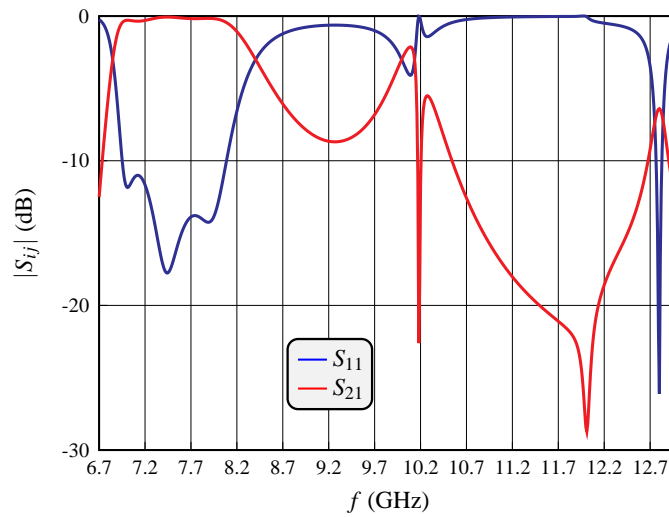


Figura 5.20: Respuesta de la primera cavidad con *stub* situado a una distancia cercana a $\lambda_g/8$ del extremo.

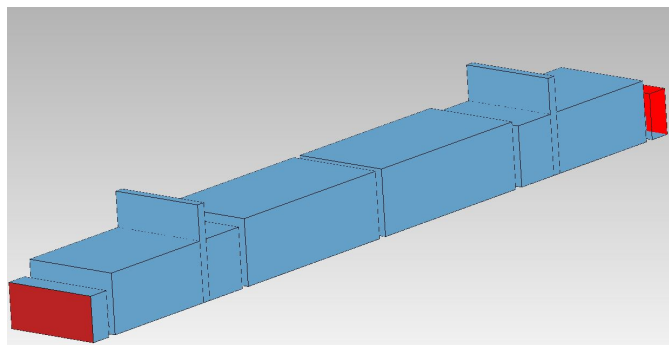


Figura 5.21: Vista en perspectiva del filtro completo con un único *stubs* situado a una distancia cercana a $\lambda_g/8$ del extremo de la primera cavidad.

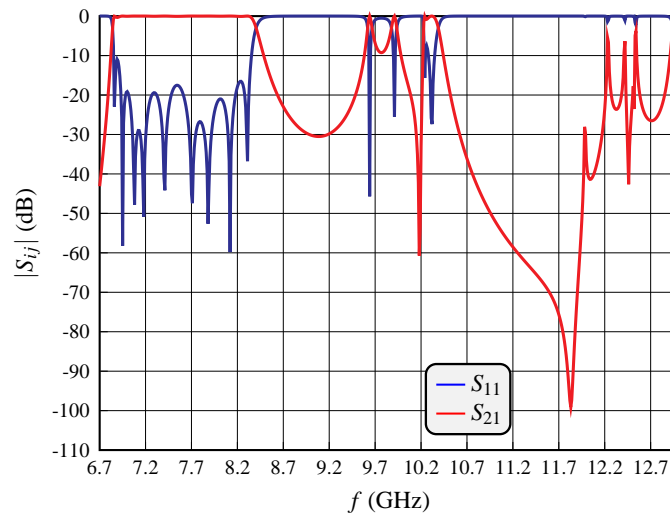


Figura 5.22: Respuesta del filtro completo con un único *stubs* situado a una distancia cercana a $\lambda_g/8$ del extremo de la primera cavidad.

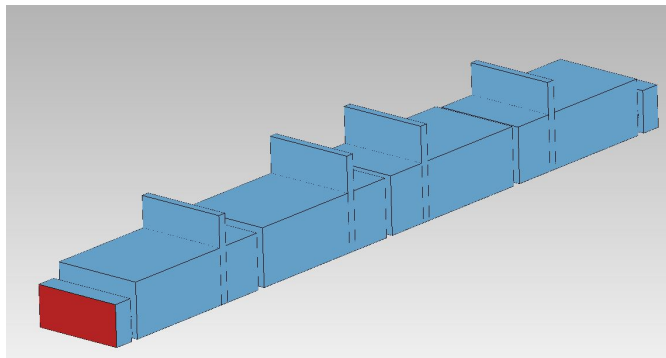


Figura 5.23: Vista en perspectiva del filtro completo con *stubs* situados a una distancia cercana a $\lambda_g/8$ del extremo de la cavidad.

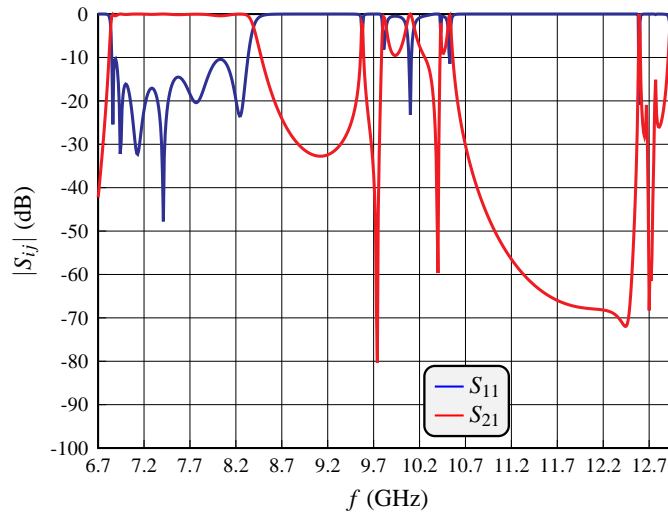


Figura 5.24: Respuesta del filtro completo con *stubs* situados a una distancia cercana a $\lambda_g/8$ del extremo de la cavidad.

5.2.4. Dos o más *stubs* por cavidad

La última de las pruebas realizadas con *stubs* consiste en introducir dos o más *stubs* por cavidad para aumentar el número de ceros de transmisión fuera de la banda (obsérvese Fig. 5.25 y 5.26). Los *stubs* se situarán a una distancia $\lambda_g/8$ de cada extremo, como en el caso anterior, sólo que ahora habrá dos o más *stubs*. Además, se probarán *stubs* situados por debajo de las cavidades del filtro, a diferencia de los modelos anteriores donde los *stubs* sobresalían por la parte superior. Para elaborar el filtro completo, se seguirán los mismos pasos que en casos anteriores. Primero, se crea un esquemático que contenga la cavidad con sus *stubs* correspondientes. La respuesta no será buena, por lo que habrá que optimizar la distancia desde los extremos hasta los *stubs*, las dimensiones de los iris adyacentes, la longitud de la cavidad, su altura, etc. Este procedimiento se ha explicado anteriormente. Cuando se haya recuperado la respuesta dentro de la banda de paso y los ceros de transmisión —en este caso son dos— estén situados a las frecuencias deseadas, se unirán todas las cavidades para construir el filtro completo.

Se han realizado numerosas pruebas con *stubs*: desde incorporar 2 *stubs* por cavidad, hacer que sobresalgan por arriba y por abajo del filtro, contar con 3 *stubs* en una misma cavidad, etc. Si un *stub* sobresale por arriba y por abajo de la cavidad, éste producirá dos ceros de transmisión, como puede observarse en la Fig. 5.28, en la cual se pueden apreciar 3 ceros distintos (3 *stubs*). Las pruebas que se han considerado más relevantes se muestran en las figuras posteriores.

A continuación, se detallan las conclusiones alcanzadas:

- Cuando la cavidad está aislada, el efecto de los ceros de transmisión es positivo. La disminución de la réplica es evidente, pero no suficiente, puesto que el nivel del S_{21} sigue siendo alto (Fig. 5.26).
- Los *stubs* alteran de manera significativa el comportamiento dentro de la banda de paso. La optimización requerida para recuperar la respuesta dentro de la banda es larga y complicada. Requiere de bastante optimización, pero se consigue recuperar la respuesta en banda.
- Los valores de las dimensiones de los iris, longitud de la cavidad, etc., varían bastante de los originales. Se corre el riesgo de obtener valores irreales o demasiado pequeños para construirlos.
- Conforme acercamos el primer cero de transmisión a la banda, mayor es la distorsión que sufre la respuesta dentro de la banda.
- Cuando el filtro está completo, las réplicas no desaparecen. Aparecen múltiples picos indeseados que hacen incontrolable la optimización.
- La idea de añadir tres o más *stubs* en cada cavidad se deshecha por la aparición de múltiples espúreos entre los ceros de transmisión y la ineficacia que muestran a la hora de bajar el nivel del S_{21} . Como muestra puede apreciarse la Fig. 5.28.
- Los *stubs* situados en la segunda cavidad y su simétrica se encuentran muy cerca y ésto produce acoplos y efectos que deterioran gravemente la respuesta en banda y fuera de ella.
- El filtro completo no obtiene una buena respuesta fuera de banda. Las optimizaciones no convergen satisfactoriamente ante la incapacidad de asegurar un nivel de S_{21} bajo fuera de la banda; la aparición de picos es inevitable.

Finalmente, el lector puede observar cómo no se ha conseguido obtener respuestas correctas y atractivas mediante el empleo de *stubs*. Los *stubs*, por sí solos, no sirven para mejorar la respuesta fuera de la banda debido al gran número de espúreos y picos que provocan, así como por las pérdidas que pueden provocar en el S_{11} debidas a su gran superficie y pequeño volumen —véase (5.1)—. Los *stubs* son buenas soluciones para filtros diseñados en tecnología planar, concretamente en *Microstrip*. Las uniones T tienen un mejor comportamiento si el filtro con *stubs* está diseñado en *Microstrip*.

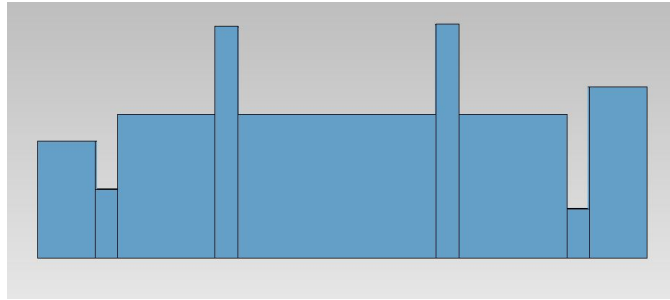


Figura 5.25: Vista lateral de la primera cavidad con dos *stubs*.

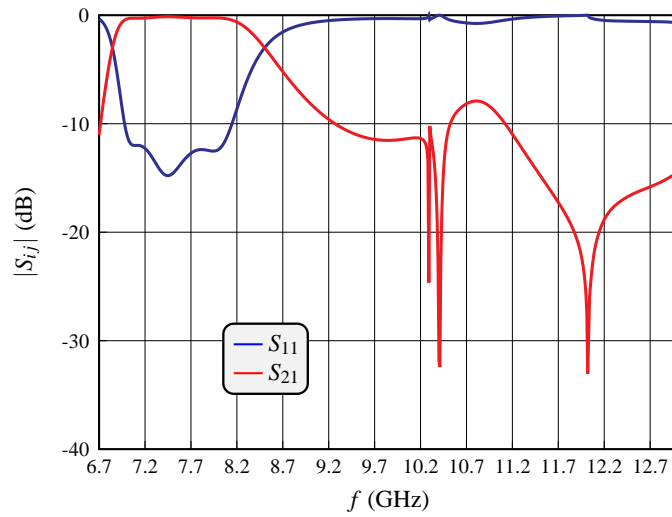


Figura 5.26: Respuesta de la primera cavidad con dos *stubs*.

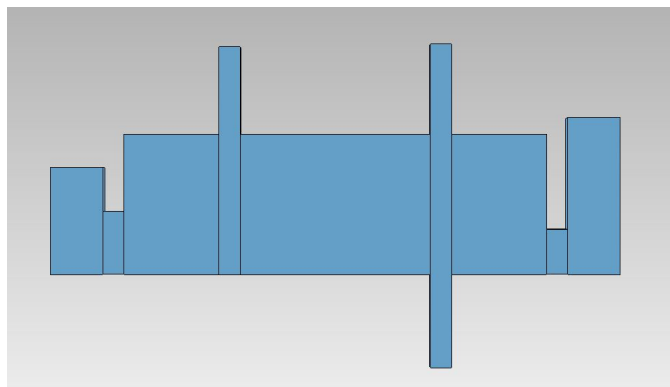


Figura 5.27: Vista lateral de la primera cavidad con tres *stubs*.

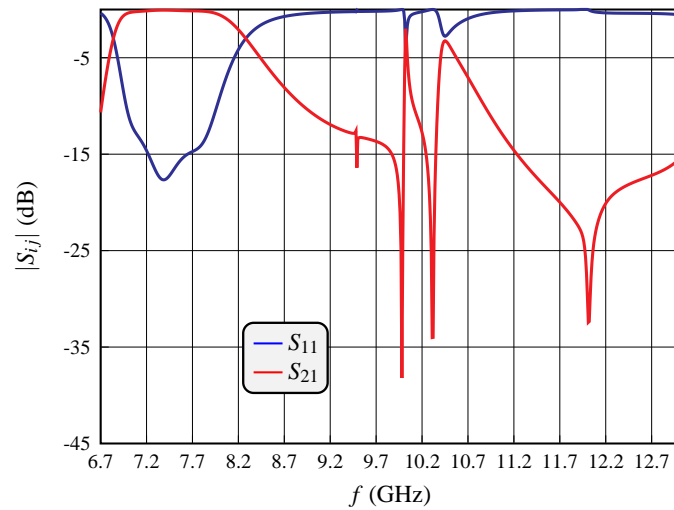


Figura 5.28: Respuesta de la primera cavidad con tres *stubs*.

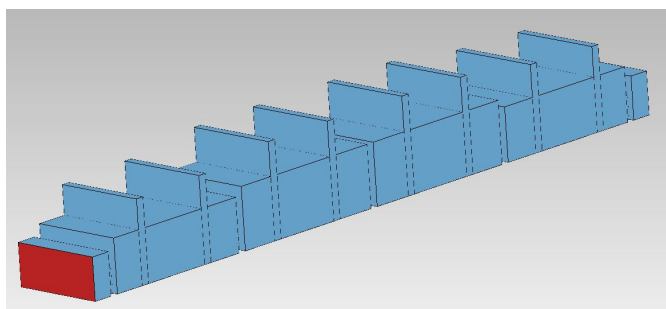


Figura 5.29: Vista en perspectiva del filtro completo con dos *stubs* por cavidad.

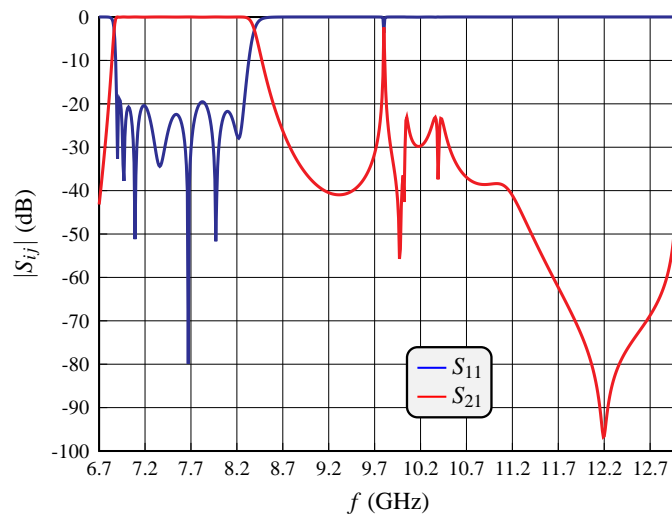


Figura 5.30: Respuesta del filtro completo con dos *stubs* por cavidad.

Capítulo 6

FILTRO DOBLADO EN ESCALERA

En esta sección se propone la técnica del doblado en escalera (*Staircase Filter*) para la mejora del rendimiento del filtro fuera de la banda de paso. Esta técnica se basa esencialmente en la implementación de la configuración en escalera de forma similar a lo discutido en [3] y [7]. Si situamos las aperturas resonantes a una distancia $\lambda_g/8$ del extremo de la cavidad en la pared superior o inferior de la guía, ya sea el inicio o el final de la cavidad, se podrá reducir de una forma muy significativa el acoplamiento entre las resonancias de orden superior y, en consecuencia, se mejorará la respuesta fuera de banda del filtro. Cabe recordar que la longitud de cada cavidad es de $\lambda_g/2$. Como se explicó en el Capítulo 5, Fig. 5.4, el segundo modo —causante de réplicas— presenta un máximo a la distancia $\lambda_g/8$ desde los extremos de la cavidad. La Fig. 6.1 muestra la configuración básica en escalera.

El filtro de origen es el mostrado en la Fig. 4.21; de él se tomarán todos los valores iniciales para doblar el filtro. La respuesta de este filtro optimizado en línea se muestra en la Fig. 4.20. El método de diseño del filtro doblado en configuración en escalera se realiza siguiendo unos pasos que se van a detallar en las siguientes secciones.

6.1. Diseño de los iris

Los iris diseñados para el filtro en línea deben ser colocados en configuración en escalera, como se muestra en la Fig. 6.1. Su respuesta y dimensiones cambiarán de manera notable y habrá que optimizar para recuperar la respuesta dentro de la banda de paso. En primer lugar, se construye un esquemático para cada iris de forma aislada. La novedad se encuentra en el empleo de una unión en T (*T-Junction* en inglés) para conectar las cavidades y los iris. Es fundamental seleccionar bien qué cavidad se conecta

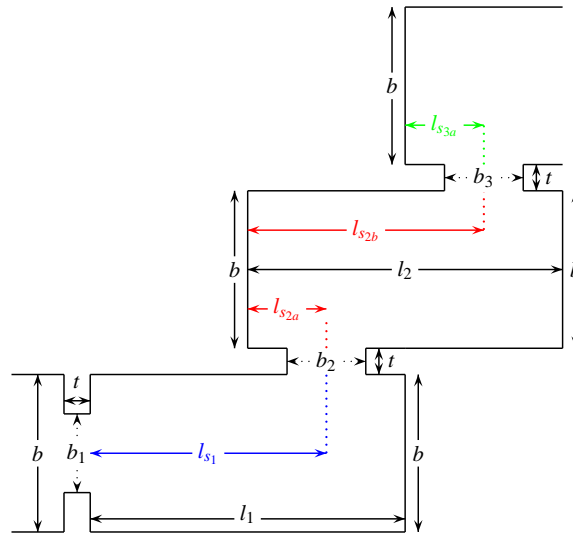


Figura 6.1: Geometría de tres resonadores doblados en escalera con acoplos capacitivos colocados a $l_{s1} = 3l_1/4$, $l_{s2a} = l_2/4$, $l_{s2b} = 3l_2/4$ y $l_{s3a} = l_3/4$ respectivamente, desde el resonador de la entrada.

en cada puerto de la unión en T. Por ejemplo, si se observa la Fig. 6.3, se aprecia que en el puerto 1 *front* (lado izquierdo) de la unión va el puerto de entrada, en el puerto 2 *back* (lado derecho) va el tramo de guía que proporcionará los ceros de transmisión y, en el puerto 3 *bottom* (hacia abajo), va un tramo de guía cuyas dimensiones son: $a = 22,86$ mm, b toma el valor del b del iris y su longitud tendrá valor 0 mm. Es necesario introducir esta cavidad entre las uniones en T y los iris para que el puerto que conecta la unión con el iris tome las dimensiones adecuadas. El tramo de guía que proporcionará el cero de transmisión está situado a la derecha de la primera unión en T (parte superior de la Fig. 6.2), pero su longitud inicial es 0 mm. Esto se debe a que su valor será modificado una vez que el iris doblado recupere la respuesta en banda. El cero de transmisión se usará para eliminar la réplica que pueda aparecer en la respuesta de una cavidad aislada, como se mostrará más adelante. Este proceso se ha de repetir para cada iris de forma aislada, elaborando esquemas con uniones en T que doblen la estructura.

Los valores iniciales de cada iris son los obtenidos en el filtro optimizado de la Fig. 4.21. Estos valores se asignan como valor inicial, como base para la optimización. Debido a que se ha doblado la estructura, estos valores proporcionan una respuesta errónea, por lo que es necesario encontrar los nuevos valores de las dimensiones a y b de cada iris que recuperen la respuesta en banda. Para ello, si queremos obtener los valores de las dimensiones del tercer iris, se usa la función de referencia —tal y como se hizo en el Capítulo 5 con los *stubs*— de la Fig. 4.17.

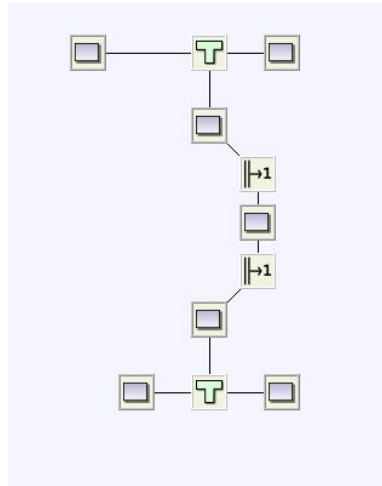


Figura 6.2: Esquema en FEST del primer iris en configuración en escalera simulado de forma aislada.

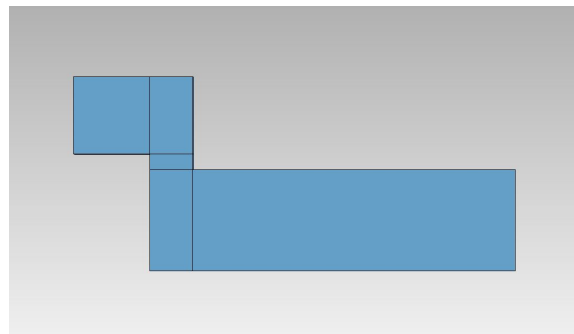


Figura 6.3: Vista lateral de la estructura del primer iris en configuración en escalera simulado de forma aislada.

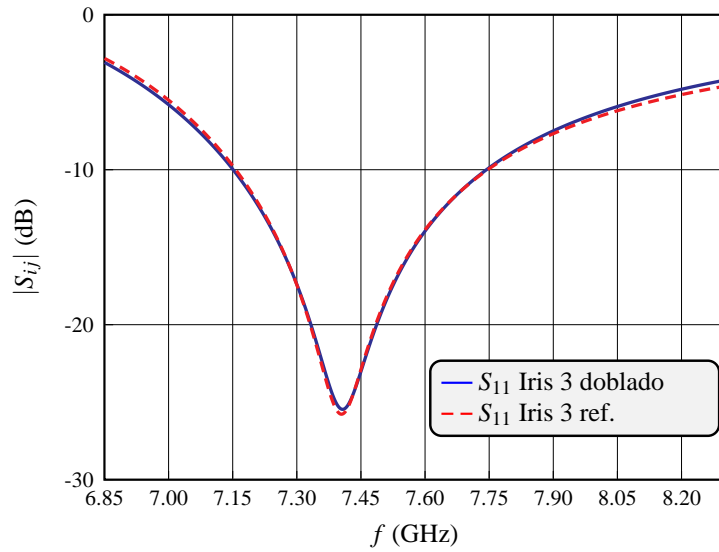


Figura 6.4: Respuesta del iris 3 en escalera optimizado.

Se usará el tercer iris como ejemplo por coherencia con los Capítulos 4 y 5. La comparación entre los valores originales y los alcanzados en la optimización se encuentran en la Tabla 6.1.

	Inicial	Final
a	19,2973937483441	19,3217246530514
b	4,28318031667606	4,31712277750359

Tabla 6.1: Comparación entre las dimensiones de los iris. La columna de la izquierda muestra el tercer iris original, mientras que la columna de la derecha muestra las dimensiones del tercer iris en escalera.

6.2. Diseño de las cavidades

Tras el ajuste de los iris resonantes, se procede a simular de forma aislada cada cavidad del filtro con el objetivo de recuperar la respuesta en banda, tal y como se hizo en los casos anteriores (Capítulo 5). Para ello, se crea un esquemático que contenga la cavidad de forma aislada y se introducen los nuevos valores de las dimensiones de los iris. La respuesta de la cavidad aislada no es adecuada y debe optimizarse. Al doblar el filtro y modificar los valores de las dimensiones de los iris, es lógico que la respuesta de la cavidad aislada haya variado notablemente. Así pues, se sigue el mismo procedimiento que el llevado a cabo para los iris. Se selecciona una función de

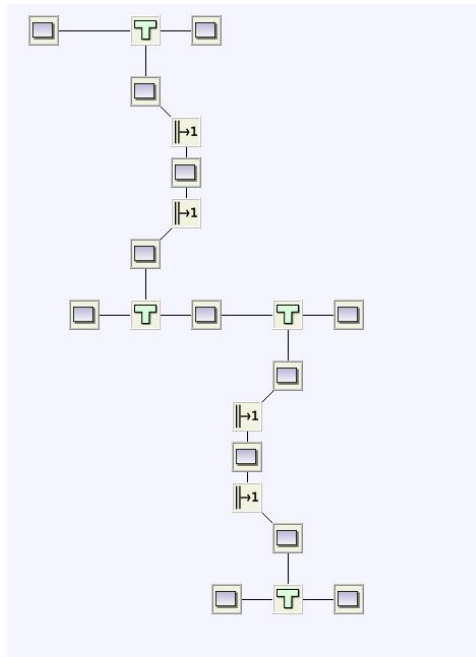


Figura 6.5: Esquema en FEST de la primera cavidad en escalera simulada de forma aislada.

referencia, en este caso, la referencia será la respuesta ideal de cada cavidad aislada sin *stubs* y sin doblar (Ej. Fig. 5.6).

La optimización de las dimensiones de las cavidades debe ser realizada con paciencia y cuidado. Las secciones de guías colocadas en los puertos de las uniones en T que anteriormente tenían longitud 0 mm, se deben ajustar para introducir los ceros de transmisión necesarios para reducir el nivel del S_{21} fuera de la banda de paso. Si se observa la Fig. 6.5, en la parte superior, se puede observar la primera unión en T. Esta unión en T tiene a su derecha un tramo de guía de longitud inicial 0 mm. Este tramo de guía es idéntico al que tiene la unión en T del centro-izquierda de la Fig. 6.5; es decir, se usará una única variable, denominada *Primer 0*, para controlar la longitud de ambas secciones. Idéntico caso para la sección colocada a la derecha de la unión en T del centro-derecha de la Fig. 6.5 y el tramo de guía situado a la izquierda de la unión en T de la parte inferior. Se usará la variable *Segundo 0* para controlar su longitud. De esta manera, los ceros de transmisión que aparezcan en la respuesta serán más profundos y estables, dado que caerán dos ceros en la misma frecuencia. Cada tramo de guía produce un cero, como tienen la misma longitud 2 a 2, crean dos ceros de transmisión a la misma profundidad creando un valle más amplio en respuesta.

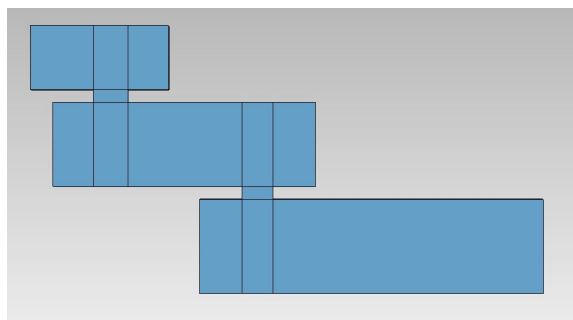


Figura 6.6: Vista lateral de la estructura de la primera cavidad en escalera simulada de forma aislada.

Para el caso de la primera cavidad, las variables a optimizar serán: las dimensiones de los iris adyacentes, la longitud de la cavidad, su altura (WB1) y las longitudes de las secciones en guía que provocan los ceros de transmisión. Conforme aumenten las longitudes de los tramos de guía que provocan los ceros, la variable que regula la longitud de la cavidad disminuirá, puesto que la longitud total de la cavidad ahora está formada por tres elementos: longitud de la cavidad + longitud de los tramos de guía + longitud de las uniones en T. La optimización se ha realizado siguiendo los siguientes pasos:

1. Se incrementa en una unidad el valor de la longitud de la sección que provoca el primer 0 de transmisión (variable *Primer 0*).
2. Se recupera la respuesta en banda. La respuesta, después de aumentar un poco la longitud de las secciones anexas, sufre una drástica deformación, por lo que resulta inviable asignar un valor significativo a esta dimensión. Si se asigna un valor alto a la variable *Primer 0* desde el inicio de la optimización, la respuesta en banda será irrecuperable. Por esta razón, se realizan pequeñas optimizaciones por cada aumento que sufra el valor de la longitud de la guía que provoca el cero de transmisión.
3. Se sigue incrementando el valor de la longitud a la vez que se realizan pequeñas optimizaciones para recuperar la respuesta en banda. Cada paso que se dé necesitará de una pequeña optimización.
4. Una vez que se considere que el cero de transmisión está situado a la frecuencia esperada, se realiza la última optimización y se recupera la respuesta en banda. Ahora, la variable *primer 0* tendrá el valor necesario para provocar el cero de transmisión que ayudará a reducir el nivel del S_{21} .
5. Este mismo proceso se repite para la sección de guía *Segundo 0*.

6. Cuando los dos ceros de transmisión estén situados a las frecuencias necesarias, y la respuesta en banda se haya recuperado —o cercana— (Fig. 6.7), se concluirá el proceso de optimización de la primera cavidad (Fig. 6.8). La Fig. 6.6 muestra la estructura de la primera cavidad doblada tras la optimización. Si se compara con la Fig. 6.3, se puede apreciar el aumento de tamaño que ha sufrido la sección a la derecha de la unión en T, situada en la parte superior de la estructura. Cabe recordar que el filtro posee simetría, por lo que sólo será necesario repetir este proceso para dos cavidades.

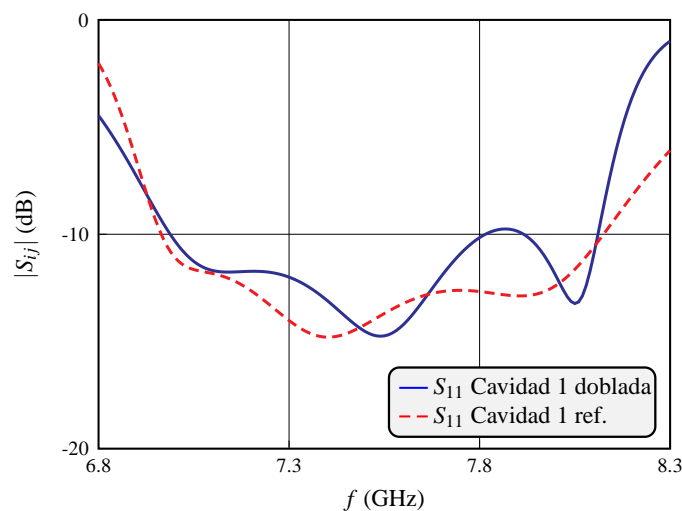


Figura 6.7: Detalle. Comparación en la banda de paso entre los parámetros S_{11} de la primera cavidad en escalera y la función de referencia.

6.3. Optimización del filtro completo

Los valores de las dimensiones de los elementos que conforman el filtro son conocidos, se han logrado a partir de los pasos anteriores. Cada elemento se ha diseñado de forma aislada, y ahora llega el momento de formar el filtro completo. Se crea un esquemático que contenga la estructura completa del filtro, introduciendo los valores mencionados de cada dimensión, en cada variable. Sin optimizar, la respuesta del filtro no es correcta, por lo que se deben elegir las variables disponibles para optimizar. Las variables a optimizar son: las dimensiones a y b de cada iris, la longitud de cada cavidad (LONG1 y LONG2), su altura (WB1 y WB2) y las longitudes de las secciones de guía que provocan los ceros de transmisión (*Primer 0*, *Segundo 0*, *Tercer 0*). *Tercer 0* se corresponde con la longitud del trozo de guía adyacente a la unión en T del quinto iris (centro de la Fig. 6.9).

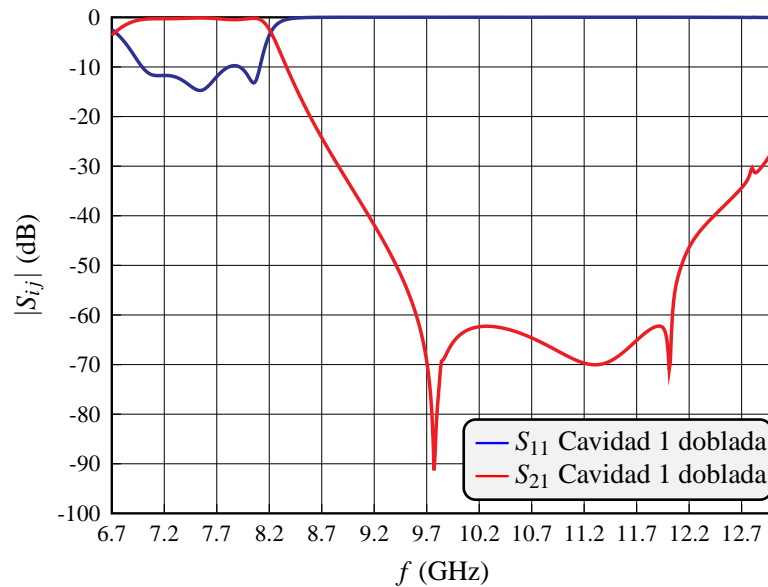


Figura 6.8: Respuesta de la primera cavidad en escalera simulada de forma aislada.

Es importante resaltar la importancia de crear *constrains* para las dimensiones de los iris y cavidades, con tal de que no adopten valores irreales y de difícil fabricación. Los *Goals* establecidos son:

- $S_{11} < -22$ dB (6,88 – 8,28 GHz)
- $S_{21} < -50$ dB (9,2 – 13 GHz)

Tras la optimización, se obtiene la estructura mostrada en la Fig. 6.10. Este filtro en escalera tiene como respuesta la función mostrada en la Fig. 6.11. Todos los valores de las dimensiones de los elementos que forman el filtro deben ser realistas, de otra manera, el filtro no tendría ninguna utilidad práctica. Aprece el lector la magnífica mejora que ha experimentado la respuesta fuera de banda. Las réplicas han desaparecido por completo, los espúreos se sitúan por debajo de los -60 dB y la respuesta en banda cumple con las especificaciones establecidas. En banda se ha perdido un cero de reflexión en la optimización, pero este detalle no es significativo porque se conserva el ancho de banda y las pérdidas de retorno mínimas.

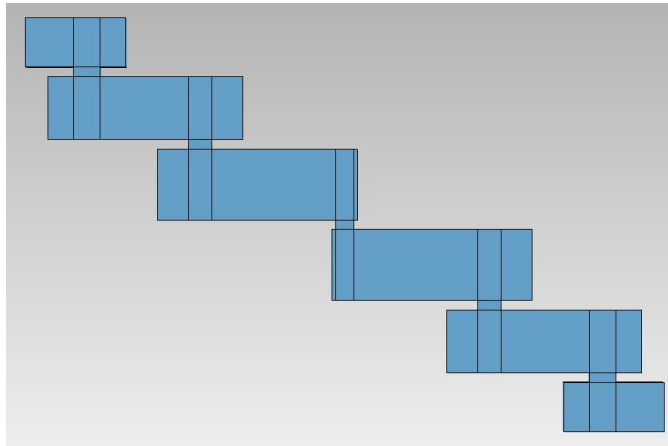


Figura 6.9: Vista lateral del filtro completo en escalera.

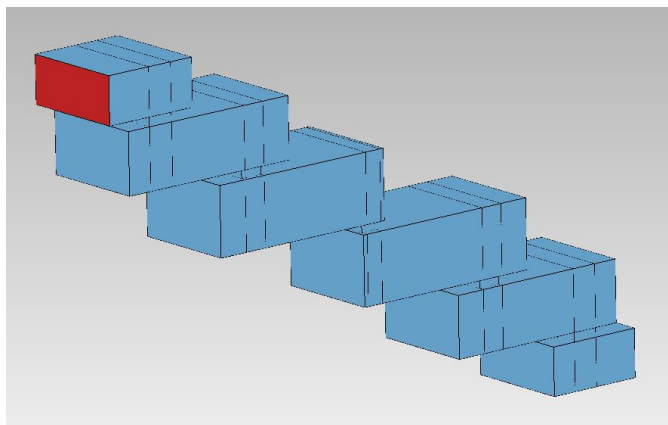


Figura 6.10: Vista en perspectiva del filtro completo en escalera.

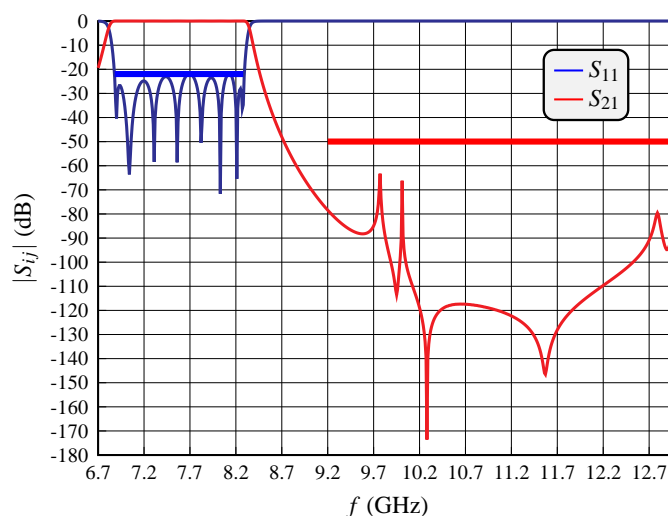


Figura 6.11: Respuesta del filtro completo en escalera.

Se puede afirmar sin temor a equivocarse que la técnica de doblar (o configurar) el filtro en escalera funciona para acabar con las réplicas en filtros de banda ancha. Como se ha podido comprobar, a lo largo de este capítulo, se ha elaborado y seguido un método que permite repetir el proceso con el fin de sintetizar filtros similares. El filtro alcanzado posee un tamaño pequeño, es compacto, selectivo y tiene una respuesta realmente buena fuera de la banda de paso. La Fig. 6.12 muestra la estructura física construida en aluminio de un filtro doblado de banda ancha de similares características. Este filtro cuenta con dos *stubs* en los puertos de entrada y salida, cosa innecesario en el filtro diseñado en este capítulo. La optimización del filtro completo trata de reducir el tamaño de dichos *stubs* para mejorar la respuesta dentro de la banda, lo cual supone un riesgo: si la longitud es demasiado pequeña, no se podrá construir. En este trabajo se ha mantenido siempre una longitud mínima de 2 mm para cada elemento, proveyendo, de esta manera, de un carácter totalmente práctico y realizable.

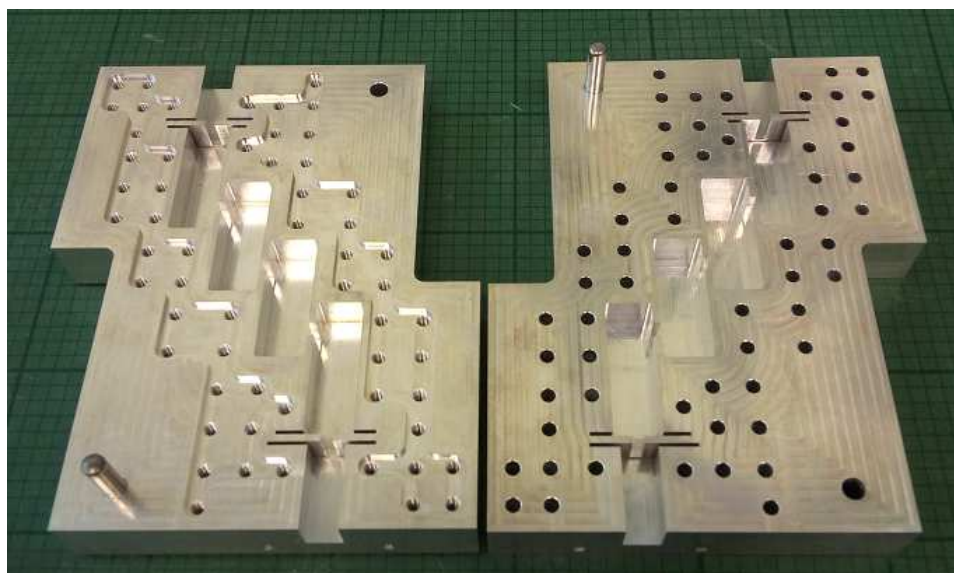


Figura 6.12: Prototipo de un filtro con aperturas resonantes de banda ancha fabricado en aluminio.

Capítulo 7

RESONADORES CON SALTOS DE IMPEDANCIA

En los últimos años se han investigado y estudiado numerosas técnicas que mejoran la respuesta fuera de la banda de paso de filtros paso-banda. La mayoría de investigaciones se centran en diseñar filtros para aplicaciones de banda estrecha. Una de las técnicas más interesantes que se pueden encontrar en la literatura técnica es el uso de resonadores con saltos de impedancia (SIR) para mejorar la respuesta en la banda eliminada [17]. Existen ejemplos previos que demuestran que los resonadores elaborados con saltos de impedancia pueden mejorar la respuesta fuera de la banda de paso, como en [18], donde se utilizan SIRs en guías de onda vacías acoplados a través de iris inductivos simétricos. Esta innovación consigue una respuesta fuera de banda libre de espúreos, pero sólo para aplicaciones de banda estrecha.

Tal y como se mencionó en capítulos anteriores, la gran novedad introducida en este trabajo es la aplicación de técnicas probadas para banda estrecha en banda ancha, junto con el uso de AR. Usando los métodos y conclusiones explicadas en [19] como referencia, se tratará de aplicar el salto de impedancias para lograr una mejora significativa de la respuesta fuera de banda del filtro obtenido a finales del Capítulo 4 (Fig. 4.25). La Fig. 7.1 muestra la estructura que debe tener el resonador con saltos de impedancia. En nuestro caso, los iris adyacentes actúan a su vez como resonadores, por lo que no serían capacitivos, sino híbridos (AR). Cada cavidad del filtro mostrado en la Fig. 4.24 se dividirá en tres secciones diferentes, cada uno con una altura y longitud diferente.

El procedimiento para transformar el filtro en línea alcanzado al final del Capítulo 4 en uno que contenga resonadores con saltos de impedancia se describe en las siguientes secciones.

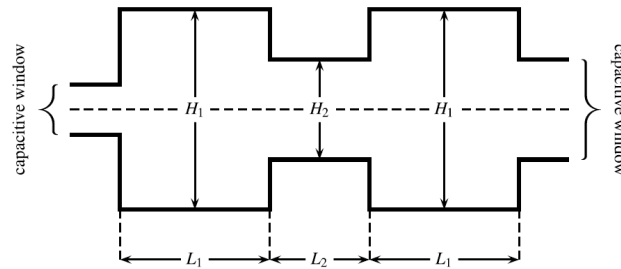


Figura 7.1: Vista lateral de la geometría de un SIR básico con acoplamientos capacitivos de entrada y salida [19].

7.1. Conseguir la misma respuesta en banda

El procedimiento comienza de igual manera que para la elaboración de filtros con *stubs*. Se usarán las respuestas de las cavidades aisladas (Fig. 5.5) como referencia para la optimización de las dimensiones de los resonadores con saltos de impedancia. Las cavidades originales se dividen en tres secciones cada una con una longitud de valor $1/3$ de la longitud total de la cavidad. Es decir, si la longitud inicial de la primera cavidad era de 42 mm, cada parte tendrá una longitud inicial de 14 mm. Se crean en FEST tres variables diferentes para las longitudes (L_1 , L_2 y L_3) y otras tres para las alturas de cada sección de la cavidad (B_1 , B_2 y B_3). Las tres alturas comienzan con un valor inicial de 10 mm. Cuando la estructura está creada, se optimizan las dimensiones de cada sección y los iris adyacentes para alcanzar la misma respuesta que tiene la cavidad sin saltos de impedancia —mismo proceso que en el Capítulo 5—. El principal objetivo es mantener una respuesta correcta dentro de banda y reducir el nivel del S_{21} fuera de ella. Los saltos de impedancia disminuyen el nivel del S_{21} , como se puede observar en la Fig. 7.3. La estructura optimizada se observa en la Fig. 7.2. Si se presta atención a la Fig. 7.3, se aprecia que la primera réplica ha sido parcialmente reducida y la respuesta en banda totalmente recuperada.

La Fig. 7.4 muestra la estructura optimizada SIR para la segunda cavidad. Si se observa la Fig. 7.5, se puede comprobar que la respuesta fuera de la banda de paso es sensiblemente mejor que la respuesta obtenida en la simulación de la primera cavidad. Esto se traducirá en una menor variación en los valores de las dimensiones de la segunda cavidad y sus iris adyacentes una vez completo el filtro.

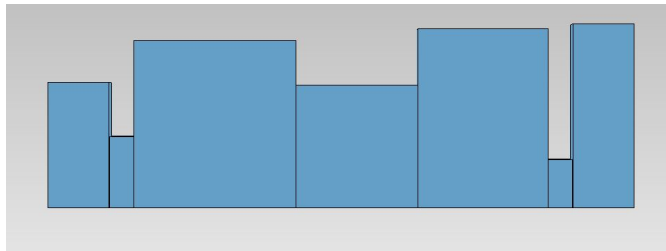


Figura 7.2: Vista lateral de la primera cavidad optimizada dividida en tres secciones SIR.

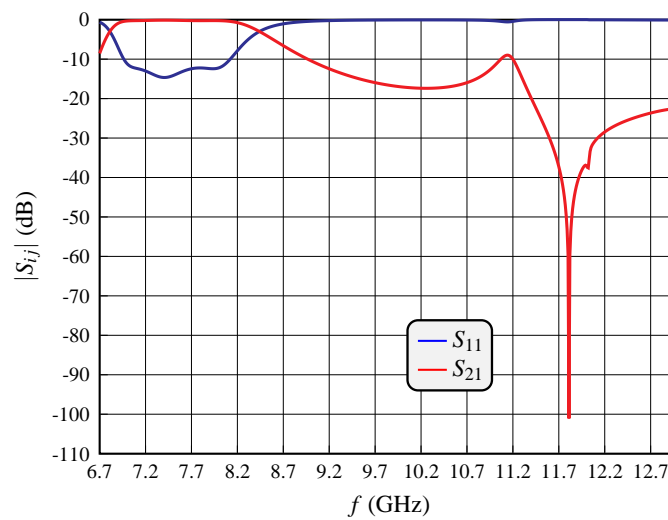


Figura 7.3: Respuesta de la primera cavidad optimizada dividida en tres secciones SIR.

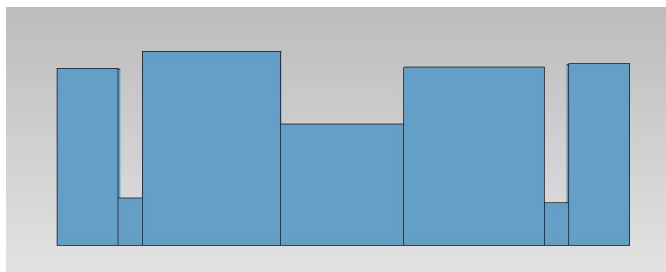


Figura 7.4: Vista lateral de la segunda cavidad optimizada dividida en tres secciones SIR.

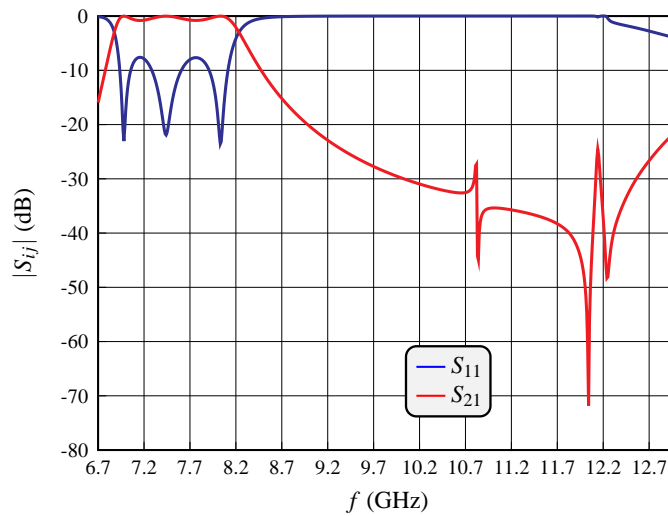


Figura 7.5: Respuesta de la segunda cavidad optimizada dividida en tres secciones SIR.

7.2. Construir el filtro completo y optimizarlo

Los valores de las dimensiones de cada cavidad y de cada iris son conocidos. Las optimizaciones llevadas a cabo nos han permitido recuperar la respuesta en la banda de paso para, a continuación, construir el filtro completo. Cuando todas las partes se unan formando el filtro, éste requerirá optimización para cumplir las especificaciones dentro de la banda y fuera de ella. En primer lugar, se crea un esquemático en FEST que incluya todas las cavidades, iris y puertos del filtro (Fig. 7.6). Los valores de las dimensiones de las cavidades y los iris son aquellos obtenidos en las simulaciones realizadas de forma aislada (Ej. Fig. 7.5). Este primer esquema presenta una respuesta pobre, necesitada de una optimización. Las variables escogidas para la optimización serán: las dimensiones a y b de cada iris y la longitud y altura de cada sección de guía —recuerde el lector que cada cavidad se dividió en tres secciones—. Antes de comenzar la optimización, se establecen diversos *constraints* para evitar errores en la optimización: se establece una longitud mínima de 2 mm para cada sección. Los *Goals* establecidos son:

- $S_{11} < -22$ dB (6,88 – 8,28 GHz)
- $S_{21} < -50$ dB (9,2–13 GHz). Esta meta es opcional, pero aconsejable. La estructura SIR, por sí sola, conseguirá disminuir el nivel del S_{21} fuera de la banda de paso sin imponer una *Goal* al S_{21} . Sin embargo, podría darse el caso de que la optimización no sea satisfactoria.

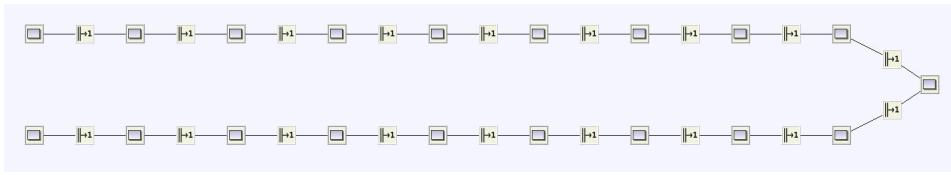


Figura 7.6: Esquemático del filtro SIR en FEST.

La Fig. 7.7 muestra la estructura optimizada del filtro SIR. El lector puede apreciar que se mantiene la simetría del filtro en todo momento, lo que facilita la optimización y la simulación electromagnética del circuito. Cada sección de una cavidad posee una altura y una longitud distinta a las otras, siendo la sección central la más baja. La Fig. 7.8 representa la respuesta optimizada del filtro SIR. Aprecie el lector que las especificaciones dentro de la banda de paso se cumplen sin problemas; si bien es cierto que no aparecen los nueve ceros de reflexión y no se ha conseguido un rizado constante. Sin embargo, este hecho no es el detalle más relevante de la respuesta ya que se cumplen todas las especificaciones. Si nos centramos en la respuesta fuera de banda, se puede apreciar la falta de réplicas cercanas a la banda de paso.

Gracias a los saltos de impedancia, la respuesta presenta una mejora significativa fuera de la banda de paso, dado que se han eliminado la inmensa mayoría de espúreos y réplicas otrora presentes. El valor del S_{21} más alto en la banda rechazada está cercano a los -40 dB y muy alejado de la banda de paso. La primera réplica ha desaparecido por completo. Estas circunstancias son interesantísimas, puesto que es la primera vez que se prueba este tipo de filtros SIR en banda ancha, con enormes resultados probados. Los filtros SIR de banda ancha con aperturas resonantes suponen un gran avance y se erigen como una línea de investigación futura muy atractiva e interesante.

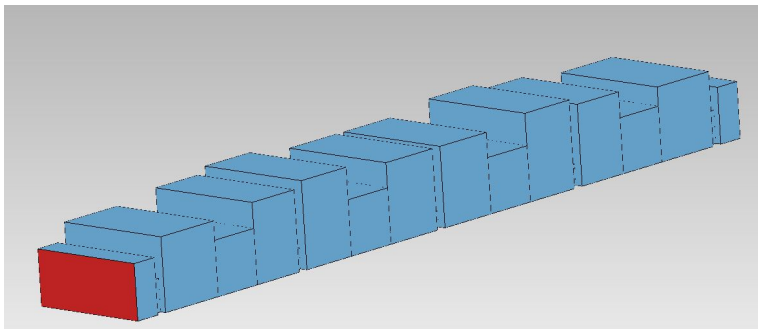


Figura 7.7: Vista en perspectiva de la estructura optimizada del filtro SIR.

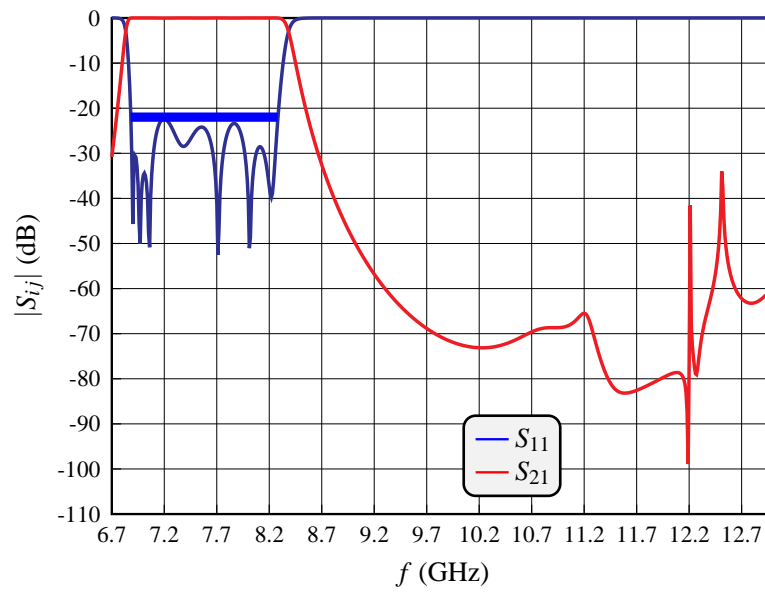


Figura 7.8: Respuesta del filtro SIR optimizado.

Capítulo 8

CONCLUSIONES

8.1. Conclusiones finales

Los resultados obtenidos al finalizar la investigación son esperanzadores. La creación de un filtro paso-banda de banda extensa mediante el uso de aperturas resonantes y cavidades rectangulares permite mejorar las estructuras anteriormente utilizadas, tanto por su tamaño como por el comportamiento de la respuesta fuera de banda. Las modificaciones realizadas como doblar en escalera el filtro o utilizar saltos de impedancia han resultado efectivas a la hora de acabar con las réplicas y espúreos fuera de la banda de paso, mejorando significativamente lo realizado hasta este momento en este tipo de filtros. Además, se ha empleado un método de diseño sencillo e iterativo para filtros en guías de onda que nos permitirá mejorar las prestaciones otorgadas por estructuras utilizadas anteriormente. Esta investigación ha demostrado que se pueden diseñar estructuras pequeñas y compactas útiles para comunicaciones satelitales mediante el empleo de simuladores electromagnéticos como FEST o Microwave Office y de programas matemáticos como MATLAB. La inclusión de aperturas resonantes nos permite crear filtros compactos, pequeños, con mucha selectividad y con un factor de calidad alto. Las aperturas resonantes podrán ser utilizadas en numerosas aplicaciones futuras gracias a su gran rendimiento y capacidad de sintonización.

8.2. Líneas futuras

La principal línea futura es la publicación de la parte relacionada con SIR. El empleo de SIR ha demostrado ser eficaz a la hora de resolver los problemas fuera de la banda de paso, por lo que se buscará profundizar en su estudio para su posterior publicación académica. Para ello, se pretende:

1. Realizar un estudio del manejo de potencia del filtro (con Spark3D) para comprobar que el filtro soporta altas potencias a las frecuencias

a la que ha sido diseñado y así verificar la viabilidad para un posible embarcado.

2. Realizar un estudio de la sensibilidad del filtro a los posibles errores de fabricación.
3. Se generará el modelo para su simulación en un software como CST que proporcione una verificación de la respuesta con otro método de análisis electromagnético alternativo. A su vez, se redondearán las esquinas para ver el efecto de una máquina de fresado real en su construcción. Ello conllevará alterar ciertas dimensiones (ligeramente) para compensar estos errores.
4. Con Solidworks se generarán los planos industriales para poder ordenar la fabricación a una empresa que produzca un filtro en aluminio que sea medible en el laboratorio.

Tras la obtención de las medidas, se procederá a la publicación del trabajo a un congreso del sector o a una revista de reconocido prestigio. Además, las aperturas resonantes utilizadas satisfactoriamente como enlace entre cavidades ha supuesto un gran descubrimiento, el cual abre todo un abanico de posibilidades de estudio e investigación.

8.3. Agradecimientos

Con este trabajo siento que se cierra una de las etapas más bonitas de mi vida. Han sido 6 años maravillosos en la Escuela Superior de Ingenieros de Telecomunicación que me han cambiado tanto profesional como personalmente. Todo lo que he aprendido durante este periodo acerca de la Teoría de filtros, las diferentes aplicaciones que tienen las ondas electromagnéticas y la aplicación de herramientas de simulación no tiene precio y me servirá sin duda en el futuro. Espero que todo el conocimiento que he adquirido a lo largo de estos últimos meses me sirva en mi nueva andadura, en la realización de mi tesis doctoral. Este trabajo ha supuesto un gran reto personal, tanto por su complejidad como por su necesaria dedicación, pero sólo puedo sentirme agradecido por el esfuerzo dedicado por mi parte y por todos los que me han ayudado a lo largo de este camino. Porque lo importante no es la meta, sino el camino. El camino está formado por experiencias, obstáculos, giros y aprendizajes que nos forman como personas y como profesionales. Al principio, todos somos piedras imperfectas que deben ser moldeadas por la fuerza del mar, por el incesante golpear de las olas, por el trabajo continuo y por el esfuerzo. Deseo agradecer a mi familia el enorme sacrificio que siempre ha hecho para que llegue hasta aquí. Gracias a mis amigos, a mi pareja y a mis profesores por ayudarme tanto y tan bien.

Para concluir, me gustaría agradecer a todas las personas que me han ayudado y apoyado a lo largo de estos largos meses de trabajo. Por supuesto, quiero agradecer enormemente la atención y ayuda prestada por mi tutor Dr. Santiago Cogollos y las aportaciones de Dr. Vicente E. Boria y de Dr. Marco Guglielmi. Aprender rodeado de grandísimos profesionales es un privilegio y un honor para mí. Espero poder seguir haciéndolo en el futuro.

Gracias por su tiempo y, sobre todo, por su paciencia.

Bibliografía

- [1] V. Bagheri, M. Mansouree, K. Mohammadpour-Aghdam, and R. Faraji-Dana, “Design, construction and measurement of a millimeter-wave filter with 40-60 GHz pass-band,” in *2014 Third Conference on Millimeter-Wave and Terahertz Technologies (MMWATT)*, Dec. 2014, pp. 1–4.
- [2] S. Li, J. Fu, and X. Wu, “Analysis of high-power rectangular waveguide filter with capacitive coupling iris for satellite,” in *2009 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, March 2009, pp. 1–4.
- [3] J. Valencia, M. Guglielmi, S. Cogollos, and V.E. Boria, “Enhancing the out-of-band response of hybrid wide-band filters in rectangular waveguide,” in *2020 50th European Microwave Conference (EuMC)*, Jan. 2021, pp. 747–750.
- [4] I. Hunter, *Theory and Design of Microwave Filters*. IEE electromagnetic waves series; no.48, 2001.
- [5] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures*. ARTECH HOUSE, INC, 1980.
- [6] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, 2012.
- [7] J. F. Valencia Sullca, M. Guglielmi, S. Cogollos, and V. E. Boria, “Hybrid wideband staircase filters in rectangular waveguide with enhanced out-of-band response,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 69, no. 8, pp. 3783–3796, 2021.
- [8] C. Carceller, P. Soto, V.E. Boria, and M. Guglielmi, “Capacitive obstacle realizing multiple transmission zeros for in-line rectangular waveguide filters,” vol. 26, no. 10, pp. 795–797, Oct. 2016.
- [9] G. F. Craven and F. T. Skedd, *Evanescent Mode Microwave Components*. ARTECH HOUSE, INC, 1987.

- [10] M. Capurso, M. Piloni, and M. Guglielmi, “Resonant aperture filters: Improved out-of-band rejection and size reduction,” in *2001 31st European Microwave Conference*, Sep. 2001, pp. 1–4.
- [11] R. Barrio-Garrido, S. Llorente-Romano, and M. Salazar-Palma, “Design of Ka-band highly selective wideband band-pass filters using directly coupled resonant irises,” in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Digest. Held in conjunction with: USNC/CNC/URSI North American Radio Sci. Meeting (Cat. No.03CH37450)*, vol. 2, June 2003, pp. 1161–1164.
- [12] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*. Institute of Electrical Engineers, 2000.
- [13] Matlab, *MATLAB R2020b*. MathWorks, 2020.
- [14] S. Cogollos Borrás, *Fundamentos de la Teoría de Filtros*. Editorial UPV, 2016.
- [15] J. Helszajn, *Ridge Waveguides and Passive Microwave Components (Electromagnetic Waves)*. The Institution of Engineering and Technology, 2000.
- [16] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. R. Mansour, *Microwave Filters for Communication Systems: fundamentals, design and applications*, 2nd ed. John Wiley & Sons, 2007.
- [17] M. Makimoto and S. Yamashita, *Microwave Resonators and Filters for Wireless Communication: Theory, Design and Application*. Springer, 2001.
- [18] M. Morelli, I. Hunter, R. Parry, and V. Postoyalko, “Stopband performance improvement of rectangular waveguide filters using step-dimpedance resonators,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 50, no. 7, pp. 1657–1664, Jul. 2002.
- [19] J. Valencia, V. E. Boria, M. Guglielmi, and S. Cogollos, “Compact wideband hybrid filters in rectangular waveguide with enhanced out-of-band response,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no. 1, pp. 87–101, 2020.