



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

**ANÁLISIS Y DISEÑO OPTIMIZADO
DE DISPOSITIVOS PASIVOS DE MICROONDAS
DE BANDA AMPLIA
CON GUÍAS DE SECCIÓN TRANSVERSAL ARBITRARIA**

Pablo Soto Pacheco

Director: Dr. Vicente E. Boria Esbert

**Tesis Doctoral presentada en la Universidad Politécnica
de Valencia para la obtención del título de Doctor
Ingeniero de Telecomunicación**

Valencia, Mayo 2012

A mi familia

Agradecimientos

La tesis doctoral es el hito que en principio debe marcar el inicio de la edad adulta del investigador. En mi caso, esta tesis se ha convertido además en una inseparable compañera de viaje y testigo de mi propia evolución personal hacia la madurez. Por lo tanto, me resulta inevitable entremezclar en estos agradecimientos tanto las referencias profesionales como las personales.

Mi primer agradecimiento no puede ser para otra persona que para Vicente Boria, co-artífice de este trabajo, para el que se me agotarían los adjetivos si pretendiera describirlo desde un punto de vista profesional, y todavía más si me refiriera a él a un nivel más personal. Siendo el jovencísimo, y siendo yo casi un niño, nos metimos en este negocio. Pasados ya unos años, pero aún manteniendo él su juventud, hemos conseguido por fin concluirlo. Por en medio han pasado muchísimas cosas positivas y alguna quizás un poco menos ocasionada por mi paso por la adolescencia. Pero él confió en mí desde un principio. Y siempre ha confiado en mí. Simplemente, no tengo palabras para agradecerle todo lo que le debo desde tantos ámbitos. Así mismo, es de las pocas personas que conozco con la suficiente fuerza de voluntad como para hacer una detallada y entusiasmada revisión de este extenso trabajo. Los errores y erratas que hayan quedado, tanto en lo que respecta a la redacción como a la organización y a los contenidos, son totalmente atribuibles a mi persona.

También quisiera agradecer al Dr. Marco Guglielmi, que me acogió en su equipo de trabajo en el centro ESTEC de la Agencia Espacial Europea en los principios de mi actividad investigadora. Cada vez que releo alguna de sus innumerables aportaciones, su trabajo me parece aún si cabe más excepcional. Un modelo de ingeniero e investigador, dominador profundo de múltiples áreas, y siempre capaz de encontrar soluciones increíblemente prácticas y simples.

Durante estos años he tenido la inmensa suerte de colaborar estrechamente con varias personas realmente estupendas, la mayoría además amigos, como los ya doctores Jose Vicente Morro, Stephan Marini y Andrei Muller, así como los titulados Daniel de Llanos, Eva Tarín, Davide Smacchia, Óscar Monerris y Daniel Millán. Una parte del trabajo común que he realizado con varios de ellos ha quedado reflejado en esta memoria. Todos me han dado mucho y desde aquí mi profundo agradecimiento. Con varios de ellos tengo la suerte de poder seguir colaborando, y al resto, a los que no veo tanto como quisiera, los tengo siempre presentes.

Así mismo, me gustaría agradecer a mis amigos y compañeros del Grupo de Aplicaciones de las Microondas, el Dr. Héctor Esteban y el Dr. Santiago Cogollos, por todo lo que me han aportado humana y profesionalmente durante tantos y tantos años. Ambos son excelentes personas e investigadores. Este agradecimiento me gustaría extenderlo también a todos los miembros del Grupo de Aplicaciones de las Microondas que aún no he citado (Ana Vidal, Ángel San Blas, Máriam Taroncher, Carmen Bachiller, Luis Roglá, Jorge Daniel Martínez, Carlos Carceller y un largo etcétera) que me han soportado durante estos años, y por supuesto al profesor Benito Gimeno de

la Universidad de Valencia, cuyas puntuales aportaciones siempre han sido clave. Así mismo, quiero agradecer a la gente de AuroraSAT (Jordi Gil, Carlos Vicente, Jaime Armendáriz, y otro etcétera), que aunque han tenido la tremenda suerte de tener que soportarme menos, me han transmitido una valiosa visión práctica sin duda necesaria para no perder el contacto con los problemas reales.

Como no, quisiera agradecer a mi familia cercana presente físicamente (Gloria María, José y Carmen) y los por siempre presentes en mi corazón (Gloria, Pedro, Jose y Mónica), por el apoyo que me habéis dado desde siempre, y muy especialmente a mis padres Pablo y Justa, que han de contar entre sus múltiples méritos la muy difícil tarea de criar a una persona feliz, autónoma e independiente. Han sido y son un pilar fundamental en mi vida, y siempre han estado a mi lado cuando los he necesitado.

Mi agradecimiento también a mis compañeros de sudores y fatigas (Héctor de nuevo, Alberto, Ramón, Salva, Rafa, Teresa y Pedro), por obligarme a no perder demasiado la forma, y a mis amigos de la Asociación Valenciana de Ingeniería sin Fronteras, ya que las experiencias vividas con ellos y los conocimientos que me han transmitido, han ampliado y cambiado profundamente mi percepción de la vida.

Mención aparte merece mi compañera Lourdes, mi complemento perfecto, que da color y llena de alegría mi vida desde hace ya bastantes años. La primera persona a la que quiero ver todos los días de mi vida al despertarme, y la última antes de irme a dormir. Esta persona me ha hecho los regalos más bonitos de mi vida, su amor incondicional y hacerme padre de nuestra hija Mar. Mar, que ahora da sus primeros pasos en la vida, y que nos llena de felicidad y plenitud a todas horas del día (y en ocasiones algunas de la noche). No hay nada más bonito. La vida ya nunca será la misma gracias a esta pequeña criatura, por la que vale la pena levantarse con ilusión y energía. Por supuesto, no quiero olvidarme de Simo por lograr que estemos siempre rebozados de pelo, fortalecer continuamente nuestro sistema inmunitario, y obligarme a desconectar y salir a la calle todos los días al menos dos veces, diluvie, nieve o truene. Todos vosotros sois los que más habéis sufrido mi dedicación a este trabajo, y con los que deseo pasar ahora más tiempo, encontrando ese deseable equilibrio que en algunos momentos de este último año he perdido.

Abstract

The present evolution of telecommunication systems is characterized by the constant optimization in bandwidth assignment and utilization, in order to offer the widest range of services to the users at the lowest cost.

The field of passive microwave components for both terrestrial and satellite communication systems has also been affected by this evolution. In the last few decades, important advances have been obtained in this area to be able to fulfil a continuously increasing set of requirements. These demanding specifications have motivated the invention of new devices and the improvement of those currently available.

In this context, the work carried out in this Ph.D. thesis tries to contribute to the improvement of the analysis and design techniques for microwave passive devices operating in a wide frequency range. As a result of the recent progress in narrowband techniques, the importance of these wideband components in the performance of the entire telecommunication system is growing day after day.

This thesis will be focused on three families of microwave filters in waveguide technology widely used in practical applications: inductive filters, evanescent mode filters and corrugated filters. However, most of the procedures and results obtained here can be extended to other filter types and microwave passive devices with a wide frequency band of operation.

Firstly, several simulation tools based on modal methods have been successfully developed. These tools allow the efficient and accurate analysis of the different structures under consideration. To extend the range of application of modal analysis techniques, an improved procedure to characterize arbitrarily shaped waveguides has been developed. Using this procedure, the modal spectrum of any practical waveguide can be rigorously computed in just a matter of seconds.

Secondly, such simulation tools have been applied to the development of new techniques for the optimized design of inductive, evanescent mode and corrugated filters. In many cases, the obtained design procedures are fully automated, and only require minimal human intervention. Furthermore, other relevant aspects have also been investigated, such as the conception of design techniques also valid for inhomogeneous and wide bandwidth devices, the influence of the structure free parameters in the device performance (which allow to propose geometrical modifications to improve some particular features), or the choice of a suitable type of response to improve the robustness against manufacturing tolerances.

Thanks to the new analysis and design techniques developed throughout this research work, the microwave industry will be able to perform the design of the components under consideration more accurately and efficiently, and at the same time will fully exploit their capabilities. These advances will eventually provide an improvement in communication system performance, thus allowing a better and wider telecommunication service deployment to end users.

Resumen

La evolución actual de los sistemas de telecomunicación se caracteriza por la optimización constante en el uso y en el manejo del ancho de banda, para poder ofertar así el mayor rango posible de servicios a los usuarios y al menor coste posible.

El área de los dispositivos pasivos de microondas, tanto en lo que respecta a enlaces terrestres como a las comunicaciones espaciales, no ha sido ajeno a esta evolución. De hecho, este campo ha experimentado grandes avances en los últimos años para poder cumplir con unos requisitos cada vez más exigentes, lo que ha fomentado la aparición de nuevos dispositivos e importantes mejoras en los ya existentes.

El trabajo desarrollado en esta tesis se enmarca dentro de este contexto, y pretende contribuir a la mejora de los procedimientos de análisis y diseño de aquellos dispositivos pasivos de microondas que deben satisfacer unas especificaciones que abarquen un amplio ancho de banda. Es importante destacar que, conforme avanza la tecnología, la influencia de estos dispositivos en las prestaciones finales de los sistemas de telecomunicación es cada vez más importante.

Esta tesis se centra en las tres familias de filtros de microondas en tecnología de guía onda probablemente más habituales en la práctica: los filtros inductivos, los filtros de modo evanescente y los filtros corrugados. No obstante, muchos de los procedimientos aquí desarrollados y los resultados obtenidos se podrían también extender a otros dispositivos pasivos con un gran ancho de banda de operación.

En primer lugar se han implementado una serie de herramientas basadas en técnicas modales, las cuales permiten realizar el análisis de estos componentes de una forma extremadamente precisa y eficiente. Para poder ampliar el rango de aplicación de las técnicas modales a dispositivos con guías no canónicas, se ha desarrollado a su vez un nuevo procedimiento para obtener con gran rapidez y rigurosidad el espectro modal de guías con una sección transversal prácticamente arbitraria.

Estas herramientas de simulación se han empleado posteriormente para el desarrollo de nuevas técnicas de diseño optimizado de los dispositivos abordados en esta tesis. En muchos casos dichos procedimientos han quedado completamente automatizados, requiriendo una mínima intervención humana. Así mismo, se han investigado otros aspectos importantes, como el desarrollo de técnicas que sean también válidas para dispositivos inhomogéneos y/o con amplias bandas de paso, el impacto de los parámetros libres de la estructura en ciertas prestaciones esenciales (lo que ha permitido proponer alguna variación geométrica sobre las topologías clásicas para mejorar ciertas prestaciones concretas), o la elección de un tipo de respuesta más robusta frente a errores de fabricación.

Haciendo uso de estas nuevas técnicas, la industria podrá realizar el diseño de estos componentes de una forma más precisa y eficiente, y al mismo tiempo explotar al máximo sus capacidades. Todos estos avances repercuten en una mejora de las prestaciones de los sistemas de telecomunicación, que en definitiva permitirán un mayor y mejor despliegue de servicios a los usuarios finales.

Resum

L'evolució actual dels sistemes de telecomunicació es caracteritza per l'optimització constant en l'ús i el maneig de l'amplada de banda, per a poder oferir el major rang possible de serveis als usuaris i al menor cost possible.

L'àrea dels dispositius passius de microones, tant pel que fa a enllaços terrestres com a les comunicacions espacials, no ha sigut aliena a aquesta evolució. De fet, aquest camp ha experimentat grans avanços en els últims anys per a poder complir uns requisits cada vegada més exigents, i això ha fomentat l'aparició de nous dispositius i millores importants en els ja existents.

El treball desenvolupat en aquesta tesi s'emmarca dins d'aquest context, i pretén contribuir a la millora dels procediments d'anàlisi i disseny eficient dels dispositius passius de microones que han de satisfer unes especificacions que abasten una gran amplada de banda. És important destacar que, a mesura que avança la tecnologia, la influència d'aquests dispositius en les prestacions finals dels sistemes de telecomunicació és cada vegada més important.

Si bé ens centrarem en les tres famílies de filtres de microones en tecnologia de guia ona probablement més habituals en la pràctica, els filtres inductius, els filtres de mode evanescent i els filtres corrugats, molts dels procediments i resultats desenvolupats ací es podrien també estendre a altres dispositius passius amb una gran amplada de banda d'operació.

En primer lloc, s'han implementat una sèrie d'eines basades en tècniques modals que permeten realitzar l'anàlisi d'aquests components d'una forma extremadament precisa i eficient. Per a poder ampliar el rang d'aplicació de les tècniques modals a dispositius amb guies no canòniques, al seu torn s'ha desenvolupat un nou procediment que permet obtenir l'espectre modal de guies amb una secció transversal pràcticament arbitrària amb una gran rapidesa i rigor.

Aquestes eines de simulació s'han emprat posteriorment per al desenvolupament de noves tècniques de disseny optimitzat dels dispositius abordats en aquesta tesi. En molts casos, aquests procediments han quedat completament automatitzats, i requereixen una mínima intervenció humana. Així mateix, s'han investigat altres aspectes importants, com ara el desenvolupament de tècniques també vàlides per a dispositius inhomogenis i/o amb bandes de pas àmplies, l'impacte dels paràmetres lliures de l'estructura en certes prestacions essencials, o la tria del tipus de resposta més adequada per a cada aplicació. A més, s'ha proposat alguna variació de les topologies clàssiques per a millorar certes prestacions concretes.

Fent ús d'aquestes noves tècniques, la indústria podrà dissenyar aquests components d'una forma més precisa i eficient, i alhora explotar-ne al màxim les capacitats. Tots aquests avanços repercuteixen en una millora de les prestacions dels sistemes de telecomunicació i en una reducció de costos que, en definitiva, permetran un major i millor desplegament de serveis als usuaris finals.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Descripción	2
1.2. Estado del Arte	6
1.2.1. Técnicas de Análisis Electromagnético	6
1.2.2. Técnicas de Diseño	12
1.3. Objetivos	20
1.4. Metodología de Trabajo	22
1.5. Organización de la Memoria	23
2. Técnicas de Análisis	27
2.1. Introducción	28
2.2. Técnica de Ecuación Integral	29
2.2.1. Formulación General	30
2.2.2. Resolución Mediante el Método de los Momentos	35
2.2.3. Particularización de la Formulación General	39
2.2.4. Aplicación a Estructuras 3D	42
2.2.5. Aplicación a Estructuras 2D	46
2.3. Análisis de Estructuras en Línea	64
2.4. Ejemplos de Aplicación	72
2.5. Caracterización de Guías de Sección Transversal Arbitraria	79
2.5.1. Introducción	79
2.5.2. Formulación Básica	81
2.5.3. Integrales de Acoplamiento	91
2.5.4. Segmentación y Funciones Base	96
2.5.5. Extracción de Singularidades	103
2.5.6. Resultados	114
2.6. Caracterización de Líneas Multiconductor	122
2.6.1. Introducción	122
2.6.2. Formulación General	124
2.6.3. Capacidades y Matrices de Inmitancia Característica	127
2.6.4. Representación Multimodal. Ortonormalización	129
2.6.5. Aplicaciones	134

3. Filtros Inductivos	145
3.1. Introducción	146
3.2. Diseño Automatizado de Filtros Inductivos Convencionales	152
3.2.1. Fundamentos de la Nueva Metodología de Diseño	152
3.2.2. Prototipo Generalizado de Gran Ancho de Banda	157
3.2.3. Técnica de Optimización	167
3.2.4. Procedimiento de Diseño de Filtros Inductivos	182
3.2.5. Aspectos Adicionales	194
3.2.6. Resultados	209
3.3. Diseño Automatizado de Filtros con Elementos de Sintonía	226
3.3.1. Introducción	226
3.3.2. Técnica de Segmentación	230
3.3.3. Mapeado Espacial Agresivo	234
3.3.4. Aplicación al Diseño de Filtros Inductivos con Tornillos de Sintonía	237
3.3.5. Resultados	240
4. Filtros de Modo Evanescete	247
4.1. Introducción	248
4.2. Estrategias de Diseño de Filtros de Modo Evanescete	252
4.2.1. Análisis Paramétrico	253
4.2.2. Descripción de las Estrategias de Diseño	271
4.3. Procedimiento de Diseño	275
4.3.1. Síntesis Aproximada	275
4.3.2. Técnica de Segmentación	283
4.4. Resultados	285
4.4.1. Analisis de Prestaciones	285
4.4.2. Resultados Experimentales	289
4.5. Filtros de Modo Evanescete con Septo	295
4.5.1. Descripción de la Topología	295
4.5.2. Ajuste de las Dimensiones de la Placa	298
4.5.3. Procedimiento de Diseño	301
4.5.4. Comparativa con las Topologías Convencionales	305
5. Filtros Corrugados	309
5.1. Introducción	310
5.2. Prototipo Clásico Distribuido	314
5.2.1. Descripción del Prototipo	314
5.2.2. Respuesta de la Conexión en Cascada de Líneas de Transmisión Commensuradas y Homogéneas	319
5.2.3. Síntesis del Prototipo	321
5.2.4. Tipos de Respuesta	326
5.3. Diseño Automatizado de Filtros Corrugados	348
5.3.1. Modelado de las Discontinuidades	350

5.3.2. Optimizacion de Rizado Constante	353
5.3.3. Ejemplo de Aplicación	355
5.4. Diseño de un Filtro Doblemente Corrugado	357
5.4.1. Diseño del Filtro	359
5.4.2. Resultados	372
6. Conclusions	379
6.1. Goal Analysis	380
6.2. Future Research Lines	382
A. Principales Aportaciones	385
A.1. Publicaciones	385
A.1.1. Técnicas de Análisis	385
A.1.2. Filtros Inductivos	386
A.1.3. Filtros de Modo Evanescente	387
A.1.4. Filtros Corrugados	387
A.1.5. Publicaciones Generales	388
A.2. Transferencia Tecnológica	388

Índice de figuras

1.1. Diagrama de bloques simplificado de un sistema de telecomunicación multicanal vía radio.	4
1.2. Ubicación de los dispositivos pasivos de microondas de gran ancho de banda (en sombreado) en la carga útil para servicio fijo (FSS) y de difusión (BSS) de un satélite comercial.	4
1.3. Distintas topologías de filtros inductivos en guía onda rectangular. Filtro con iris o ventanas de acoplo inductivas en (a), filtro inhomogéneo con iris inductivos y cuyas cavidades presentan esquinas redondeadas en (b), filtro en plano E con tiras metálicas en (c) y filtro con postes inductivos en (d).	15
1.4. Topologías convencionales de filtros de modo evanescente en guía onda rectangular. Configuración simétrica con penetraciones metálicas en las paredes superior e inferior en (a) y configuración asimétrica con penetraciones sólo en la pared superior en (b).	17
1.5. Topologías de filtros corrugados en guía onda rectangular incluyendo los transformadores de impedancia para su conexión con puertos de acceso estándar. Filtro simplemente corrugado simétrico en (a) y filtro doblemente corrugado asimétrico (con corrugaciones sólo en la pared superior) en (b).	19
2.1. Discontinuidad planar formada por la interconexión de dos guías uniformes limitadas por paredes eléctricas perfectas.	30
2.2. Extracción de la admitancia asintótica en paralelo. En (a) se muestra la extracción para el caso del m -ésimo modo accesible de la guía (1), y en (b) para el m -ésimo modo accesible de la guía (2).	31
2.3. Representación multimodal equivalente de la discontinuidad planar, considerando un cierto número de modos accesibles en cada guía.	33
2.4. Discontinuidad planar en la que la segunda guía está compuesta en realidad por la unión de dos subguías más pequeñas.	39
2.5. Forma habitual de una discontinuidad planar, en la que la sección transversal de una de las guías engloba por completo a la de la otra guía involucrada en la discontinuidad.	40

2.6. En (a) se muestra un componente en plano H de altura b excitado con un modo con su campo eléctrico transversal orientado en la dirección en la que la estructura es uniforme, y en (b) se representa el mismo componente ante la misma excitación girado 90° para que la estructura sea uniforme según x	51
2.7. Discontinuidad planar entre dos guías de placas paralelas de diferente altura y conectadas en cascada.	53
2.8. Discontinuidad planar en guías de placas paralelas con excitación paralela en (a), y su representación multimodal equivalente mediante la técnica de ecuación integral en (b).	57
2.9. Discontinuidad planar en guías de placas paralelas con excitación perpendicular en (a), y su representación multimodal equivalente mediante la técnica de ecuación integral en (b).	59
2.10. Discontinuidad planar entre dos guías rectangulares en plano H. Al hacer la equivalencia en placas paralelas, las paredes superior e inferior de la guía se eliminan, prolongándose toda la estructura hacia el infinito en altura. Si además se pretende que las placas paralelas queden perpendiculares al eje \hat{y} , se debe realizar además un giro de 90° en el plano XY.	60
2.11. Circuito equivalente de la estructura alrededor de la i -ésima discontinuidad planar de la estructura.	65
2.12. Circuito equivalente para el j -ésimo modo accesible de la guía i de la estructura. Incluye una línea de transmisión para caracterizar la propagación del modo por la guía, así como las admitancias asintóticas resultado de la aplicación de la técnica de ecuación integral a las discontinuidades adyacentes.	65
2.13. Representación circuital equivalente de toda la estructura, empleando en cada guía un número adecuado de modos accesibles $MN^{(i)}$ para representar con precisión las interacciones existentes.	70
2.14. Topología de un filtro basado en una cavidad de modo triple y formado por la conexión en cascada de guías rectangulares en (a), y comparativa entre las respuestas obtenidas por nuestro simulador modal y HFSS en (b).	73
2.15. En (a) se representa la respuesta del filtro obtenido con uno de los parámetros del simulador modal por debajo de convergencia. En (b) se muestra la respuesta obtenida para valores reducidos en todos los parámetros modales, pero manteniendo la misma proporción entre ellos.	75
2.16. Topología del filtro paso bajo corrugado en guía rectangular. Al presentar una anchura constante, se trata de un componente en plano E.	76
2.17. Módulo de los parámetros S y fase del parámetro de reflexión S_{11} del filtro paso bajo corrugado obtenidos con distintas técnicas de análisis.	77

2.18. Módulo en (a) de los parámetros S y fase en (b) del parámetro S_{11} del filtro paso bajo corrugado obtenidos por un simulador que analiza todo el componente equivalente en placas paralelas, y posteriormente aplica una transformación en frecuencia para volver al problema original en guía rectangular.	78
2.19. Guías de sección transversal arbitraria (superficie en blanco) basadas en una caja rectangular de anchura a y altura b . En (a) se muestra una guía arbitraria cuyo contorno no toca ninguna pared de la caja rectangular, y en la guía en (b) una parte importante de dicho contorno descansa sobre las paredes de la caja rectangular.	81
2.20. Diferentes tipos de segmentos permitidos en nuestra implementación de la técnica BI-RME, junto a las variables geométricas que los definen.	98
2.21. En (a) se muestra la caja rectangular, las distintas líneas conductoras σ^i introducidas por un usuario y un punto de la región de interés (marcado con una cruz), y en (b) se representa la guía una vez que el procesamiento de geometría ha orientado correctamente las líneas válidas, ha eliminado las superfluas y ha reordenado las restantes. La región de interés es la superficie en blanco, de manera que la técnica descartará los modos que se propaguen por las regiones de color gris.	100
2.22. Diferentes tipos de funciones base (en línea continua) y su derivada (en línea discontinua) empleadas para expandir las corrientes incógnita. Para facilitar su representación gráfica, se han desplegado los segmentos σ_i que la soportan en una recta, y se ha supuesto además que dichos segmentos tienen la misma longitud.	102
2.23. Guías caracterizadas mediante el método BI-RME en los dos primeros ejemplos de este apartado. En (a) se muestra una guía circular de radio R empleando una caja cuadrada de lado $2R$. En (b) se presenta una guía elíptica de semieje mayor a y semieje menor $b = \sqrt{3}a/2$ (excentricidad $e = 0,5$), junto a una caja rectangular que la engloba con una pequeña holgura y cuyo centro coincide con el de la guía elíptica.	114
2.24. Guías caracterizadas mediante el método BI-RME en los dos últimos ejemplos de este apartado. En (a) se muestra una guía rectangular de tamaño $a_2 \times b_2$ desplazada con respecto a la caja rectangular de dimensiones $a_1 \times b_1$. En (b) se representa una guía <i>ridge</i> con una penetración metálica de anchura w y altura h , siendo la caja una guía rectangular con la misma anchura a y altura b de la guía <i>ridge</i>	118
2.25. Diferentes tipos de líneas multiconductor con cuatro conductores internos. En (a) se muestra una línea donde el conductor externo tiene forma arbitraria, en (b) el conductor externo es el propio contorno de la caja rectangular utilizada, mientras que en (c) el conductor externo está formado tanto con tramos arbitrarios como con parte del contorno del <i>box</i>	124

- 2.26. En (a) se muestra una línea multiconductor formada por 3 conductores internos y un conductor externo conectado a masa. Su circuito equivalente se muestra en (b), donde se representan las capacidades mutuas entre los conductores internos y las capacidades de cada uno de estos conductores con masa. 127
- 2.27. En (a) se muestra la geometría de una guía coaxial con conductores elípticos concéntricos, y en (b) la impedancia característica de dicha línea para un conductor externo de excentricidad $e = 0,4$ (que se corresponde, por ejemplo, con un semieje mayor $a_1=10$ mm y distancia focal c igual a 4 mm). 135
- 2.28. En (a) se muestra la geometría y las dimensiones de una línea rectangular coaxial con dos conductores internos cilíndricos, y en (b) la impedancia característica par e impar de dicha línea para el caso de esquinas rectas y para esquinas redondeadas de radio $R = 0,5b$ 136
- 2.29. Geometría y dimensiones físicas de la línea en tecnología *stripline* con 3 conductores internos rectangulares en (a), y elementos representativos de la matriz de impedancias característica en función del grosor t/b de los conductores en (b). 138
- 2.30. Topología simplificada en (a) de un filtro *compline* y en (b) de un filtro *interdigital* acoplados mediante proximidad. Los condensadores representan las capacidades de cada barra con el conductor externo conectado a masa. 139
- 2.31. Sección transversal de un filtro con 6 barras conductoras cilíndricas, junto a las variables típicas empleadas en su diseño. Mediante el diámetro d_i de los conductores se modifica la capacidad de estos con masa (la cual también se suele ajustar con los tornillos de sintonía introducidos en el extremo en abierto de cada conductor), mientras que la separación $s_{i,i+1}$ permite ajustar las capacidades mutuas entre los conductores internos. 140
- 2.32. En (a) se muestra una barra conductora enfrentada al conductor que representa masa y su circuito equivalente en forma de una línea de transmisión. En (b) se representa un conjunto de N barras conductoras en paralelo acopladas entre sí y con un conductor puesto a masa. . . . 141
- 2.33. Conjunto de 4 resonadores *compline* acoplados mediante aperturas. Dimensiones: $a = 60$ mm, $b = 50$ mm, $d = 30$ mm, $t = 6$ mm, $R = 12$ mm, $w_1 = 12$ mm, $w_2 = w_4 = 20$ mm, $w_3 = 14$ mm. 143
- 3.1. Filtros paso banda de orden n con ventanas de acoplamiento inductivas, junto a sus dimensiones físicas relevantes. En (a) se muestra una topología inhomogénea y en (b) la misma topología incluyendo esquinas redondeadas de radio R producidas por el proceso de fabricación. . . . 148

3.2. Filtros paso banda de orden n en plano E, con sus dimensiones físicas relevantes. En (a) se representa un caso muy general de filtro inhomogéneo con una única tira metálica centrada y en (b) un filtro homogéneo construido con dos tiras metálicas ubicadas de forma simétrica que introducen los elementos de acoplamiento.	149
3.3. Filtros paso banda con postes inductivos de orden n , con sus dimensiones físicas relevantes. Topología inhomogénea genérica con postes centrados de radio variable en (a). Topología homogénea con dos postes simétricos de radio r fijo y separación variable en (b).	150
3.4. Filtro paso banda homogéneo de orden n con un cuerpo inductivo al que se le incorporan elementos de sintonía desde la pared superior, junto a sus dimensiones físicas relevantes.	151
3.5. Diagrama de flujo simplificado de la nueva metodología de síntesis de filtros de microondas propuesta.	155
3.6. Prototipo generalizado de media onda utilizado para filtros inductivos de cavidades acopladas.	158
3.7. Modelo de inversor de impedancia utilizado en el prototipo generalizado de media onda en (a), y circuito equivalente que se obtiene cuando la dependencia en frecuencia se transfiere a los transformadores de entrada y salida en (b).	160
3.8. Red equivalente de una línea de transmisión con transformadores a su entrada y salida de la misma relación de transformación pero conectados de forma contraria.	161
3.9. Representación del prototipo generalizado de media onda en el formato equivalente que se empleará al aplicar el procedimiento de síntesis.	161
3.10. Respuesta paso banda de rizado constante de orden 6 para un dispositivo pasivo y sin pérdidas de dos accesos. La banda de paso está ubicada entre las frecuencias de corte inferior f_{c1} y superior f_{c2}	168
3.11. Variación de la fase del vector $j\omega - s_0$ en función de la ubicación del cero de reflexión $s_0 = \sigma_0 + j\omega_0$ al atravesar la posición $j\omega_0$ en el eje de frecuencias. En (a) se muestra el caso en que dicho cero se encuentra en la parte derecha del plano complejo s y en (b) cuando se ubica en la parte izquierda.	174
3.12. Diagrama de flujo simplificado de la nueva metodología de síntesis aplicada a filtros inductivos en guía onda rectangular.	183
3.13. Prototipo clásico distribuido de media onda en (a) y respuesta típica de rizado constante en función de su variable normalizada $\theta = \beta l$ en (b).	184
3.14. Ventana de acoplo inductiva de la estructura real y modelo circuital equivalente entre los planos A y A', que está compuesto por un inversor de impedancias y unas longitudes de las líneas de acceso que ajustan el desfase.	186

3.15. En (a) se muestra la descripción esquemática de la primera iteración del procedimiento de síntesis conjunta de la estructura y el prototipo, donde las líneas continuas y discontinuas representan intentos de síntesis exitosos y fallidos, respectivamente. En (b) se representan las respuestas de los puntos iniciales obtenidos tras la técnica de síntesis aproximada en los tres primeros pasos.	189
3.16. Comparación en (a) entre la respuesta de la estructura extraída con la nueva metodología, la obtenida utilizando la adaptación de las técnicas tradicionales al caso inhomogéneo, y la respuesta de la estructura optimizada. En (b) se compara la respuesta del prototipo final sintetizado con la del prototipo de media onda inicial y con la respuesta de la estructura ya optimizada.	192
3.17. Simulaciones en (a) y en (c) del análisis de Monte Carlo de un filtro paso banda con variaciones máximas permitidas de $\pm 2,5 \mu\text{m}$ y $\pm 25 \mu\text{m}$, respectivamente, y respuestas con los mayores términos de error en (b) y en (d).	197
3.18. Comparación en (a) de la respuesta de un filtro de orden 3 extraído con la técnica de síntesis conjunta y empleando las dimensiones obtenidas con un método de optimización directa. En (b) se muestran las simulaciones de Monte Carlo para una variación máxima igual a la sensibilidad estimada de la estructura.	201
3.19. Respuesta en (a) de los filtros obtenidos por la nueva metodología de diseño en distintas iteraciones, asociadas a distintos valores de convergencia. En (b) se muestran las simulaciones de Monte Carlo de la estructura para una variación T máxima de $\pm 10 \mu\text{m}$	202
3.20. Ventana de acoplo inductiva con esquinas redondeadas de radio R junto a su modelo circuital equivalente, formado éste por un inversor de impedancias y unas longitudes de las líneas de acceso que ajustan el desfase.	207
3.21. Comparación de las respuestas de las estructuras extraídas con las distintas técnicas de síntesis de filtros paso banda homogéneos con ventanas de acoplo inductivas. Filtro de un ancho de banda moderado (800 MHz) en (a) y filtro de gran ancho de banda (2,5 GHz) en (b).	209
3.22. Comparativa entre la nueva técnica y los procedimientos tradicionales en la síntesis de distintos tipos de filtros inductivos. En (a) se muestran los resultados obtenidos para un filtro inhomogéneo de banda estrecha, y en (b) para un filtro homogéneo en plano E.	212
3.23. Respuestas en (a) en la banda de paso y en (b) en la banda eliminada del filtro inhomogéneo con parejas de postes inductivos como elementos de acoplamiento. La topología del filtro se muestra en (c).	215

3.24. En (a) se muestran las respuestas en la banda de paso de varios filtros diseñados bajo las mismas especificaciones, en los que se han variado las anchuras de los resonadores. En (b) se representa una parte de la respuesta que proporciona HFSS en la banda de paso de dichos filtros para poder comprobar el efecto de las anchuras de los resonadores en las pérdidas. 217

3.25. Nueva topología integrada de filtro y transformador en (a), y comparación entre las respuestas de las distintas soluciones consideradas para implementar un dispositivo con distintos puertos de acceso en (b). . . 219

3.26. Filtro con ventanas de acoplo inductivas y esquinas redondeadas de 3 mm de radio, diseñado para obtener una elevada atenuación para el segundo armónico. En (a) y (b) se representan las respuestas en la banda de paso y en la banda eliminada, respectivamente. En (c) se muestran las simulaciones de un análisis de Monte Carlo correspondientes a una variación aleatoria de $\pm 8 \mu\text{m}$ en las dimensiones de la estructura. La topología del filtro se muestra en (d). 222

3.27. Topología en (a) de un filtro inductivo simétrico con ventanas de acoplo inductivo y esquinas redondeadas de 3 mm, y respuesta en (b) de la estructura obtenida con distintas técnicas de síntesis y la estructura optimizada. 225

3.28. Topología de un filtro con un cuerpo inductivo, en el que se introducen elementos de sintonía de sección transversal cuadrada por el techo de sus cavidades y de sus ventanas de acoplo para poder sintonizar su respuesta. 228

3.29. Prototipo clásico utilizado para generar la respuesta ideal de referencia a conseguir con los filtros inductivos con tornillos de sintonía. 229

3.30. Filtro paso banda homogéneo de orden 4 con cuerpo inductivo y tornillos de sintonía de sección transversal cuadrada que se va a diseñar mediante la técnica de segmentación. 230

3.31. Parte de la estructura considerada en el primer paso de la técnica de segmentación en (a). En (b) se muestran una posible respuesta inicial y final del dispositivo en este primer paso, junto a la respuesta objetivo que proporcionaría la parte equivalente del prototipo ideal. 231

3.32. En (a) se muestra la incorporación de la segunda cavidad de la estructura en el segundo paso de la técnica de segmentación. En (b) se vuelven a mostrar la respuesta inicial y final en este segundo paso, y se comparan con la respuesta objetivo procedente de la parte correspondiente del prototipo ideal. 232

3.33. Al llegar a la mitad de la estructura se pasaría a trabajar con toda ella, tal y como se muestra en (a). La respuesta objetivo mostrada en (b) es la que proporciona todo el prototipo ideal, que se compara a su vez con la respuesta del dispositivo inicial y final en este paso de la técnica de segmentación. 233

- 3.34. En (a) se comparan la respuesta inicial, final y objetivo del último paso de la técnica de segmentación. En (b) se muestra la evolución de todo el proceso, al comparar la respuesta del dispositivo inicial obtenido tras la síntesis dimensional y la del dispositivo final tras concluir la técnica de segmentación. 234
- 3.35. Diagrama de funcionamiento de la técnica de mapeado espacial agresivo. Conforme avanza el algoritmo, el proceso se va acercando en el espacio de validación a la solución óptima en dicho espacio, al igual que en el espacio de optimización con los puntos asociados mediante el mapeado **P**. 236
- 3.36. Respuestas obtenidas para una misma estructura con los distintos simuladores modales utilizados, todos ellos basados en las mismas técnicas, y cuya precisión se ajusta cambiando el número de modos considerados. 238
- 3.37. Evolución en (a) de la primera optimización encaminada a obtener la respuesta óptima para el filtro de 11 GHz en el espacio de optimización. En (b) se muestra como se ha recuperado en el espacio de validación la respuesta óptima del espacio de optimización con el dispositivo real. 241
- 3.38. Evolución en (a) de la primera optimización encaminada a obtener la respuesta óptima para el filtro de 13 GHz en el espacio de optimización. En (b) se muestra como se ha recuperado dicha respuesta con un dispositivo real en el espacio de validación. 243
- 3.39. Dispositivos fabricados en la literatura. En (a) se muestra el cuerpo inductivo junto a la tapa diseñada para sintonizar el filtro a 11 GHz. En (b) se muestra la tapa que se montaría sobre el cuerpo inductivo para obtener la respuesta centrada a 13 GHz. 244
- 3.40. En (a) se recogen las medidas de los dispositivos fabricados en la literatura y en (b) se comparan las respuestas simuladas de los filtros diseñados en la literatura y de los obtenidos aplicando el procedimiento descrito en esta sección. 245
- 4.1. Configuraciones más habituales de los filtros de modo evanescente en guía onda rectangular, con sus dimensiones relevantes. En (a) se muestra la configuración simétrica con inserciones metálicas tanto en la pared superior como en la inferior. En (b) se representa la configuración asimétrica, que sólo presenta inserciones metálicas en la pared superior. 249
- 4.2. Respuesta ideal de referencia a conseguir en el análisis paramétrico. También se muestra la respuesta recuperada con un filtro de modo evanescente empleando el simulador modal desarrollado en esta tesis, y se compara con la que proporciona el simulador comercial HFSS capaz de modelar el efecto de las pérdidas óhmicas de los conductores. . . . 253

4.3. Sección transversal de las guías *ridge* presentes en los filtros de modo evanescente bajo estudio, con las dimensiones que la definen. En (a) se representa una guía *ridge* simétrica, mientras que en (b) se muestra la versión asimétrica. 255

4.4. Longitud de onda de corte normalizada respecto a la anchura en una guía *ridge* simétrica, en función de la altura y la anchura de la penetración. En (a) se muestran los resultados para $a_h = 0,7b_h$ y en (b) para una guía de la mitad de altura, es decir, para $a_h = 1,4b_h$ 256

4.5. Pérdidas de inserción modificadas en términos de los parámetros libres de la estructura para las configuraciones simétrica (a),(b) y asimétrica (c),(d) de los filtros de modo evanescente. Los resultados se han obtenido empleando conductores de acero inoxidable y se han extrapolado a conductores de cobre. 260

4.6. Regiones de susceptibilidad para el efecto *multifactor* de distintos materiales. 262

4.7. Camino de integración utilizado para calcular el campo eléctrico equivalente E_{max} en las guías *ridge* de los filtros de modo evanescente simétricos (a) y asimétricos (b). 263

4.8. Campo eléctrico equivalente máximo medio en términos de los parámetros libres de la estructura para las configuraciones simétrica (a),(b) y asimétrica (c),(d) de los filtros de modo evanescente. 264

4.9. Longitud del filtro (excluyendo los puertos de acceso) en función de los parámetros libres de la estructura para las configuraciones simétrica (a),(b) y asimétrica (c),(d) de los filtros de modo evanescente. 266

4.10. Comparación de las respuestas fuera de banda de varios filtros de modo evanescente diseñados con las mismas especificaciones, y en los que sólo se modifica la anchura a_h del *housing*. 270

4.11. Descripción esquemática de las estrategias de diseño propuestas. En (a) se muestra la estrategia para tratar de reducir las pérdidas y en (b) para favorecer el manejo de potencia de la estructura. 272

4.12. Descripción esquemática de las estrategias de diseño propuestas. En (a) se muestra la estrategia a seguir para reducir al máximo la longitud del filtro y en (b) la que se debería seguir para optimizar la banda eliminada libre de espúreos. 274

4.13. Tramo de guía en modo evanescente en (a) y representación monomodal equivalente en (b). 276

4.14. Circuito equivalente del salto entre los puertos de acceso y el *housing*. Los planos A-A' representan el plano de la discontinuidad visto tanto desde el lado del puerto de acceso (izquierda) como desde el tramo de guía en modo evanescente (derecha). 277

4.15. Circuito equivalente del salto entre el *housing* y la guía *ridge*. Los planos A-A' representan el plano de la discontinuidad tanto desde el lado del tramo de modo evanescente (izquierda) como desde el lado de la guía *ridge* (derecha). 278

4.16. Circuitos equivalentes de un resonador en guía <i>ridge</i> . En (a) se muestra el circuito equivalente original y en (b) una representación equivalente donde se han reemplazado las cargas ubicadas en los extremos por tramos de línea terminados en cortocircuito.	281
4.17. Respuestas del prototipo de filtro de modo evanescente asimétrico. Se comparan las medidas con las respuestas obtenidas del simulador empleando las dimensiones del control dimensional del prototipo y las dimensiones del diseño. En (a) se muestra la comparativa en la banda de paso, y en (b) se representan la medida del prototipo y la simulación del diseño inicial en un gran ancho de banda.	290
4.18. Fotos del prototipo de modo evanescente asimétrico fabricado. En (a) se muestran las dos partes del filtro, una con las penetraciones metálicas y otra vacía, y en (b) se muestra el filtro montado.	290
4.19. Respuestas del prototipo de filtro de modo evanescente simétrico. Se muestran las medidas y las respuestas simuladas empleando las dimensiones del control dimensional del prototipo y las dimensiones del diseño inicial. En (a) se comparan todas estas respuestas en la banda de paso, mientras que en (b) se muestran en un gran ancho de banda las medidas del prototipo y la simulación del diseño inicial realizado.	292
4.20. Fotos del prototipo de modo evanescente simétrico fabricado. En (a) se muestran las dos mitades del filtro y en (b) se muestra el filtro montado.	292
4.21. Fotos que muestran el grado de desalineamiento que se produce al montar los filtros de modo evanescente fabricados. En (a) se muestra el prototipo asimétrico, y en (b) el prototipo con configuración simétrica.	293
4.22. Vista frontal en (a) y vista superior en (b) de un filtro en modo evanescente simétrico con placa metálica con septos ubicada a mitad de altura. La figura muestra las dimensiones físicas más significativas en el diseño de la placa.	296
4.23. <i>Housing</i> de un filtro de modo evanescente simétrico con septos metálicos ante la incidencia de un modo TE_{01} , tras aplicar un giro de 90°	297
4.24. Geometría de la placa con los septos metálicos que se debe montar entre las dos mitades de la estructura.	298
4.25. Variación de las pérdidas $\widehat{I.L.}$ (dB) y del campo eléctrico equivalente máximo medio E_{\max} en función de la distancia d en el eje longitudinal entre el extremo de las <i>ridges</i> y los septos metálicos. La línea negra continua representa la zona donde se ubican las <i>ridges</i> . En (a) se muestran los resultados para un filtro de 100 MHz de ancho de banda y en (b) para un filtro de 300 MHz.	299

4.26. Respuestas de uno de los filtros de ancho de banda de 100 MHz considerados, para mostrar el desplazamiento en la frecuencia central de la banda de paso que ocasiona la placa metálica y la ubicación de sus septos. La figura muestra la respuesta de un filtro de orden 2 sin septo, con los septos ubicado a 1 mm del extremo de las *ridges* y con septos metálicos que se extienden por las *ridges* y sobresalen 1 mm por el otro extremo. 300

4.27. Respuestas del filtro en modo evanescente simétrico diseñado como punto de partida para introducir los septos metálicos. En (a) se muestra la comparativa entre las respuestas proporcionadas por el simulador modal desarrollado en esta tesis y por HFSS. En (b) se representa la transmisión para los modos TE_{10} y TE_{01} en un amplio ancho de banda. 302

4.28. Respuestas del filtro de modo evanescente simétrico inicial en función de la separación d entre los septos metálicos y las *ridges*. En (a) se muestra la banda de paso, y en (b) la respuesta asociada al modo TE_{01} en la banda eliminada. 303

4.29. En (a) se muestra la respuesta en la banda de paso del filtro inicial con la placa metálica con $d = 1,25$ mm, y del filtro una vez optimizado. En (b) se representa la transmisión en una banda amplia ante una excitación con el modo TE_{10} y el modo TE_{01} . En (c) se muestra la captura en HFSS del cuadrante superior izquierdo de la estructura, con los septos seleccionados. La estructura completa se forma aprovechando los dos planos de simetría existentes. 304

5.1. Configuración simétrica de un filtro paso bajo corrugado en (a), y configuración asimétrica de un filtro doblemente corrugado en (b). El filtro paso bajo corrugado mostrado en (a) incorpora transformadores de una etapa a su entrada y salida para poder conectarlo con baja reflexión a unos puertos de acceso estándar. 311

5.2. Forma basada en saltos de impedancia del prototipo clásico distribuido, con los parámetros que lo determinan por completo. 315

5.3. Respuesta del prototipo clásico distribuido, donde se identifican las distintas bandas de paso y bandas eliminadas, que se repiten con periodo π en θ . La función de transferencia mostrada en la banda de paso se corresponde con una respuesta de Chebyshev de orden 5. 317

5.4. Prototipo clásico distribuido de cuarto de onda (asumiendo que $Z_{n+1} > Z_0$), con los parámetros que lo definen por completo. 318

5.5. Representación equivalente del prototipo clásico distribuido en términos de la matriz ABCD, cargado con la impedancia de la línea de salida. 320

5.6. Reflexión y transmisión de dos prototipos distribuidos paso bajo con una respuesta Chebyshev de orden $n = 5$ y una respuesta Zolotarev de orden $n = 6$. En (a) se muestra la respuesta en frecuencia y en (b) la respuesta en función de la variable θ normalizada con respecto a π . . . 340

5.7. Reflexión y transmisión de los distintos prototipos de orden $n = 15$ sintetizados con diferentes respuestas. En (a) se comparan los prototipos con respuestas Butterworth, Chebyshev y Zolotarev, y en (b) se muestran los prototipos con respuestas encadenadas o <i>Chained</i>	342
5.8. Módulo de los parámetros S de reflexión y transmisión de los distintos prototipos de orden $n = 15$ con respuestas Zolotarev o <i>Chained Zolotarev</i>	346
5.9. Reflexión y transmisión de los prototipos distribuidos con respuesta de tipo Chebyshev de orden 15 y con distinta elección de signo.	347
5.10. Filtro corrugado de orden 31 en guía onda rectangular, sin incluir los transformadores de entrada y salida.	348
5.11. Prototipo monomodo para los filtros corrugados, en el que se emplea un modelo electromagnético para representar los saltos entre las distintas guías.	351
5.12. Diagrama de flujo del procedimiento de síntesis dimensional propuesto para los filtros corrugados.	352
5.13. Comparativa de las diferentes estructuras extraídas. Respuesta en un amplio ancho de banda en (a) y detalle entorno a la frecuencia de corte superior de la banda de paso en (b).	356
5.14. Alternativas de implementación de las secciones transversales de guías con 4 corrugaciones equivalentes. En (a) se muestra la opción con medio hueco en los extremos, y en (b) se representa la forma de la sección transversal cuando se empieza por media corrugación.	360
5.15. Forma de las secciones transversales en la parte de la estructura que realiza la función de filtrado. Existen dos tipos de secciones, la sección $i-v$ correspondiente a una guía rectangular vacía (a), y la sección $i-c$ correspondiente a la misma guía rectangular en la que se han introducido las 4 corrugaciones metálicas (b).	361
5.16. Vista de perfil y vista superior de la primera mitad del filtro doblemente corrugado diseñado en primera instancia, con varias de las dimensiones significativas de la estructura. La segunda mitad de la estructura es idéntica a la primera por simetría.	364
5.17. Respuesta del diseño preliminar del filtro doblemente corrugado, con una respuesta prácticamente de rizado constante. También se muestran las especificaciones de diseño del dispositivo (línea continua) y las consideradas para tener un mayor margen frente a errores de fabricación (línea discontinua).	365
5.18. Topología de los transformadores simétrico (a) y asimétrico (b) considerados para interconectar las líneas de entrada y salida del filtro con los puertos de acceso en guía estándar WR75.	368
5.19. Adaptación de los transformadores de 2 etapas asimétrico (a) y simétrico (b), diseñados para conectar el puerto de acceso con la guía de entrada del filtro doblemente corrugado.	369

5.20. Respuesta del filtro doblemente corrugado con los transformadores de entrada y salida. Se muestra tanto la respuesta con las dimensiones del diseño preliminar, como las del diseño final con respuesta mejorada. Así mismo, se muestran las especificaciones de diseño del dispositivo (línea continua) y las consideradas para tener un mayor margen frente a errores de fabricación (línea discontinua). 371

5.21. Comparativa entre la respuesta de la estructura diseñada y la de un filtro doblemente corrugado en el que se han reducido las alturas h de las corrugaciones en $10\ \mu\text{m}$ 372

5.22. Transmisión en la banda eliminada en la parte de la estructura que realiza el filtrado. Se muestra cualquier posible combinación entre modos de entrada y de salida (excluyendo las curvas que serían idénticas por reciprocidad, y las que son cero por la simetría de la estructura). . . . 374

5.23. Prototipo de filtro doblemente corrugado fabricado. En (a) se muestra la representación de la estructura en HFSS y en (b) la foto del cuerpo, que incluye todas las corrugaciones. 375

5.24. Medidas del prototipo de filtro doblemente corrugado, y comparación con las respuestas simuladas. En (a) se muestra la respuesta en la banda de paso y el principio de la banda eliminada, en (b) se representa la transmisión en una banda más amplia, y en (c) las pérdidas de inserción medidas en la banda de paso a diferentes temperaturas. 376

Índice de tablas

2.1. Correspondencia entre Modos de una Guía de Placas Paralelas y una Guía Rectangular	50
2.2. Equivalencias entre Modos de una Guía Onda Rectangular con Distintas Nomenclaturas	50
2.3. Dimensiones de las guías que componen el filtro de modo triple	73
2.4. Dimensiones del Filtro Paso Bajo Corrugado	76
2.5. Números de Onda de Corte Normalizados $k'_c R$ de los Primeros 15 Modos de una Guía Circular	115
2.6. Longitudes de Onda de Corte Normalizadas λ'_c/a de Ciertos Modos de una Guía Elíptica de Excentricidad $e = 0,5$	117
2.7. Frecuencias de Corte (en GHz) de los 10 Primeros Modos de una Guía Rectangular Analizada mediante BI-RME	118
2.8. Estadísticos de los Errores en las Integrales de Acoplamiento Calculadas por BI-RME	119
2.9. Números de Onda de Corte de los 4 Primeros Modos TE y TM de una Guía Ridge ($a = 10$ mm, $b = 5$ mm, $w = 2,5$ mm, $h = 2,5$ mm)	120
2.10. Potenciales en los Conductores y Productos Escalares para la Línea Stripline Antes y Después de la Ortonormalización	138
2.11. Capacidades del Sistema Multiconductor Formado por Resonadores Comblines	144
3.1. Evolución de las Variables de Síntesis de los Prototipos Obtenidos al Final de cada Iteración	190
3.2. Evolución de los Parámetros Libres del Prototipo Objetivo de cada Iteración	191
3.3. Dimensiones Físicas de las distintas Estructuras Extraídas y Diferencias con el Filtro Optimizado	193
3.4. Dimensiones de los Filtros Extraídos y del Filtro Optimizado	200
3.5. Dimensiones Físicas de los Filtros Extraídos en Distintas Iteraciones del Proceso de Síntesis Conjunta	203
3.6. Dimensiones Físicas del Filtro de Gran Ancho de Banda Extraído con las Distintas Técnicas de Síntesis	210

3.7. Comparativa de Filtros Diseñados bajo las Mismas Especificaciones . . .	217
3.8. Dimensiones del filtro inhomogéneo de orden 7 sintetizado	223
3.9. Parámetros modales de los simuladores considerados para el filtro inductivo con elementos de sintonía	238
3.10. Dimensiones del Cuerpo Inductivo del Filtro Sintonizable	240
3.11. Penetraciones de los Elementos de Sintonía del Filtro Centrado a 11 GHz	241
3.12. Penetraciones de los Elementos de Sintonía del Filtro Centrado a 13 GHz	243
4.1. Coeficientes para el cálculo de w_{opt}	257
4.2. Dimensiones (en mm) de los filtros simétricos diseñados con distinta anchura del housing	270
4.3. Dimensiones y Prestaciones de los Filtros Diseñados para cumplir las Cuatro Especificaciones Consideradas	286
4.4. Comparación de las Dimensiones y Prestaciones del Filtro con Septos Metálicos con las Configuraciones Convencionales de Filtros de Modo Evanescente	307
5.1. Impedancias Normalizadas de las Líneas del Prototipo Distribuido para Diferentes Respuestas	342
5.2. Efecto de θ'_0 de la Respuesta de Zolotarev sobre la Impedancia Normalizada de las Líneas	345
5.3. Impedancias Normalizadas de las Líneas en Función de la Elección del Signo de $S_{11}(p)$	347
5.4. Dimensiones (en mm) de las Estructuras de orden 31 Sintetizadas . . .	355
5.5. Especificaciones de Diseño de un Filtro Doblemente Corrugado	358
5.6. Dimensiones de los Tipos de Secciones Transversales del Filtro	363
5.7. Dimensiones (en mm) del Filtro Preliminar Diseñado	365
5.8. Dimensiones (en mm) del Transformador de Entrada	368
5.9. Lista de Modos en las Guías de Entrada/Salida del Filtro Doblemente Corrugado ordenados según su Frecuencia de Corte	373

Capítulo 1

Introducción

Este primer capítulo pretende dar al lector una visión global del trabajo que se recoge en la presente memoria. Para conseguir dicho objetivo, el capítulo comienza con una breve introducción que sitúa la investigación desarrollada dentro del extenso campo que abarca la tecnología de microondas, describiendo a su vez la motivación que ha impulsado la realización de este trabajo.

A continuación se realiza una amplia revisión del estado del arte que pretende cubrir los aspectos fundamentales del análisis y el diseño de los dispositivos pasivos de microondas que van a ser tratados en el presente trabajo. Aunque esta revisión es bastante extensa, no pretende ser en ningún modo exhaustiva, ya que sólo pretende dar una visión general del entorno en el que se va a desarrollar la investigación. Los detalles y aspectos más técnicos serán revisados posteriormente, y con mayor profundidad, en los distintos capítulos de la memoria donde sean realmente necesarios.

Una vez descrito el entorno en el cual se sitúa este trabajo, se presentarán los distintos objetivos que se pretende alcanzar como resultado de la investigación desarrollada durante esta tesis. Así mismo, se realizará unos breves apuntes sobre la metodología que se ha seguido para intentar lograr con éxito los objetivos planteados.

El último apartado de este capítulo incluye una breve guía que describe, de forma extremadamente resumida, la manera en la que se han organizado y repartido los contenidos a lo largo de los diferentes capítulos que componen la presente memoria. A partir de esta guía, el lector podrá identificar fácilmente el capítulo en el que se trata un cierto aspecto concreto del trabajo desarrollado.

1.1. Descripción

La espectacular explosión de las Tecnologías de la Información y las Comunicaciones vivida durante los últimos años es, sin lugar a dudas, uno de los aspectos fundamentales que ha potenciado el desarrollo de las sociedades occidentales. Gracias a los enormes avances alcanzados, se han reducido drásticamente las distancias, se ha promovido la globalización, y se han incrementado notablemente las capacidades de acceso y procesado de la información. El resultado ha sido la aparición de la conocida como Sociedad de la Información, que está cambiando por completo los hábitos y las formas de comunicación de las personas y las organizaciones, así como el acceso y el manejo de la información.

El auge de la Sociedad de la Información, y las mayores necesidades de comunicación e intercambio rápido de información que lleva emparejada, han originado la demanda de un número creciente de servicios que cada vez presentan unos requisitos técnicos más exigentes, especialmente en lo que se refiere a capacidades de transmisión. Como consecuencia, uno de los aspectos de diseño fundamentales de los sistemas de radiocomunicaciones actuales reside en el uso eficiente del espectro radioeléctrico. De este modo, los organismos nacionales e internacionales que se encargan de gestionar el espectro adjudican a cada servicio una determinada banda de frecuencias, que después será explotada por los operadores para transmitir la mayor cantidad de información posible en el ancho de banda asignado, al mismo tiempo que se satisfacen los parámetros de calidad requeridos por el servicio ofertado.

Buscando aumentar la velocidad de transmisión, los sistemas han tendido a incrementar su frecuencia de trabajo para conseguir mayores anchos de banda absolutos, y que por tanto proporcionen una mayor capacidad. Como resultado, a día de hoy existen una gran cantidad de servicios que se han ubicado en la banda de microondas (especialmente en la franja comprendida entre 300 MHz y 60 GHz), la cual, por otro lado, presenta unas características excepcionales gracias a su elevada capacidad (fruto de la alta frecuencia de trabajo), a la gran eficiencia electromagnética que proporcionan los dispositivos que operan en dicha banda (y que a su vez, son de tamaño reducido pero aún fabricables con la tecnología y tolerancias actuales), y a las excelentes condiciones de propagación que presenta la atmósfera a dichas frecuencias, que favorecen la transmisión de ondas vía radio con una baja atenuación.

La **figura 1.1** representa un diagrama de bloques simplificado de un sistema típico de telecomunicación vía radio. Como podemos observar en dicha figura, en el extremo transmisor, una vez codificada y modulada la señal de información, es necesario disponer del equipamiento que ubique la señal en la banda de frecuencias asignada al servicio, la amplifique y la limpie de componentes frecuenciales no deseadas antes de ser transmitida. Además, en la mayoría de las ocasiones, la banda asignada al servicio se divide a su vez en subbandas o canales gestionados por el operador del servicio. Por lo tanto es necesario que este equipamiento también se encargue de ubicar las distintas señales en su correspondiente canal, para después agruparlas en una señal

multiplexada que será transmitida al otro extremo del enlace, en este caso vía radio. Por otro lado, en el extremo receptor se encontrará el equipamiento que realiza justamente el proceso contrario, captando y amplificando la señal recibida, separando las señales ubicadas en cada uno de los canales, para a continuación bajarlas en frecuencia y entregarlas a los bloques del receptor que se encarga de demodular, decodificar y recuperar la señal de información (una descripción más detallada del diagrama de bloques de un sistema de telecomunicaciones se puede encontrar, por ejemplo, en ([1]; capítulo 1)).

El equipamiento de alta frecuencia que se encarga de realizar la parte más física de la comunicación (que en la figura 1.1 se denota mediante las siglas RF), está normalmente formado por mezcladores, amplificadores y dispositivos pasivos. Centrándonos en los dispositivos pasivos, éstos realizan las tareas de filtrado de las señales, las conmutan, combinan o dividen, separan las ondas incidentes y reflejadas, y en el caso de que se trabaje con distintas polarizaciones, se encargan de combinar y separar señales atendiendo a su polarización. Los dispositivos pasivos de microondas son precisamente los equipos que realizan todas estas funciones en la parte del sistema que opera con señales dentro de la banda de microondas.

Existen dos tecnologías que se suelen utilizar en la práctica para implementar los dispositivos pasivos de microondas, la tecnología planar y la guiada. La tecnología planar presenta como ventajas un menor tamaño y un coste de fabricación mucho más reducido, mientras que la tecnología guiada proporciona respecto a la planar mejores características de pérdidas, manejo de potencia y aislamiento [2].

La presente investigación se centra en los dispositivos pasivos de microondas, y en concreto en los implementados en tecnología guiada. Estos dispositivos se emplean principalmente en aquellos sistemas de comunicaciones que operan en la banda de microondas y que requieran unas bajas pérdidas de inserción, que deban manejar elevados niveles de potencia y/o conseguir un excelente aislamiento. Normalmente se utilizan a frecuencias elevadas, donde los dispositivos en tecnología guiada presentan un tamaño compacto gracias al reducido valor de la longitud de onda. Entre las aplicaciones en las que se utilizan estos dispositivos podemos citar, por ejemplo, las comunicaciones por satélite, los servicios de distribución local multipunto (más conocido por sus siglas LMDS, del inglés *Local Multipoint Distribution Service*), los radares, los sistemas de teledetección en la banda de microondas, y los radioenlaces que operan con elevados niveles de potencia a frecuencias elevadas.

Durante las tres últimas décadas se ha dedicado mucho esfuerzo al desarrollo de métodos numéricos de análisis electromagnético que permitan caracterizar el comportamiento de estos dispositivos con un elevado grado de precisión. El alto nivel de desarrollo que han alcanzado estas técnicas de análisis, en combinación con el imparable incremento en la potencia de cálculo de los ordenadores, ha dado lugar a la aparición de potentes herramientas de simulación que permiten obtener de una forma precisa y eficiente la respuesta eléctrica de la mayor parte de los dispositivos pasivos de microondas en tecnología guiada utilizados en las aplicaciones prácticas [3]–[6].

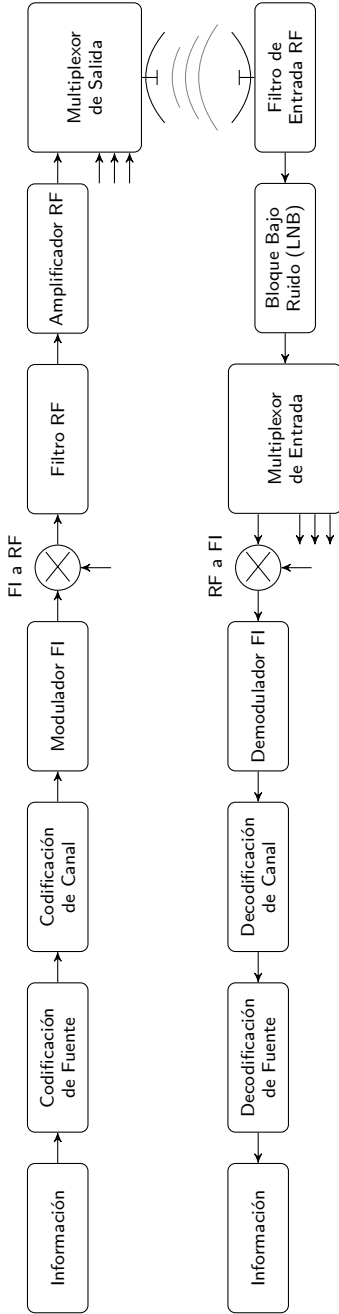


Figura 1.1. Diagrama de bloques simplificado de un sistema de telecomunicación multicanal vía radio.

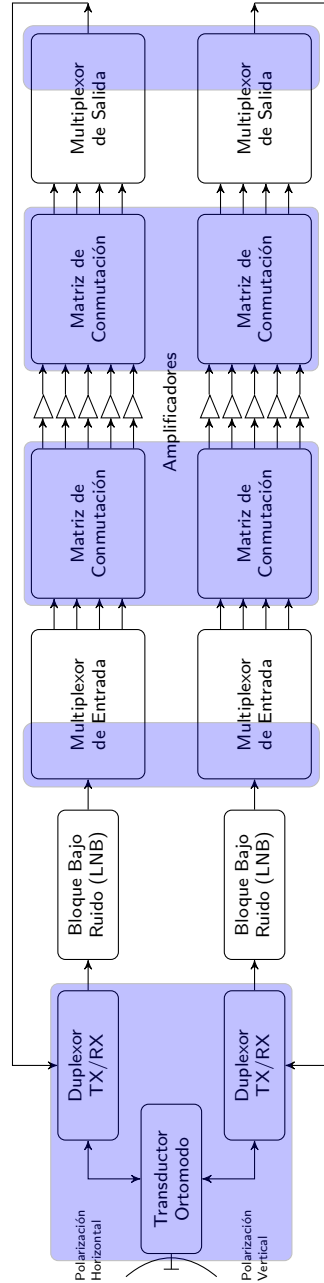


Figura 1.2. Ubicación de los dispositivos pasivos de microondas de gran ancho de banda (en sombreado) en la carga útil para servicio fijo (FSS) y de difusión (BSS) de un satélite comercial.

En los últimos años, y como consecuencia directa del importante avance experimentado en las técnicas de simulación electromagnética, se ha prestado una gran atención a la integración de dichos simuladores dentro de entornos de diseño asistido por ordenador (o entornos CAD, del inglés *Computer Aided Design*) [7], [8]. De este modo, los procedimientos tradicionales de diseño de estructuras pasivas de microondas, basados en el empleo de equivalentes circuitales y de recetas empíricas de limitada precisión [9], [10], están siendo sustituidos gradualmente por el uso de potentes herramientas de diseño automatizado. Estas herramientas son capaces de proporcionar de una forma cada vez más precisa y eficiente, y además con una menor intervención humana, las dimensiones físicas del dispositivo que permitan verificar de una forma óptima unas ciertas especificaciones eléctricas previamente establecidas [11], [12].

Con la presente tesis se pretende contribuir al avance en el campo del análisis y el diseño asistido por ordenador, mediante el desarrollo de técnicas y herramientas tanto para la simulación precisa como para el diseño optimizado de dispositivos pasivos de microondas en tecnología guiada. En concreto, el trabajo aquí presentado se centrará principalmente en el estudio de dispositivos cuya banda de frecuencias de trabajo sea amplia, bien porque tengan una amplia banda de paso o bien porque deban proporcionar una extensa banda eliminada libre de respuestas espúreas.

Los dispositivos objeto de esta investigación se sitúan principalmente en las etapas de microondas ubicadas tanto a la salida del extremo transmisor como a la entrada del extremo receptor de un sistema de comunicaciones. Los dispositivos pasivos de microondas allí ubicados deben trabajar con una señal que ocupa todo el ancho de banda asignado al sistema (y que luego será dividida, si es necesario, en las distintas subbandas o canales mediante otros dispositivos), y al mismo tiempo deben eliminar las señales situadas fuera de dicha banda para evitar posibles interferencias con sistemas que operan en otras bandas de frecuencia. La figura 1.2 muestra la ubicación de dichos dispositivos dentro de la carga útil de comunicaciones de un satélite comercial [13], [14]. En la parte central del esquema se observa la presencia de conmutadores, que también suelen ser dispositivos pasivos de gran ancho de banda, y que se utilizan para disponer de forma económica de una cierta redundancia en el número de amplificadores disponibles en el satélite de comunicaciones.

Como veremos en la revisión del estado del arte que se realizará en la sección 1.2, los investigadores han trabajado intensamente para mejorar los componentes pasivos de banda estrecha, debido a que suponen el mayor porcentaje de los dispositivos pasivos de microondas existentes en un sistema de comunicaciones (al menos es necesario uno por canal), y a que durante mucho tiempo han sido el factor limitante en las prestaciones de dicho sistema. De esta forma, se han propuesto una gran variedad de topologías y se han desarrollado poderosos métodos automatizados para su diseño. Sin embargo, no se ha invertido tanta energía en el caso de los dispositivos de banda ancha, ya que por un lado son más difíciles de caracterizar al tener que considerar la dispersión de sus elementos con la frecuencia (y que no se puede despreciar, como habitualmente se hace en los dispositivos de ancho de banda reducido), y por otro lado porque representan un porcentaje menor de la carga total de dispositivos de un sistema

y no eran el principal factor limitante. No obstante, en los sistemas de comunicaciones que operan bajo unas especificaciones exigentes, su efecto empieza a ser relevante (por ejemplo, en lo que respecta a la capacidad de manejo de potencia o a las pérdidas), y resulta necesario invertir un mayor esfuerzo en el diseño de estos componentes para poder mejorar las prestaciones de todo el sistema de comunicaciones.

Por tanto, en el presente trabajo se pretende ahondar en este tipo de dispositivos, abordando el desarrollo de técnicas para el análisis y el diseño eficiente de los dispositivos pasivos de microondas de gran ancho de banda en tecnología guiada. Aunque las técnicas de análisis y diseño que pretendemos realizar son bastante generales, para limitar la extensión del trabajo, se van a aplicar a ciertos tipos concretos de filtros pasivos de microondas frecuentemente empleados en las aplicaciones prácticas. No obstante, la filosofía y metodología aquí empleada se podría extender sin mucha dificultad a otros tipos de dispositivos pasivos de microondas de gran ancho de banda.

1.2. Estado del Arte

1.2.1. Técnicas de Análisis Electromagnético

Desde un punto de vista general, las distintas técnicas de análisis electromagnético de dispositivos pasivos de microondas se pueden clasificar en tres grandes grupos [15]: las técnicas modales, las técnicas de discretización y las técnicas híbridas.

Los métodos modales se caracterizan por expresar los campos en cada región del dispositivo como una superposición de los distintos modos o soluciones electromagnéticas no nulas que pueden existir en su interior, lo que permite obtener una representación equivalente de cada región en términos de unas matrices generalizadas de inmitancias o de parámetros de dispersión. Estas matrices modelan el intercambio de energía entre los distintos modos que hay en los accesos de dicha parte del dispositivo, y la caracterizan por completo. Para determinar el comportamiento de toda la estructura, se deben interconectar dichas matrices atendiendo a las condiciones de contorno existentes entre las distintas partes de la estructura. La solución del sistema de ecuaciones lineales resultante nos dará finalmente la respuesta del dispositivo [4], [16]. Las técnicas modales están acreditadas como las que proporcionan unos resultados más precisos y con unas menores exigencias computacionales, tanto en tiempo de simulación como en uso de memoria [17].

Por lo tanto, los métodos modales resultan ser los candidatos ideales para integrarlos dentro de entornos CAD de diseño asistido por ordenador. Sin embargo, estos métodos sólo son aplicables a aquellos dispositivos que se puedan descomponer en bloques caracterizables mediante una formulación modal, tales como tramos de guía [18], discontinuidades [4], [19]–[21] y cavidades [4], [22]–[24]. Además, y aun más importante, los métodos modales requieren del conocimiento previo de los modos

existentes en los distintos bloques, lo que limita su rango de aplicación directa a estructuras que se pueden descomponer en bloques con formas canónicas cuyos modos se puedan expresar analíticamente (como por ejemplo, guías rectangulares o cavidades cilíndricas).

En el otro extremo nos encontramos con las técnicas de discretización, que como su propio nombre indica, discretizan una magnitud electromagnética, normalmente alguno de los campos \mathbf{E} , \mathbf{H} o las densidades de corrientes \mathbf{J} , \mathbf{M} . A partir de esta discretización, y aplicando las ecuaciones de Maxwell y las condiciones de contorno del problema, se obtiene un sistema de ecuaciones que permite determinar el valor de la magnitud discretizada. Una vez determinada dicha magnitud en forma discreta, se puede finalmente deducir los campos y las corrientes existentes en toda la estructura. Estos métodos son muy generales, permitiendo analizar prácticamente cualquier topología gracias a la flexibilidad que proporciona la discretización. El proceso de discretización consiste precisamente en descomponer la estructura en distintos elementos básicos como poliedros o polígonos regulares (lo que se denomina realizar el mallado), los cuales se pueden ajustar con bastante precisión a la forma concreta que presente el dispositivo a analizar [6]. Esta clase de métodos, sin embargo, proporcionan unos resultados menos precisos que las técnicas modales por las aproximaciones realizadas durante el proceso de discretización, y además necesitan mayores requisitos computacionales para proporcionar resultados convergentes.

Las tres técnicas de discretización más utilizadas en la práctica para el análisis de dispositivos pasivos de microondas son el método de los elementos finitos, el de las diferencias finitas en el dominio del tiempo y el método de los momentos.

El método de los elementos finitos o FEM (del inglés *Finite Element Method*) busca resolver el problema equivalente que se obtiene tras transformar las ecuaciones de Maxwell a una formulación variacional en forma integral y realizar un mallado del volumen de la estructura. Utilizando como incógnitas las expresiones de los campos electromagnéticos en ciertos lugares concretos del mallado, y resolviendo el problema variacional equivalente, se puede estimar el valor de dichas incógnitas y construir una solución aproximada de los campos en toda la estructura [25], [26].

La técnica de las diferencias finitas en el dominio del tiempo (en inglés *Finite Differences in Time Domain* o FDTD), discretiza tanto las ecuaciones de Maxwell en el dominio del tiempo como la región donde se define el problema. Se obtiene como resultado un sistema de ecuaciones algebraicas del que se puede determinar el valor aproximado de los campos en los vértices del mallado para ciertos instantes de tiempo, por lo general equiespaciados [27]. Como sucede en todas las técnicas de discretización, cuanto más denso o fino sea el mallado, mayor será la precisión de los resultados pero más tiempo y más memoria serán necesarios para poder obtenerlos.

El método de los momentos (MoM, siglas del término inglés *Method of Moments*) es probablemente la técnica de discretización más utilizada en la práctica, y se basa en discretizar las corrientes eléctricas y magnéticas en el contorno de la estructura. Mediante la utilización de funciones de Green, este método determina el efecto (en

términos de campo electromagnético) que origina una corriente presente en un elemento concreto del mallado sobre todos y cada uno de los elementos en los que se ha discretizado el contorno. Una vez se conoce el efecto que produce la excitación de cada elemento, se fuerzan las condiciones que deben cumplir los campos en el contorno de la estructura, dando lugar a un sistema de ecuaciones de cuya solución se deduce el valor de las corrientes incógnita. A partir de dichas corrientes es posible reconstruir el campo en el interior de la estructura mediante una expresión integral que nuevamente involucra a las funciones de Green [28].

Existen además otras técnicas de discretización, como el método de las diferencias finitas en el dominio de la frecuencia (FDFD) [29] o el de la matriz de transmisión o TLM (de *Transmission Line Matrix*) [30], pero que no tienen tanta implantación en la práctica como las técnicas anteriores debido a sus peores prestaciones y mayores limitaciones.

Cada técnica de discretización es adecuada para resolver un cierto tipo de problema concreto. Así por ejemplo, el método de los momentos es el más interesante para resolver problemas con paredes eléctricas o magnéticas de bajas pérdidas y con dieléctrico homogéneo. Este hecho se debe a que la discretización se aplica sólo al contorno de la estructura (y no a todo el volumen del problema), lo que reduce enormemente el número de incógnitas a determinar. Además, el método de los momentos permite construir las funciones de Green de forma que cumplan automáticamente las condiciones de contorno en ciertas zonas de la estructura (y que, por tanto, no haya que definir corrientes incógnitas en dichas zonas del contorno). Por lo tanto, el método de los momentos resulta ser el más preciso y eficiente para resolver este problema, ya que hace uso de menores recursos computacionales. Sin embargo cuando se quiere abordar problemas con dieléctrico no homogéneo y/o pérdidas elevadas, el método de los elementos finitos y de las diferencias finitas demuestran ser más adecuados. En concreto, para determinar transitorios o para hacer simulaciones en frecuencia en grandes anchos de banda, la técnica FDTD se muestra superior al poder obtener todos los resultados con una única simulación no excesivamente larga en el dominio del tiempo. Por otro lado, para obtener la respuesta en frecuencia de dispositivos de ancho de banda reducido, la técnica FEM suele ser más eficiente computacionalmente hablando. El análisis vía FDTD en estos casos requiere simulaciones muy largas en el tiempo, para así poder conseguir resultados precisos en un ancho de banda reducido tras aplicar una transformada de Fourier discreta [6], [17].

En cualquier caso, aunque los métodos de discretización permiten abordar el análisis de cualquier estructura, no son los más adecuados para integrarlos dentro de los bucles de optimización que implementan las herramientas CAD de diseño de dispositivos de microondas. La razón principal son los enormes requisitos computacionales (tanto en tiempo como en uso de memoria) que son necesarios para poder analizar con una precisión aceptable estructuras de una cierta complejidad y tamaño.

Como hemos visto, no existe una técnica de simulación de las descritas que sea superior al resto en todos los aspectos (precisión, recursos y flexibilidad), sino que

cada una presenta sus propias ventajas e inconvenientes. Para intentar paliar las limitaciones de cada método de análisis han aparecido las técnicas híbridas, las cuales se construyen combinando dos o más métodos distintos. Una técnica híbrida muy popular para el análisis de sistemas radiantes es la MoM/FEM, que permite abordar todos los problemas que tradicionalmente se resuelven con el método de los momentos, y que además es capaz de manejar dieléctricos inhomogéneos mediante el método de los elementos finitos. Así por ejemplo, con esta técnica se puede simular el efecto del campo próximo de una antena de telefonía móvil sobre el ser humano [31].

Centrándonos en el tema que se pretende tratar en la presente tesis, que es el análisis y el diseño eficiente de dispositivos pasivos de microondas de gran ancho de banda, lo más interesante sería disponer de un método con la rapidez y la precisión propias de los métodos modales, pero a su vez dotado de una mayor flexibilidad que le permita abordar un mayor rango posible de estructuras. Para lograr estos objetivos se requiere desarrollar una herramienta de análisis híbrida, que combine los métodos modales con alguna técnica de discretización que proporcione la flexibilidad deseada. Este tipo de herramientas, por su precisión y uso eficiente de recursos, son las más idóneas para ser integradas dentro de entornos CAD de diseño asistido por ordenador.

Existen potentes herramientas de simulación electromagnética basadas en técnicas híbridas que permiten realizar el análisis de dispositivos pasivos de microondas [5],[15]. Estas técnicas descomponen, en general, la estructura en distintos bloques que se representan en términos de matrices multimodales equivalentes. Los bloques que sean suficientemente simples se caracterizan mediante una formulación modal, mientras que los bloques más complejos son analizados mediante una técnica de discretización adecuada capaz de proporcionar una matriz multimodal equivalente. Aunque estas técnicas suelen ser bastante más eficientes que las de discretización puras, siguen requiriendo unos elevados recursos computacionales para poder caracterizar los bloques de mayor complejidad, sobre todo si tenemos en cuenta que esta caracterización debe ser multimodal (y no sólo a nivel del modo fundamental). Aunque estos simuladores se pueden integrar en entornos CAD, en general siguen siendo aún demasiado costosos como para abordar el diseño de la mayor parte de los dispositivos de microondas de forma directa.

Si se observa con atención la topología de los filtros de microondas de gran ancho de banda utilizados en las aplicaciones prácticas [32], podemos concluir que la inmensa mayoría de estas estructuras presentan dieléctrico homogéneo, están limitados por paredes conductoras de muy bajas pérdidas, y se pueden descomponer como la conexión en cascada de tramos de guía uniforme y discontinuidades planares¹. Por tanto, es posible descomponer este tipo de estructuras en términos de matrices multimodales equivalentes mediante una formulación modal [4].

Estas formulaciones requieren conocer los modos de las distintas guías en los que se descompone la estructura y las integrales de acoplamiento entre los modos de

¹Para el caso de otros dispositivos pasivos que no sean filtros, como por ejemplo transductores ortomodos o multiplexores, suelen aparecer también cavidades.

guías adyacentes. Dicha información modal se puede obtener de forma analítica en guías con geometría canónica (guías rectangulares y circulares). Sin embargo en las estructuras que pretendemos estudiar aparecen guías con sección transversales no canónicas, y cuyo espectro modal no se puede expresar de forma analítica. Para poder realizar el análisis de las estructuras que incluyan este tipo de guías se va a requerir la hibridación de las técnicas modales con un método de discretización que nos permita obtener la información modal requerida. Aunque esta herramienta de análisis sea híbrida, mantiene en todo momento la formulación modal, y por tanto sus buenas propiedades en lo que respecta a precisión y eficiencia (la única diferencia reside en la obtención numérica de los modos de las guías con sección transversal arbitraria).

Debido a su gran interés práctico, el cálculo de los modos de guías con secciones no canónicas y dieléctrico homogéneo es un problema clásico ya estudiado en profundidad, por lo que existe una gran variedad de métodos distintos. En primer lugar citaremos la técnica de la resonancia transversal generalizada [3], que da lugar a un problema no lineal y homogéneo de autovalores. Los modos se deducirán a partir de las soluciones no triviales de este problema, las cuales se obtienen normalmente mediante la búsqueda de los ceros del determinante matricial asociado. Sin embargo, este método está cayendo en desuso debido a la dificultad de encontrar un número elevado de ceros, que se deben buscar uno a uno de forma numérica. El método es poco eficiente si se desea obtener una buena precisión, y además resulta bastante fácil saltarse algún cero o no detectar correctamente su multiplicidad (en ambos casos no se obtendría correctamente el espectro modal de la guía, y el método de análisis fallaría).

El terreno que está actualmente perdiendo la técnica de la resonancia transversal generalizada está siendo tomado por el método de los elementos finitos o FEM, que cada vez se emplea con mayor frecuencia para determinar el espectro modal de guías con sección transversal arbitraria [33]. La formulación de este método es relativamente simple [25], permite trabajar con guías de sección arbitraria, y da lugar a un sistema generalizado de autovalores cuya solución se puede obtener de forma precisa mediante algoritmos matriciales lineales, y sin riesgos de perder ningún modo. El mayor problema de esta técnica radica en su eficiencia, ya que se debe mallas toda la superficie de la guía. Este hecho hace que el número de incógnitas a determinar sea elevado (especialmente si queremos una información modal precisa para un número de modos elevado), y se requiera de un cierto tiempo para resolver el problema de autovalores aun aprovechando el hecho de que las matrices obtenidas sean *sparse* (es decir, tienen pocos elementos no nulos).

No obstante, y en virtud de la explicación realizada sobre las técnicas de discretización, el método de los momentos (MoM) debería ser a priori el más adecuado para obtener los modos de guías arbitrarias. De hecho, el problema se adapta perfectamente a este método: el dieléctrico es homogéneo y se tienen paredes conductoras que podemos considerar perfectas. El método de los momentos requiere un número reducido de incógnitas (sólo las corrientes en las paredes de la guía), y en principio podría ser más eficiente que el método de los elementos finitos. Sin embargo, la formulación

clásica del método de los momentos da lugar a sistemas de ecuaciones homogéneos de pequeño tamaño, pero no lineales, apareciendo por tanto los mismos problemas que presenta la técnica de la resonancia transversal generalizada y que no hacen práctica su utilización [34].

Afortunadamente, investigadores de la Università di Pavia desarrollaron en los años 80 y 90 una técnica basada en el método de los momentos que permite obtener los modos de guías arbitrarias mediante la solución de un problema lineal de autovalores generalizado, y que se conoce como el método BI-RME (del inglés *Boundary Integral – Resonant Mode Expansion*) [4], [35]. Esta técnica parte de una guía de referencia canónica (es decir, una guía rectangular o circular), a la que se le incluyen perturbaciones metálicas hasta obtener la guía de sección transversal arbitraria de la que se quiere obtener su espectro modal. A partir de una representación adecuada y rápidamente convergente de la función de Green de la guía de referencia, y aplicando el método de los momentos para expandir las corrientes en las perturbaciones metálicas introducidas, se obtiene un problema de autovalores de tamaño moderado (donde a las corrientes, también se le añaden como incógnitas los coeficientes de la expansión en modos resonantes (RME) que se obtiene al manipular la función de Green), pero lineal, y por tanto resoluble de forma precisa y eficiente mediante las técnicas estándar del álgebra matricial.

La versión original del método BI-RME representa las perturbaciones metálicas del contorno básico (rectangular o circular) mediante una segmentación compuesta exclusivamente por tramos rectos [36]. Recientemente se ha ampliado dicho método para el estudio riguroso de guías rectangulares con esquinas redondeadas empleando segmentos con forma circular [37]. Sin embargo, la caracterización modal de guías con una sección transversal que se pueda representar mediante cualquier combinación de segmentos rectos, circulares e incluso elípticos, y que estén ubicadas de forma arbitraria en el interior del contorno básico empleado, no ha sido tratada todavía.

Además, en el caso de estructuras pasivas de microondas que incorporen guías con dieléctrico homogéneo con dos o más conductores, es necesario también determinar sus modos TEM. Debido a que ciertos dispositivos de interés incorporan este tipo de guías, se han desarrollado métodos que permite la caracterización de estas líneas en casos particulares (como por ejemplo [38], [39]). Sin embargo, no se ha resuelto el caso general donde las guías puedan incluir múltiples conductores de forma arbitraria, y que admita varias soluciones o modos TEM. Con esta extensión se podrían analizar también acopladores direccionales en línea rectangular-coaxial (RCL) utilizados para implementar redes conformadoras de haz [40], [41], la excitación coaxial de filtros ([5]; Fig. 12), o incluso permitiría poder obtener un buen punto inicial para el diseño de filtros *interdigital* y *comblíne* de gran ancho de banda [9].

Una vez realizadas todas estas ampliaciones, tanto del método BI-RME como de la caracterización de líneas multiconductor, se podrá obtener de forma precisa y eficiente la información modal de cualquier guía con dieléctrico homogéneo que tenga interés práctico. Integrando estas técnicas con los métodos modales, podemos obtener una

herramienta de simulación muy potente que permita caracterizar una amplia gama de dispositivos pasivos de gran ancho de banda², y en particular, casi todos los filtros que se utilizan en las aplicaciones prácticas. Además, esta herramienta de simulación sería muy precisa y requeriría unos requisitos computacionales moderados (gracias a las excelentes propiedades de las técnicas de discretización utilizadas, las cuales además se adaptan perfectamente a una formulación modal), siendo por tanto idónea para su integración en entornos CAD de grandes prestaciones.

1.2.2. Técnicas de Diseño

Una de las contribuciones más importantes en el ámbito del diseño de los dispositivos pasivos de microondas fue presentada por Seymour Cohn a finales de la década de los 50 en [42]. El procedimiento propuesto en este trabajo es la base principal de la famosa obra [9]³, publicada por primera vez en 1964, y que en su mayor parte describe la aplicación de la metodología de Cohn para el diseño de un amplio rango de estructuras.

Desde la década de los 60, se han producido avances muy significativos en este campo. Un claro ejemplo es el uso de cerros de transmisión para obtener respuestas con retardo de grupo constante en la banda de paso [43], [44], o para mejorar la selectividad en la banda eliminada [45] y reducir así el orden necesario para cumplir las especificaciones. La posibilidad de diseñar componentes con respuestas asimétricas [46], [47] también ha sido un importante avance, que ha permitido optimizar los componentes para poder cumplir especificaciones de un marcado carácter asimétrico, habituales en bastantes aplicaciones prácticas. Sin embargo, y a pesar de todos estos avances recopilados en el reciente y excelente libro [1], el procedimiento de diseño de los filtros de microondas (y, en general, de cualquier componente pasivo de microondas) se sigue basando en la metodología presentada en el trabajo de Cohn [42], como se puede ver por ejemplo en la reciente revisión de técnicas de diseño realizada en [48]. Este procedimiento se puede descomponer en los siguientes tres pasos:

- Paso P1. Síntesis de un prototipo circuital de la estructura. Por un lado, dicho prototipo debe ser lo más similar posible a la estructura real que se pretende diseñar, pero por otro lado, debe ser suficientemente simple como para poder ser sintetizado de forma analítica (es decir, poder obtener de forma analítica el valor de los elementos del prototipo que le proporcionen una cierta respuesta ideal que verifique las especificaciones de diseño).
- Paso P2. Síntesis dimensional de la estructura. Este paso consiste en establecer una equivalencia entre los elementos del prototipo sintetizado en el paso P1 y las

²Si se deseara aumentar la gama de dispositivos a analizar, se deberían añadir también un módulo para la caracterización de cavidades.

³Este libro de más de 1000 páginas, conocido por el nombre de la 'biblia negra' por la portada de color negra de su primera edición, sigue siendo ampliamente utilizado en el mundo de las microondas.

distintas partes de la estructura, que permita extraer unas dimensiones iniciales del dispositivo.

- Paso P3. Partiendo de las dimensiones obtenidas en el paso P2, realizar una optimización de la estructura dirigida a obtener una respuesta que cumpla de la mejor forma posible las especificaciones de diseño.

Ante la ausencia de métodos de simulación electromagnética, el paso P3 se realizaba antiguamente mediante un costoso proceso de prueba y error con tornillos de sintonía, y que podía requerir la fabricación de varias estructuras hasta obtener el dispositivo final. En las últimas dos décadas, este paso final se está realizando en entornos CAD de diseño asistido por ordenador, de una forma cada vez más rápida, económica y eficaz. La incorporación y el uso de tornillos de sintonía ha quedado por tanto relegado a dispositivos especialmente sensibles, con el objeto de poder compensar las degradaciones originadas por las tolerancias de fabricación.

En la actualidad, de hecho, el desarrollo de herramientas de diseño de componentes asistidas por ordenador que realicen sólo el paso P3 o incluso todo el procedimiento de diseño, constituye uno de los campos de investigación más activos en el ámbito de las microondas [7], [8], [49], [50]. Estas herramientas intentan aprovechar la gran precisión de las técnicas de simulación electromagnética actuales para conseguir las dimensiones de una estructura final lista para ser fabricada, y que verifique de la mejor forma posible las especificaciones de diseño.

El éxito de la metodología de diseño en tres pasos recién descrita se basa en las similitudes existentes entre el prototipo y la estructura. Cuando el prototipo se comporta como la estructura real, es posible extraer una excelente estructura inicial en el paso P2. A partir de estas dimensiones iniciales, las técnicas de optimización actuales son capaces de obtener un dispositivo final que cumpla de una forma prácticamente óptima las especificaciones de diseño. Sin embargo, cuando las diferencias entre la estructura y el prototipo son mayores, la calidad de las dimensiones iniciales empeora. Este hecho repercute en una optimización final más pesada y costosa, y que puede dar como resultado un dispositivo final con unas prestaciones no demasiado satisfactorias. Obsérvese que la optimización final, al ser el último paso del proceso de diseño, tiene que resolver todas las deficiencias acumuladas en los pasos anteriores.

Al considerarse que el ámbito de los prototipos circuitales y la teoría de redes asociada ha alcanzado su madurez, el foco principal está ahora puesto en la mejora de las técnicas de optimización. Por lo tanto, en los últimos años han aparecido una gran variedad de nuevas técnicas y procedimientos, que van desde los algoritmos genéticos [51], las redes neuronales [52], [53] y la lógica difusa [54], hasta la optimización mediante el método de la red adjunta [55]–[57], o la celebrada técnica del mapeado espacial [58] y sus distintas variantes [59]–[61]. La mayoría de estos avances van dirigidos a reducir el número de simulaciones electromagnéticas requeridas en la fase de optimización, que es la parte más costosa del proceso, y disminuir así el tiempo requerido para completar el proceso de diseño del dispositivo.

Todos estos avances han permitido el desarrollo de potentes métodos para el diseño de estructuras de ancho de banda reducido. En este caso el comportamiento de la estructura se puede reflejar fielmente mediante un prototipo de elementos concentrados, cuya respuesta se puede expresar en términos de una única variable asociada a la frecuencia. Además, el proceso de optimización en el paso P3 se puede basar en la síntesis del prototipo que recupere la misma respuesta de la estructura inicial extraída tras el paso P2. Comparando este prototipo con el prototipo ideal obtenido en el paso P1, se pueden ajustar las dimensiones de la estructura hasta recuperar la respuesta ideal. Este procedimiento es capaz de funcionar correctamente incluso tras una síntesis dimensional (paso P2) no demasiado buena, ya que al final se dispone de un prototipo que se puede ajustar para obtener la misma respuesta de la estructura real, lo que permite evaluar el error cometido y corregirlo [62]–[65]. Otra alternativa posible a seguir en el paso P3 es forzar a que los ceros de reflexión y transmisión de la respuesta de la estructura se ubiquen en la misma posición que los del prototipo que proporciona la respuesta ideal [66]. Se puede concluir, por tanto, que existe una amplia gama de excelentes técnicas para el diseño de filtros de banda estrecha.

Sin embargo, las técnicas de diseño actuales no funcionan tan bien en estructuras que, aunque topológicamente sean más simples (por ejemplo, no tengan acoplamientos cruzados), presenten un mayor ancho de banda de funcionamiento o, de forma general, su respuesta no se pueda modelar mediante una función racional en una única variable relacionada con la frecuencia. El problema en estos casos parte de que un prototipo lo suficientemente simple como para poder ser sintetizado de forma analítica es incapaz de representar con precisión el comportamiento de la estructura. Como resultado, la estructura inicial obtenida tras el paso P2 suele ser bastante pobre, y en muchas ocasiones el procedimiento de diseño falla tras una optimización muy costosa. A diferencia de los métodos para filtros de banda estrecha, la técnica de optimización no puede basarse en explotar el prototipo ideal para evaluar el error cometido en la estructura y corregirlo, ya que éste es incapaz de modelar fielmente al dispositivo.

Con esta tesis se pretende intentar resolver los problemas que surgen al diseñar los componentes de banda ancha. En concreto, se buscará avanzar en los prototipos y las técnicas de diseño actuales para tres tipos de estructuras muy habituales en aplicaciones de anchos de banda moderados y grandes: los filtros inductivos, los filtros corrugados y los filtros de modo evanescente. Para cada tipo de dispositivo vamos a intentar profundizar en aspectos diferentes, pero siempre buscando en todo momento mejorar las técnicas de diseño actuales y conseguir extraer al mismo tiempo todo el potencial que pueda ofrecer cada topología.

1.2.2.1. Filtros Inductivos

Los filtros en plano H con obstáculos inductivos en guía rectangular son un claro ejemplo de estructuras simples y fáciles de fabricar, pero al mismo tiempo muy utilizadas en la práctica. De hecho, son una solución muy habitual para la implementa-

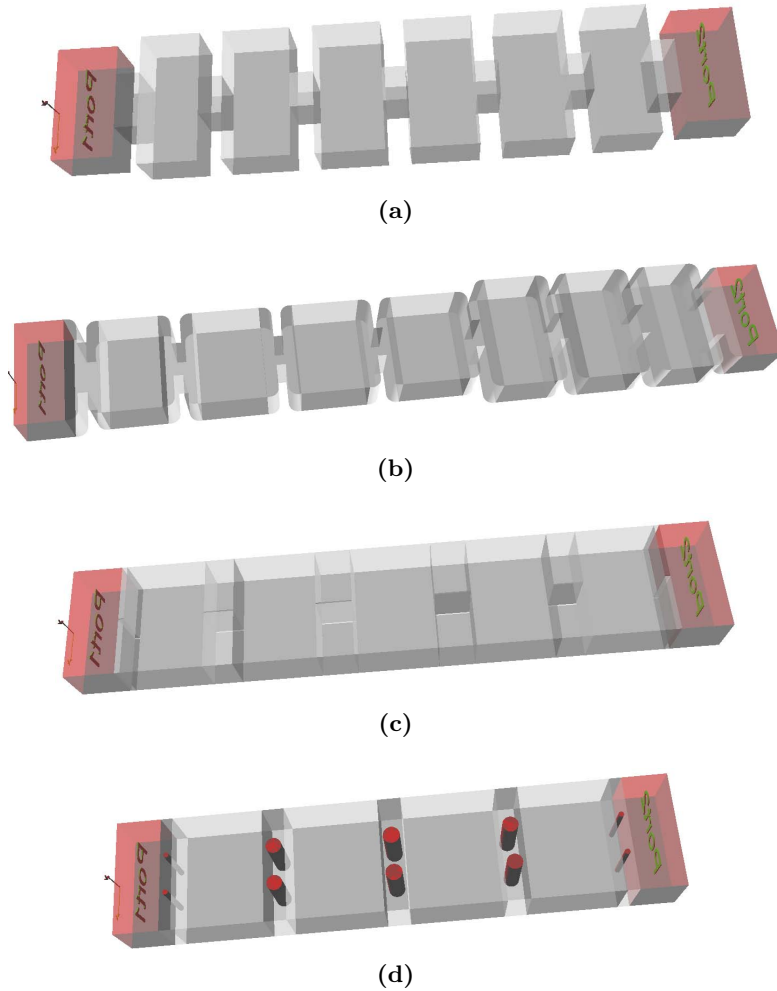


Figura 1.3. Distintas topologías de filtros inductivos en guía onda rectangular. Filtro con iris o ventanas de acoplo inductivas en (a), filtro inhomogéneo con iris inductivos y cuyas cavidades presentan esquinas redondeadas en (b), filtro en plano E con tiras metálicas en (c) y filtro con postes inductivos en (d).

ción de dispositivos con respuestas paso banda de cualquier ancho de banda a frecuencias de microondas [9]. Aprovechando el elevado factor de calidad de los resonadores en cavidad rectangular, esta topología permite obtener dispositivos con bajas pérdidas y elevada capacidad de manejo de potencia [32]. Su principal inconveniente es su mayor tamaño y volumen, aspecto también asociado al elevado factor de calidad de sus resonadores.

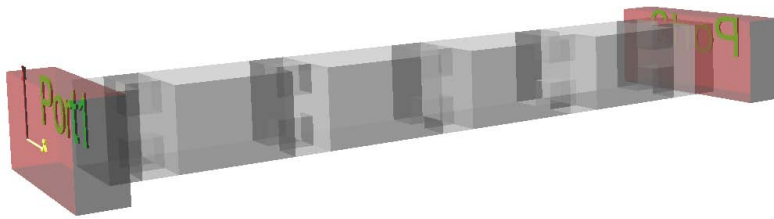
Existe una gran variedad de obstáculos inductivos para realizar el acoplo entre cavidades adyacentes y, por tanto, formas de implementar los filtros inductivos [32] (ver la figura 1.3). Los tipos de obstáculos más habituales son las ventanas o iris inductivos, que además suelen presentar esquinas redondeadas por efecto de las técnicas de fabricación utilizadas. Para reducir los costes de fabricación, se pueden reemplazar las ventanas de acoplo bien por tiras metálicas insertadas en la estructura mediante delgadas placas metálicas [67] (lo que se denomina en la literatura técnica como filtros *E-plane* o plano E), o bien por uno o varios postes conductores cilíndricos [68].

La banda eliminada de los filtros inductivos convencionales se extiende normalmente hasta unas 1,5 veces la frecuencia central de la banda de paso. Sin embargo es posible lograr unas mejores prestaciones si se emplean resonadores con distintas anchuras, tal y como se describe en [69]. Estos filtros inductivos con carácter claramente inhomogéneo se utilizan cada vez más en la práctica [70], ya que mediante una cuidadosa elección de dichas anchuras se puede llegar a ampliar su banda eliminada hasta más allá del segundo armónico [71].

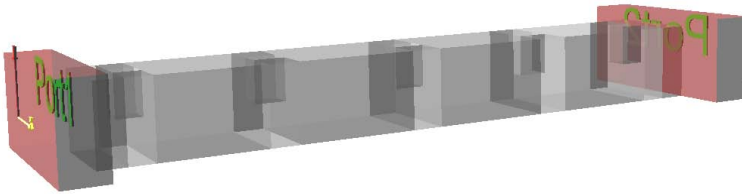
Las técnicas que se utilizan en la actualidad para el diseño de este tipo de estructuras se basan en los excelentes métodos [72], [73] desarrollados hace ya más de 40 años. Aunque su precisión se degrada conforme aumenta el ancho de la banda de paso, estas técnicas pueden obtener resultados decentes para filtros con anchos de banda inferiores al 10% y especificaciones no demasiado exigentes, gracias a que incorporan elementos adicionales dependientes de la frecuencia. Además, estos métodos tradicionales sólo se pueden aplicar a filtros inductivos homogéneos, es decir, en los que todos los resonadores presentan la misma anchura. Recientemente, se ha intentado ampliar su rango de aplicación a estructuras inhomogéneas [74], pero las grandes aproximaciones realizadas sólo permiten obtener buenos resultados en anchos de banda muy reducidos.

1.2.2.2. Filtros de Modo Evanescente

Los filtros de modo evanescente con inserciones metálicas en guía onda rectangular (ver la figura 1.4), al igual que sucede con los filtros inductivos, son capaces de proporcionar respuestas paso banda de prácticamente cualquier ancho de banda [75], [76]. Sin embargo, y a diferencia de los primeros, pueden realizar esta función en un espacio muy reducido. Este hecho hace que los puntos fuertes y débiles de los filtros de modo evanescente sean justo los contrarios de los filtros inductivos: presentan como ventajas un tamaño compacto y una amplia banda eliminada libre de espúreos, pero a costa de unas pérdidas de inserción moderadas y una limitada capacidad de manejo de potencia. Aunque los filtros de modo evanescente siguen mostrando las excelentes características de la tecnología guiada en lo que respecta a pérdidas de inserción y a manejo de potencia, sus prestaciones son claramente peores que las que se consiguen con otros dispositivos en guía de mayor tamaño [32]. No obstante, y gracias a que utilizan tramos de guía al corte, consiguen una selectividad muy buena cerca



(a)



(b)

Figura 1.4. Topologías convencionales de filtros de modo evanescente en guía onda rectangular. Configuración simétrica con penetraciones metálicas en las paredes superior e inferior en (a) y configuración asimétrica con penetraciones sólo en la pared superior en (b).

de la banda de paso y una gran atenuación en la banda eliminada. Esta selectividad se puede mejorar aún más si se utilizan las topologías recientemente propuestas en [77], [78] para introducir ceros de transmisión cerca de la banda de paso.

Los filtros de modo evanescente resultan ser idóneos para aplicaciones en las que se requiera una amplia banda eliminada que pueda llegar a cubrir incluso el tercer armónico, no se necesiten unas excelentes pérdidas de inserción, y los niveles de potencia que deba soportar el filtro sean moderados o bajos. Su reducido tamaño los hace especialmente interesantes cuando el volumen y el peso sean factores importantes, como sucede en el caso de las aplicaciones espaciales. Dentro de la carga útil de los satélites, las propiedades de los filtros de modo evanescente los convierten en una solución muy adecuada para implementar los filtros preselectores del multiplexor de entrada, así como los filtros de apoyo que mejoren la selectividad de la rama de recepción de los duplexores [13].

Existen distintos métodos de diseño de filtros de modo evanescente, basados tanto en prototipos de elementos concentrados [79], [80] como en prototipos distribuidos [76], [81]. No obstante, estos prototipos no terminan de representar fielmente a una estructura que combina elementos de un carácter más concentrado (las inserciones metálicas) con elementos distribuidos (los tramos de guía al corte).

Estas estructuras presentan a su vez una serie de grados de libertad que el diseñador debe elegir, y que afectan de forma importante a prestaciones claves como la

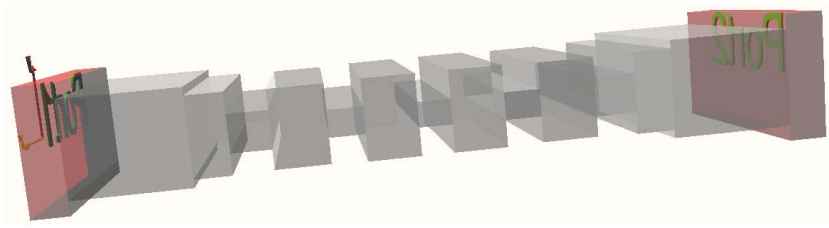
longitud, las pérdidas de inserción, el manejo de potencia, y la extensión de la banda eliminada. Sin embargo, no se ha realizado hasta la fecha ningún estudio donde se establezcan unos criterios claros que ayuden a fijar el valor de estos parámetros en función de la especificación que se quiera optimizar. Además, estos estudios podrían revelar nuevas topologías de filtros de modo evanescente que puedan mejorar alguna prestación concreta.

1.2.2.3. Filtros Corrugados

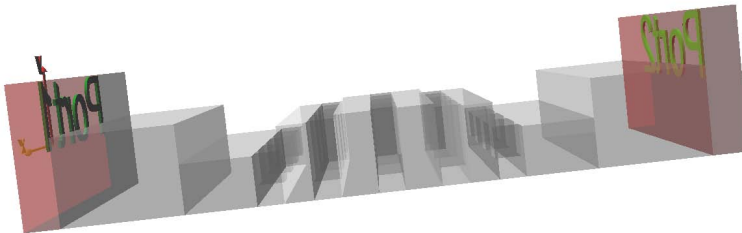
La forma más simple de implementar filtros de salto de impedancia en tecnología guiada es mediante la conexión en cascada de guías ondas rectangulares de distintas alturas. Estas estructuras con corrugaciones en altura proporcionan una respuesta paso bajo a partir de la frecuencia de corte del modo fundamental en la guía (lo que comúnmente se denomina como respuesta cuasi paso bajo). Los filtros corrugados presentan de forma natural unas pérdidas de inserción bajas, son capaces de obtener una excelente adaptación en un amplio ancho de banda, y al mismo tiempo proporcionan una extensa banda eliminada con una elevada atenuación. Su tamaño es además bastante reducido, si bien en ocasiones es necesario introducir transformadores a su entrada y salida para conectarlo con guías de acceso estándar. Por último, su capacidad de manejo de potencia está directamente relacionada con el hueco vertical o *gap* que dejan las corrugaciones. Sin embargo un *gap* grande suele empeorar de forma significativa la respuesta en la banda eliminada, lo que normalmente obliga a buscar una solución de compromiso entre la extensión de dicha banda eliminada y la cantidad de potencia que sea capaz de soportar el filtro [9], [32].

Si tenemos en cuenta las grandes ventajas que presentan estas topologías, no es de extrañar que son las que casi siempre se utilizan en la práctica para implementar filtros cuasi paso bajo en tecnología guiada. La función principal de estos filtros es eliminar los armónicos generados por amplificadores de RF en el extremo transmisor, y en ocasiones se les añaden filtros paso banda inductivos o de modo evanescente para mejorar la selectividad cerca de la banda de paso. Así por ejemplo, en la carga útil de los satélites de comunicación, este tipo de estructuras se utilizan tanto para filtrar los armónicos que se hayan colado por los filtros de canal del multiplexor de salida, y también como filtro que selecciona el conjunto de canales de transmisión en el duplexor del satélite [13], [14]. Estas estructuras también se podrían emplear para implementar respuestas de banda eliminada de una cierta anchura en frecuencia, tal y como se describe en [9], [82], si bien esta posibilidad no se ha explotado demasiado en aplicaciones de comunicaciones.

Existen dos configuraciones básicas para este tipo de topología. La primera de ellas, y probablemente la más habitual en la práctica, es la mostrada en la [figura 1.5\(a\)](#) con corrugaciones en la dirección de propagación [83]. Aunque esta configuración puede proporcionar una amplia banda eliminada para el modo fundamental de la estructura, el TE_{10} , presenta réplicas de la misma respuesta cuasi paso bajo para los



(a)



(b)

Figura 1.5. Topologías de filtros corrugados en guía onda rectangular incluyendo los transformadores de impedancia para su conexión con puertos de acceso estándar. Filtro simplemente corrugado simétrico en (a) y filtro doblemente corrugado asimétrico (con corrugaciones sólo en la pared superior) en (b).

distintos modos TE_{m0} ($m > 1$) cuando entran en propagación, lo que suele dar lugar a la aparición de espúreos en la banda eliminada. La solución típica a este problema consiste en añadir corrugaciones también en la dirección transversal, obteniendo un filtro doblemente corrugado o *waffle-iron*⁴ con corrugaciones en forma de dientes [84] (ver la figura 1.5(b)). Los filtros *waffle-iron*, al presentar una forma casi periódica bidimensional, consiguen una amplia banda eliminada para cualquier combinación de modos TE_{m0} que pueda haber a la entrada del filtro [85]. Su inconveniente principal es que reducen ligeramente el hueco vertical o *gap*, y por tanto la cantidad máxima de potencia que se puede introducir a la entrada del filtro.

Los primeros procedimientos de diseño de filtros simplemente corrugados [9], [83] y doblemente corrugados [9], [85], [86], estaban basados en el uso de parámetros imagen y daban lugar a estructuras completamente periódicas. En el caso de los filtros simplemente corrugados, se produjeron importantes mejoras en las décadas de los 60 y 70, que se reflejan en los procedimientos recogidos en el excelente trabajo [87] y que aún se siguen utilizando de forma masiva. El mayor problema de estas técnicas es que el prototipo empleado no compensa los efectos de segundo orden asociados a los saltos en altura de las corrugaciones. Recientemente se ha propuesto una técnica

⁴El nombre *waffle-iron* viene asociado a su similitud con un molde empleado para hacer gofres (en inglés, *waffle*).

que intenta evaluar y compensar este error [88] a la frecuencia de corte de la banda de paso. No obstante, aún queda bastante camino por recorrer hasta obtener un prototipo que represente fielmente a la estructura, y se desarrolle una técnica que permita sintetizarlo con precisión.

Por otro lado, los filtros doblemente corrugados han vuelto a despertar recientemente interés en la comunidad científica y en los profesionales de la industria [89], [90], gracias sobre todo a la aparición de potentes simuladores electromagnéticos capaces de analizar de forma precisa estos dispositivos en tiempos no prohibitivos. No obstante, sus técnicas de diseño están aún basadas en la obtención de unas modestas dimensiones iniciales mediante el uso de parámetros imagen, seguidas de una optimización del conjunto de la estructura. Esta optimización es, en muchas ocasiones, incapaz por sí misma de corregir los defectos acumulados hasta ese momento en el procedimiento de diseño, dando normalmente un filtro con una respuesta manifiestamente mejorable.

Un último aspecto importante de esta topología es la sensibilidad de la respuesta de la estructura a pequeñas variaciones en sus dimensiones físicas, especialmente cuando el hueco vertical o *gap* no es muy grande. Esta situación se produce normalmente cuando se intenta lograr una banda eliminada que cubra el tercer armónico. Por dicha razón, sería interesante investigar nuevos tipos de respuestas que den una mayor robustez frente a las tolerancias intrínsecas a todo proceso de fabricación [91], [92].

1.3. Objetivos

El objetivo general de la presente tesis consiste en el desarrollo de nuevas técnicas para el análisis y el diseño optimizado de filtros de microondas con una amplia banda de frecuencias de funcionamiento, bien porque presenten una ancha banda de paso o bien porque la banda eliminada a rechazar sea extensa. Aprovechando que se pretende avanzar en las técnicas de diseño de varios tipos de filtros, en cada clase de dispositivo se van a investigar una serie de aspectos que resultan de especial interés atendiendo a la revisión del estado del arte recién realizada. Aunque esta filosofía de trabajo puede dar una visión heterogénea al trabajo realizado, nos permite abordar varios puntos clave simultáneamente y sin dar lugar a una tesis de una extensión inabordable. Así mismo, muchas de las mejoras conseguidas en una clase de dispositivo se podrían aplicar o extender al resto de las topologías estudiadas sin demasiada dificultad.

Teniendo en cuenta estas premisas, el objetivo general de la presente tesis lo vamos a descomponer en una serie de objetivos más concretos:

1. Desarrollo de precisas herramientas de simulación modal que permitan analizar de forma eficiente estructuras en línea que incluyan guías de sección transversal arbitraria, prestando especial atención a:

- a) La caracterización modal mediante el método BI-RME de guías de sección transversal arbitraria formadas por cualquier conexión de tramos rectos, circulares y elípticos.
 - b) El análisis y representación de estructuras con múltiples conductores.
2. Utilizar dichas herramientas de simulación para crear nuevos procedimientos de diseño optimizado de distintos tipos de dispositivos en tecnología guiada. Las estructuras concretas que se van a investigar y las metas que se van a buscar en cada una de ellas son:

FILTROS INDUCTIVOS

- a) Obtener un procedimiento que permita abordar el diseño automatizado de filtros inductivos, independientemente de su ancho de banda, orden, pérdidas de retorno, homogeneidad y asimetría en la dirección de propagación.
- b) Abordar el diseño de los tipos de filtros inductivos más habituales en la práctica: iris inductivos, filtros plano E y con postes cilíndricos, pudiendo considerar las esquinas redondeadas que aparecen en su proceso de fabricación.
- c) Desarrollo de técnicas que permitan abordar el diseño automatizado de filtros inductivos con elementos de sintonía.

FILTROS DE MODO EVANESCENTE

- a) Implementar un procedimiento de diseño para esta clase de dispositivos.
- b) Utilizar el procedimiento de diseño desarrollado para establecer los criterios que se deben seguir para optimizar distintas prestaciones del filtro.
- c) Aprovechar el estudio anterior para proponer nuevas topologías de filtros de modo evanescente que permitan mejorar unas determinadas características de la estructura.

FILTROS CORRUGADOS

- a) Elaborar procedimientos de diseño automatizado para filtros simplemente corrugados.
- b) Estudiar algún procedimiento de diseño válido para filtros doblemente corrugados o *waffle-iron*.
- c) Investigar distintos tipos de respuesta con el objeto de mejorar la sensibilidad de la estructura con respecto a errores de fabricación.

3. Validar los nuevos métodos de análisis y diseño desarrollados mediante la comparación con resultados obtenidos en la literatura técnica y mediante simuladores comerciales, así como con la fabricación y posterior medida de distintos prototipos.

1.4. Metodología de Trabajo

Para conseguir los objetivos planteados en la sección anterior se ha seguido el plan de trabajo que describimos a continuación.

En primer lugar, y antes de cualquier otra actividad, se ha realizado una exhaustiva búsqueda bibliográfica con el objeto de conocer en profundidad el estado en el que se encuentran los temas concretos que serán tratados en la presente tesis. Así mismo, y en la medida de lo posible, se ha tenido contacto con empresas relevantes del sector que nos han trasladado su punto de vista y las principales problemáticas con las que se encuentran en la práctica. Todo este proceso de recopilación de información se ha seguido realizando de forma continua durante toda la tesis, para estar al tanto de las novedades y los últimos avances en los aspectos que se pretenden abordar en este trabajo.

La actividad desarrollada en esta tesis se puede descomponer en dos partes. La primera, realizada durante los primeros años, ha consistido en el desarrollo e implementación de simuladores electromagnéticos precisos basados en métodos modales para el análisis de estructuras en línea que incluyan guías de sección arbitraria. Para la caracterización espectral de dichas guías, se han realizado ampliaciones del conocido método BI-RME dirigidas a poder analizar guías cuyo contorno se pueda descomponer en segmentos de forma lineal, circular y elíptica, y que además puedan incluir cualquier número de conductores internos.

En la segunda parte, y aprovechando la precisión y eficiencia de las herramientas de análisis previamente desarrolladas, se ha procedido a abordar las técnicas de diseño de filtros inductivos, de modo evanescente y corrugados. Para ello, y en primer lugar, se han ideado una serie de prototipos que nos permitan modelar fielmente el comportamiento de las estructuras bajo estudio. A continuación se han elaborado procedimientos de síntesis de estos prototipos, así como técnicas para extraer unas dimensiones iniciales de la estructura a partir de los prototipos sintetizados. Por último, también ha sido necesario desarrollar técnicas de optimización, tanto para optimizar la estructura inicial obtenida como para, en algunos casos, completar la síntesis de ciertos prototipos circuitales.

Conforme han ido estando disponibles las herramientas de diseño asistidas por ordenador para cada tipo de estructura, se han podido realizar los distintos estudios encaminados a cubrir ciertos objetivos concretos descritos en la sección anterior; como por ejemplo establecer los criterios a seguir para optimizar alguna prestación concreta

de un filtro de modo evanescente, o buscar una respuesta adecuada para los filtros corrugados que permita mejorar su robustez frente a las tolerancias de fabricación.

Finalmente, las distintas herramientas desarrolladas se han validado con resultados publicados en la literatura, obtenidos mediante simuladores comerciales, y en la medida de lo posible con la medida de prototipos fabricados.

Es importante a su vez destacar que, a lo largo de este proceso, y una vez elaboradas las actividades a realizar en este trabajo de investigación, se han ido teniendo reuniones periódicas con el director de la tesis, el Dr. Vicente E. Boria, a las que en ocasiones también han asistido otras personas del Grupo de Aplicaciones de las Microondas (GAM) implicadas en los distintos desarrollos, para ir comprobando los avances, planificar las siguientes etapas, y buscar soluciones a los problemas que hayan ido surgiendo en este trabajo. Para cuestiones más cortas, concretas y puntuales, se ha preferido utilizar en la mayoría de los casos el correo electrónico.

1.5. Organización de la Memoria

Para mostrar al lector los aspectos más importantes del trabajo realizado, hemos decidido organizar la presente memoria en un total de seis capítulos:

1. Introducción.
2. Técnicas de Análisis.
3. Filtros Inductivos.
4. Filtros de Modo Evanescente.
5. Filtros Corrugados.
6. Conclusiones.

Cada uno de estos capítulos está, a su vez, dividido en secciones o subapartados cuyos encabezados identifican claramente el tema que va a ser cubierto. Para facilitar la comprensión de la narración se hace uso además de numerosas ilustraciones y tablas, que van acompañadas de sus respectivos pies y leyendas explicativas.

A continuación se describen brevemente los aspectos principales que serán abarcados en cada una de las seis partes en las que se divide esta memoria.

Capítulo 1: Introducción. En este primer capítulo se intenta situar al lector en la problemática concreta que quiere abordar el presente trabajo de investigación. Se describe, por tanto, el estado del arte del área en la que se circunscribe este trabajo, y se definen los objetivos que se pretenden lograr una vez completada la investigación.

Así mismo, se presenta la metodología que se ha seguido para realizar la presente tesis. Por último, se hace una breve descripción de los distintos capítulos en los que se ha estructurado esta memoria.

Capítulo 2: Técnicas de Análisis. El segundo capítulo describe la herramienta modal de simulación electromagnética desarrollada. En primer lugar, se describe cómo dividir la estructura en distintos bloques básicos y caracterizarlos mediante una representación multimodal equivalente en términos de parámetros de impedancia generalizados, y la forma de obtener la respuesta del conjunto de la estructura al interconectar los distintos bloques entre sí. Como estas representaciones multimodales requieren conocer el espectro modal de las distintas guías de la estructura, a continuación se describirá el procedimiento de cálculo de dichos modos en guías de sección transversal arbitraria con un contorno formado por la unión de tramos metálicos de forma lineal, circular y elíptica. Por último, se presentará un método para obtener los distintos modos TEM de guías multiconductoras y determinar las capacidades estáticas que caracterizan a un sistema formado por múltiples conductores.

Capítulo 3: Filtros Inductivos. Este capítulo es el primero dedicado a explicar las técnicas de diseño desarrolladas en esta investigación para diferentes topologías. Para abordar el diseño de filtros inductivos, se empezará por describir un prototipo generalizado y muy flexible que permite representar fielmente el comportamiento de la estructura. Tras esbozar una robusta técnica de optimización encaminada a obtener respuestas de rizado constante, se presenta un nuevo y prometedor procedimiento de síntesis conjunta del prototipo generalizado y la estructura, y que es capaz de proporcionar unas excelentes dimensiones iniciales del dispositivo. Aprovechando la precisión y eficiencia del método de diseño desarrollado, se ha realizado además un estudio para poder estimar a priori la degradación por las tolerancias de fabricación. Finalmente, se muestran los excelentes resultados de la técnica desarrollada para las topologías habituales de filtros inductivos, se investigan las ventajas que pueden proporcionar los filtros inhomogéneos, y se concluye con un ejemplo que revela la principal limitación de la técnica desarrollada.

Para completar el capítulo, se ha abordado también el diseño de filtros inductivos con tornillos de sintonía. Este caso lo hemos aprovechado para profundizar en las técnicas de optimización electromagnética, mediante el desarrollo de un procedimiento de diseño automatizado que combina un algoritmo de segmentación con la afamada técnica del mapeado espacial agresivo.

Capítulo 4: Filtros de Modo Evanescente. En el capítulo 4 se aborda el diseño de filtros de modo evanescente. En primer lugar se muestran los resultados de un análisis paramétrico para evaluar el efecto de los parámetros libres de la estructura en sus prestaciones, y así poder establecer una serie de estrategias de diseño en función de la prestación que se quiera favorecer. A continuación se describe un procedimiento

de diseño basado en una técnica de síntesis aproximada y un ajuste final mediante segmentación, y que junto a las estrategias de diseño ya comentadas, permiten obtener una estructura que verifique de forma óptima las especificaciones planteadas. Para validar estas estrategias, se han diseñado varios tipos de filtros sujetos a distintos juegos de especificaciones, y se han fabricado un par de prototipos de filtros de modo evanescente. Se han comparado así mismo las prestaciones de las topologías clásicas simétrica y asimétrica. El estudio realizado nos ha permitido plantear una nueva topología que puede resolver algunas de las limitaciones de las configuraciones clásicas.

Al terminar el capítulo, un diseñador dispondrá de suficientes herramientas para poder elegir la topología más adecuada y la estrategia para diseñarla en función de las especificaciones que se deseen satisfacer.

Capítulo 5: Filtros Corrugados. Este capítulo aborda el estudio de los filtros simplemente y doblemente corrugados. Empezaremos por revisar el prototipo distribuido clásico de media onda empleado para la síntesis de filtros simplemente corrugados, y estudiar en detalle las ventajas e inconvenientes de los distintos tipos de respuestas propuestos en la literatura. A continuación nos centraremos en los filtros simplemente corrugados, para los que se presentará un nuevo prototipo que permite modelar más fielmente el comportamiento de la estructura, así como un procedimiento de síntesis basado en ese prototipo capaz de proporcionar unas muy buenas dimensiones iniciales de la estructura. Por último abordaremos el diseño de un filtro doblemente corrugado, al que se dotará de una respuesta novedosa que permite mejorar su robustez frente a tolerancias de fabricación. Para realizar el diseño se hace uso de una nueva estrategia de diseño asistida por ordenador, que proporciona mejores resultados que las técnicas tradicionales de diseño basadas en el uso de parámetros imagen. El filtro diseñado ha sido fabricado y medido para validar el procedimiento de diseño y la robustez del nuevo tipo de respuesta.

Capítulo 6: Conclusiones. En este último capítulo se resumen los principales logros conseguidos con este trabajo de investigación, indicando el grado de consecución de los objetivos inicialmente planteados, y describiendo las aportaciones más novedosas y destacables. En este capítulo se enumeran a su vez las distintas líneas de investigación futura que se abren a partir de esta tesis, alguna de las cuales ya está en fase de desarrollo.

Esta memoria incorpora por último el **Anexo A: Principales Aportaciones**, que incluye una lista ordenada de las publicaciones fruto de la investigación llevada a cabo por el doctorando a lo largo de esta tesis, y que también describe las acciones de transferencia de tecnología realizadas hacia la industria.

Capítulo 2

Técnicas de Análisis

El trabajo resumido en este capítulo tiene como objetivo principal el desarrollo de un simulador electromagnético que permita determinar de forma precisa y eficiente la respuesta de los dispositivos que se estudiarán en la presente tesis. Estos dispositivos están formados por tramos de guía con secciones transversales tanto canónicas como arbitrarias, y por las discontinuidades planares que se producen entre estas guías.

Para describir dicho simulador, se explicará en primer lugar la técnica de ecuación integral que permite realizar la caracterización multimodal equivalente de discontinuidades planares. Acto seguido se describirá una técnica que, al combinar las matrices multimodales equivalentes de las distintas partes de la estructura, nos permite determinar de manera eficiente y precisa la respuesta eléctrica de una amplia gama de dispositivos de microondas.

A continuación se describirá de forma resumida la reputada técnica BI-RME (del inglés, *Boundary Integral-Resonant Mode Expansion*), una técnica sumamente eficiente que obtiene de forma numérica el espectro modal de guías de sección transversal arbitraria. Esta información modal es necesaria para poder analizar varios de los dispositivos bajo investigación en la presente tesis que presentan guías con secciones transversales no canónicas. El trabajo realizado en esta tesis ha contribuido a ampliar las capacidades de la poderosa técnica BI-RME, al permitir el análisis riguroso de guías cuyas sección transversal está formada por una combinación arbitraria de tramos rectos, circulares y elípticos.

Para terminar, se describirá un nuevo procedimiento para caracterizar los sistemas formados por múltiples conductores, así como para obtener los modos TEM de la guía que éstos definen. Este procedimiento, que aprovecha algunos de los cálculos previos realizados por la técnica BI-RME, permite a su vez obtener las capacidades existentes entre los distintos conductores del sistema. Estas capacidades pueden ser bastante útiles, por ejemplo, para el diseño de filtros interdigitales y *comblines* de anchos de banda moderados o grandes.

2.1. Introducción

En la extensa revisión del estado del arte sobre técnicas de análisis electromagnético realizada en el apartado 1.2.1, se han ido seleccionando los ingredientes que deberían formar parte de una herramienta de simulación concebida para obtener de forma precisa, y empleando los menores recursos computacionales posibles, la respuesta eléctrica de los dispositivos objeto de investigación en esta tesis.

Dicha técnica estaría basada en una herramienta de simulación modal que descompusiera el dispositivo en distintos bloques caracterizados mediante una representación multimodal equivalente. Al unir dichas matrices de acuerdo a las condiciones de contorno existentes entre los distintos bloques, se podría deducir la respuesta del conjunto del dispositivo. Si observamos los dispositivos mostrados a lo largo del apartado 1.2.2, podemos concluir que están formados en su mayoría por la conexión en cascada de tramos uniformes de guía de onda. Por tanto, sólo es necesario saber caracterizar dos tipos de bloques básicos: tramos de guía uniforme y discontinuidades planares entre guías. La única excepción la producen los filtros inductivos con esquinas redondeadas, que necesitarían un bloque adicional para caracterizar ventanas de acoplo con esquinas redondeadas y que será detallado en el subapartado 3.2.5.3.

En los dos siguientes apartados de este capítulo se describirán por un lado la técnica de ecuación integral para la caracterización de discontinuidades planares, y por otro como integrar esta caracterización con la de los tramos de guía para obtener una representación matricial equivalente de toda la estructura, a partir de la cual se puede deducir fácilmente la respuesta del dispositivo. Para ilustrar la precisión y velocidad de convergencia de las técnicas de simulación modal resultantes, se han analizado a continuación un par de estructuras a modo de ejemplo.

Las caracterizaciones modales de los tramos de guía y de las discontinuidades requerirán del conocimiento del espectro modal de las guías de la estructura. Cuando las guías tienen formas canónicas (por ejemplo, guía rectangular o circular), esta información modal se puede obtener de forma analítica. Sin embargo, entre las estructuras bajo estudio nos encontramos varios tipos de guías en las que sus modos no se pueden expresar de una forma analítica sencilla. Los modos de estas guías los obtendremos de forma numérica mediante la técnica BI-RME, cuyas capacidades han sido ampliadas con el trabajo realizado en esta tesis. En concreto, la versión aquí desarrollada es capaz de obtener los modos de cualquier guía con contorno formado por la combinación arbitraria de tramos rectos, circulares y elípticos.

En el último apartado de este capítulo nos centraremos en la caracterización de guías con múltiples conductores. Aunque este apartado no es necesario para llevar a cabo el diseño de los dispositivos bajo investigación en esta tesis, ni la técnica desarrollada se puede considerar estrictamente como parte del método BI-RME, sí que está bastante relacionada con ésta última por dos razones:

- Proporciona un conjunto de modos TEM que completa el espectro modal para

guías arbitrarias con más de un conductor obtenido por BI-RME.

- Aprovecha alguna de las matrices intermedias obtenidas por BI-RME durante el cálculo de los modos TM.

Además, la caracterización de estos sistemas multiconductores mediante el cálculo de las capacidades estáticas entre sus distintos conductores es de gran interés práctico, tanto para obtener su matriz de impedancias características como para determinar un punto inicial en el diseño de distintas estructuras basadas en estos sistemas. Un ejemplo sería el diseño de filtro interdigitales y *comblines* de anchos de banda moderados o grandes, donde dicha caracterización permitiría mejorar la precisión de las técnicas tradicionalmente utilizadas con este fin [93].

2.2. Técnica de Ecuación Integral

La técnica que vamos a describir en este apartado permite obtener una representación multimodal equivalente de una discontinuidad planar entre dos guías uniformes en términos de una matriz de impedancias generalizada. Esta técnica, propuesta inicialmente para problemas inductivos [94] y capacitivos [95], y luego ampliada al caso bidimensional [96], se basa en la formulación y posterior resolución de una ecuación integral que incluye como incógnita a la corriente magnética equivalente presente en el plano de la discontinuidad.

Esta técnica es en realidad una extensión al caso multimodal de los procedimientos clásicos desarrollados entre los años 1940 y 1950 para la caracterización de obstáculos en tecnología guiada, recopilados en el famoso libro [10] junto a los principales equivalentes circuitales obtenidos. Pese a que en [10] se realizan aproximaciones para obtener expresiones analíticas sencillas y evaluables con la tecnología de la época, su grado de precisión en el ámbito monomodo es relativamente elevado, tal y como demuestra el hecho de que aún se siguen empleando con bastante asiduidad.

La nueva técnica de ecuación integral, propuesta por el Dr. Guglielmi y sus colaboradores, intenta combinar la precisión y eficiencia de estas técnicas tan valoradas en el ámbito de las microondas con las capacidades de computación actuales. De hecho, y gracias a estas nuevas capacidades de computación, por un lado no necesitamos perder precisión realizando aproximaciones dirigidas a obtener una expresión analítica cerrada, y por otro lado podemos obtener una representación multimodal equivalente de tantos modos como sea necesario para modelar con precisión el intercambio de energía entre discontinuidades adyacentes. Ambos aspectos repercuten en que al final esta técnica nos permita obtener la respuesta de los dispositivos analizados con un grado de precisión muy elevado.

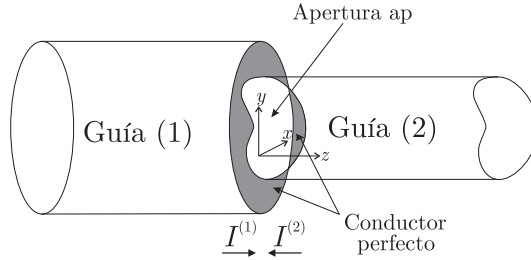


Figura 2.1. Discontinuidad planar formada por la interconexión de dos guías uniformes limitadas por paredes eléctricas perfectas.

2.2.1. Formulación General

El problema que vamos a tratar en este apartado consiste en la discontinuidad planar arbitraria entre dos guías uniformes (ver la figura 2.1). A la superficie común entre ambas guías la llamaremos apertura de la discontinuidad, y la denotaremos a su vez por ap .

Empezaremos forzando la condición de contorno que indica que el campo magnético transversal ha de ser continuo en cualquier punto de la superficie de la apertura

$$\sum_{m=1}^{\infty} I_m^{(1)} \mathbf{h}_m^{(1)}(\mathbf{r}) = - \sum_{m=1}^{\infty} I_m^{(2)} \mathbf{h}_m^{(2)}(\mathbf{r}) \quad ; \quad \mathbf{r} \in ap \quad (2.1)$$

donde $I_m^{(\delta)}$ y $\mathbf{h}_m^{(\delta)}$ representan, respectivamente, la corriente modal (en el sentido indicado en la figura 2.1) y el vector modal de campo magnético transversal normalizado del m -ésimo modo de la guía (δ).

De los infinitos modos presentes en cada guía, sólo un número reducido de ellos llegará al plano de la discontinuidad. Conforme el modo está más al corte, más atenuadas llegarán las ondas incidentes que viajan desde el otro extremo de las guías hacia la discontinuidad. A partir de cierto modo en cada guía, al que denotaremos como $NM^{(\delta)} + 1$, dichas ondas incidentes se pueden llegar a despreciar, haciendo que estos modos sólo contribuyan con una onda reflejada saliente de la discontinuidad. Este hecho nos permite reescribir (2.1) como

$$\begin{aligned} \sum_{m=1}^{NM^{(1)}} I_m^{(1)} \mathbf{h}_m^{(1)}(\mathbf{r}) + \sum_{m=NM^{(1)}+1}^{\infty} \left(-Y_m^{(1)} \right) V_m^{(1)} \mathbf{h}_m^{(1)}(\mathbf{r}) = \\ - \sum_{m=1}^{NM^{(2)}} I_m^{(2)} \mathbf{h}_m^{(2)}(\mathbf{r}) - \sum_{m=NM^{(2)}+1}^{\infty} \left(-Y_m^{(2)} \right) V_m^{(2)} \mathbf{h}_m^{(2)}(\mathbf{r}) \quad (2.2) \end{aligned}$$

ya que la tensión modal total $V_m^{(\delta)}$ de los modos en los que se desprecia la onda incidente es igual a la tensión modal $V_m^{-(\delta)}$ de la onda reflejada en el plano de la



Figura 2.2. Extracción de la admitancia asintótica en paralelo. En (a) se muestra la extracción para el caso del m -ésimo modo accesible de la guía (1), y en (b) para el m -ésimo modo accesible de la guía (2).

discontinuidad. En la expresión anterior, $Y_m^{(\delta)}$ es la admitancia modal del m -ésimo modo en la guía δ .

Los $NM^{(\delta)}$ primeros modos de cada guía son los que en realidad se encargan de realizar el intercambio de energía entre partes distintas de la estructura. De hecho, las ondas incidentes asociadas a estos modos, que no podemos despreciar, provienen de los otros extremos de las guías que forman la discontinuidad. La representación multimodal equivalente de la discontinuidad se realizará por tanto en términos exclusivamente de estos modos, ya que son los que interconectan la discontinuidad con el resto del dispositivo desde un punto de vista electromagnético. A estos modos los denominaremos modos accesibles, ya que son los modos asociados a los accesos de dicha representación multimodal equivalente.

Si movemos los sumatorios de modos accesibles al primer término de la ecuación, y utilizamos las equivalencias circuitales mostradas en la figura 2.2 para dichos modos, podemos obtener una expresión que sólo involucre a las corrientes modales equivalentes $\tilde{I}_m^{(\delta)}$ y las tensiones modales $V_m^{(\delta)}$

$$\begin{aligned}
 \sum_{m=1}^{NM^{(1)}} \tilde{I}_m^{(1)} \mathbf{h}_m^{(1)}(\mathbf{r}) + \sum_{m=1}^{NM^{(2)}} \tilde{I}_m^{(2)} \mathbf{h}_m^{(2)}(\mathbf{r}) = \\
 \sum_{m=1}^{NM^{(1)}} \tilde{Y}_m^{(1)} V_m^{(1)} \mathbf{h}_m^{(1)}(\mathbf{r}) + \sum_{m=NM^{(1)}+1}^{\infty} Y_m^{(1)} V_m^{(1)} \mathbf{h}_m^{(1)}(\mathbf{r}) + \\
 \sum_{m=1}^{NM^{(2)}} \tilde{Y}_m^{(2)} V_m^{(2)} \mathbf{h}_m^{(2)}(\mathbf{r}) + \sum_{m=NM^{(2)}+1}^{\infty} Y_m^{(2)} V_m^{(2)} \mathbf{h}_m^{(2)}(\mathbf{r}) \quad (2.3)
 \end{aligned}$$

donde las admitancias asintóticas $\tilde{Y}_m^{(\delta)}$ se elegirán de forma conveniente en función del tipo de problema a resolver, pero siempre intentando hacer que las corrientes modales equivalentes $\tilde{I}_m^{(\delta)}$ converjan a cero conforme los modos estén más al corte (derivando la mayor parte de la corriente modal total $I_m^{(\delta)}$ por la admitancia asintótica paralelo $\tilde{Y}_m^{(\delta)}$ en los circuitos de la figura 2.2).

Hasta el momento sólo hemos aplicado la primera condición de contorno en la discontinuidad, la asociada con el campo magnético transversal. La segunda condición de contorno, que corresponde al campo eléctrico transversal, la introduciremos en (2.3) a través de las tensiones modales. Como el campo eléctrico transversal ha de ser también continuo en el plano de la discontinuidad, podemos decir que en cualquier punto \mathbf{r} de dicho plano se debe cumplir

$$\mathbf{E}_t(\mathbf{r}) = \sum_{m=1}^{\infty} V_m^{(1)} \mathbf{e}_m^{(1)}(\mathbf{r}) = \sum_{m=1}^{\infty} V_m^{(2)} \mathbf{e}_m^{(2)}(\mathbf{r}) \quad (2.4)$$

de donde se puede despejar por ortogonalidad la expresión general de las tensiones modales

$$V_m^{(\delta)} = \int_{st(\delta)} \mathbf{E}_t(\mathbf{r}') \cdot \mathbf{e}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}') dS' \quad ; \quad m = 1, 2, \dots \quad (2.5)$$

siendo $st(\delta)$ la sección transversal de la guía (δ). Teniendo en cuenta que el campo eléctrico transversal será cero en cualquier punto \mathbf{r} del plano de la discontinuidad fuera de la apertura, podemos reescribir (2.5) de una forma más elegante

$$\begin{aligned} V_m^{(\delta)} &= \int_{st(\delta)} \mathbf{E}_t(\mathbf{r}') \cdot \mathbf{e}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}') dS' = \int_{st(\delta)} \mathbf{E}_t(\mathbf{r}') \cdot \left(\mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}') \times \hat{\mathbf{z}} \right) dS' \\ &= \int_{st(\delta)} (\hat{\mathbf{z}} \times \mathbf{E}_t(\mathbf{r}')) \cdot \mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}') dS' = \int_{ap} (\hat{\mathbf{z}} \times \mathbf{E}_t(\mathbf{r}')) \cdot \mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}') dS' \end{aligned} \quad (2.6)$$

Si ahora incorporamos la expresión de las tensiones modales (2.6) que incluye la información de la segunda condición de contorno en (2.3) y reorganizamos los términos, obtendremos la siguiente ecuación integral de Fredholm de primera especie para las corrientes modales equivalentes

$$\sum_{m=1}^{NM^{(1)}} \tilde{I}_m^{(1)} \mathbf{h}_m^{(1)}(\mathbf{r}) + \sum_{m=1}^{NM^{(2)}} \tilde{I}_m^{(2)} \mathbf{h}_m^{(2)}(\mathbf{r}) = \int_{ap} \bar{\mathbf{K}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') \cdot (\hat{\mathbf{z}} \times \mathbf{E}_t(\mathbf{r}')) dS' \quad ; \quad \mathbf{r} \in ap \quad (2.7)$$

cuyo *kernel* $\bar{\mathbf{K}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}')$ es una función diádica transversal que viene dada por

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{K}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') &= \sum_{\delta=1}^2 \left[\sum_{m=1}^{NM^{(\delta)}} \tilde{Y}_m^{(\delta)} \mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}) \mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}') \right. \\ &\quad \left. + \sum_{m=NM^{(\delta)}+1}^{\infty} Y_m^{(\delta)} \mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}) \mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}') \right] \quad ; \quad \mathbf{r}', \mathbf{r} \in ap \end{aligned} \quad (2.8)$$

La incógnita de la ecuación integral anterior es el término $\hat{\mathbf{z}} \times \mathbf{E}_t(\mathbf{r}')$, que aplicando las ecuaciones de Maxwell [97] en realidad viene a representar la corriente magnética

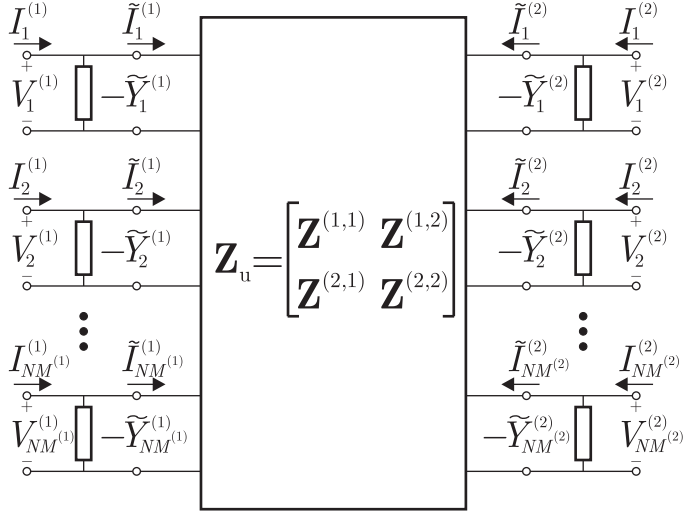


Figura 2.3. Representación multimodal equivalente de la discontinuidad planar, considerando un cierto número de modos accesibles en cada guía.

equivalente $\mathbf{M}(\mathbf{r}')$ que se induciría en la superficie de la apertura como resultado de la excitación con las corrientes modales equivalentes $\tilde{I}_m^{(\delta)}$ que aparecen en (2.7).

Esta caracterización en forma de una ecuación integral nos va a permitir obtener una representación multimodal equivalente de la discontinuidad, la cual relacionará las tensiones y las corrientes modales equivalentes de los $NM^{(\delta)}$ modos accesibles de las dos guías involucradas. En concreto, buscamos poder expresar las tensiones modales de la forma

$$V_m^{(\delta)} = \sum_{n=1}^{NM^{(1)}} Z_{m,n}^{(\delta,1)} \tilde{I}_n^{(1)} + \sum_{n=1}^{NM^{(2)}} Z_{m,n}^{(\delta,2)} \tilde{I}_n^{(2)} ; \quad m = 1, 2, \dots, NM^{(\delta)} \quad \delta = 1, 2 \quad (2.9)$$

o bien expresado de forma matricial

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}^{(1)} \\ \mathbf{V}^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}^{(1,1)} & \mathbf{Z}^{(1,2)} \\ \mathbf{Z}^{(2,1)} & \mathbf{Z}^{(2,2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{I}}^{(1)} \\ \tilde{\mathbf{I}}^{(2)} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

donde $\mathbf{V}^{(\delta)}$ e $\tilde{\mathbf{I}}^{(\delta)}$ son los vectores columna que agrupan las tensiones $V_m^{(\delta)}$ e $\tilde{I}_m^{(\delta)}$ de los distintos modos de la guía (δ), mientras que $\mathbf{Z}^{(\delta,\gamma)}$ es la submatriz de impedancias formada por los elementos $Z_{m,n}^{(\delta,\gamma)}$ que relacionan amplitudes modales de la guía (δ) y de la guía (γ).

Tanto la expresión (2.9) como (2.10) dan lugar a la representación equivalente de la discontinuidad mostrada en la figura 2.3.

Para disponer de dicha representación es necesario determinar los elementos de la matriz de impedancias, que en virtud de (2.9) se podrán expresar como

$$Z_{m,n}^{(\delta,\gamma)} = \frac{V_m^{(\delta)}}{\tilde{I}_n^{(\gamma)}} \Bigg|_{\tilde{I}_p^{(\varepsilon)}=0 \quad \forall (p,\varepsilon) \neq (n,\gamma)} \quad \begin{array}{l} m = 1, 2, \dots, NM^{(\delta)} \text{ y } \delta = 1, 2 \\ n = 1, 2, \dots, NM^{(\gamma)} \text{ y } \gamma = 1, 2 \end{array} \quad (2.11)$$

lo que exige anular todas las corrientes, excepto la correspondiente al modo n -ésimo de la guía (γ). Si introducimos esta condición en (2.7), la ecuación integral se reescribirá para este caso concreto como

$$\tilde{I}_n^{(\gamma)} \mathbf{h}_n^{(\gamma)}(\mathbf{r}) = \int_{\text{ap}} \bar{\mathbf{K}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') \cdot (\hat{\mathbf{z}} \times \mathbf{E}_t(\mathbf{r}')) dS' = \int_{\text{ap}} \bar{\mathbf{K}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') \cdot \tilde{I}_n^{(\gamma)} \mathbf{M}_n^{(\gamma)}(\mathbf{r}') dS' \quad ; \quad \mathbf{r} \in \text{ap} \quad (2.12)$$

donde $\mathbf{M}_n^{(\gamma)}(\mathbf{r})$ es la corriente magnética equivalente que se imprimiría en la superficie de la apertura cuando la distribución de campo magnético transversal en ésta fuera una corriente $\mathbf{h}_n^{(\gamma)}(\mathbf{r})$ en la parte de la guía (γ), e idénticamente cero en la parte de la discontinuidad que da a la otra guía. Esta corriente magnética equivalente es por tanto la solución de la ecuación integral

$$\mathbf{h}_n^{(\gamma)}(\mathbf{r}) = \int_{\text{ap}} \bar{\mathbf{K}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') \cdot \mathbf{M}_n^{(\gamma)}(\mathbf{r}') dS' \quad ; \quad \mathbf{r} \in \text{ap} \quad (2.13)$$

y cuyo *kernel* $\bar{\mathbf{K}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}')$ siempre viene dado por (2.8).

Una vez se haya determinado el valor de $\mathbf{M}_n^{(\gamma)}(\mathbf{r})$, la tensión $V_m^{(\delta)}$ se podrá deducir fácilmente mediante la aplicación de (2.6)

$$V_m^{(\delta)} = \int_{\text{ap}} (\hat{\mathbf{z}} \times \mathbf{E}_t(\mathbf{r}')) \cdot \mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}') dS' = \tilde{I}_n^{(\gamma)} \int_{\text{ap}} \mathbf{M}_n^{(\gamma)}(\mathbf{r}') \cdot \mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}') dS' \quad (2.14)$$

lo que permite expresar de forma general los elementos de la matriz de impedancias (2.11) mediante

$$Z_{m,n}^{(\delta,\gamma)} = \frac{V_m^{(\delta)}}{\tilde{I}_n^{(\gamma)}} \Bigg|_{\tilde{I}_p^{(\varepsilon)}=0 \quad \forall (p,\varepsilon) \neq (n,\gamma)} = \int_{\text{ap}} \mathbf{M}_n^{(\gamma)}(\mathbf{r}') \cdot \mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}') dS' \quad (2.15)$$

donde $m = 1, 2, \dots, NM^{(\delta)}$, $n = 1, 2, \dots, NM^{(\gamma)}$ mientras que γ y δ pueden hacer referencia indistintamente tanto a la guía (1) como a la guía (2). De esta forma, concluye la formulación general de la técnica de ecuación integral.

En resumen, para caracterizar la discontinuidad mediante una representación multimodal equivalente como la mostrada en la figura 2.3, se deben determinar las corrientes magnéticas equivalentes $\mathbf{M}_n^{(\gamma)}(\mathbf{r})$ solución de la ecuación integral (2.13) con

kernel dado por (2.8) para cada uno de los modos accesibles en ambas guías. A partir de dichas corrientes equivalentes, es inmediato determinar los elementos de la matriz de impedancias equivalente sin más que aplicar (2.15).

La solución analítica del problema planteado es imposible en la inmensa mayoría de los casos (y si existe solución analítica en algún caso práctico, será muy farragosa de obtener), por lo que se prefiere resolver el problema planteado de forma numérica. En el próximo apartado se describirá la forma general de resolver este problema mediante la aplicación del conocido método de los momentos [28].

2.2.2. Resolución Mediante el Método de los Momentos

En este apartado describiremos una forma rápida y eficiente para resolver numéricamente el problema planteado en la sección anterior, en el que se deben obtener las corrientes magnéticas equivalentes $\mathbf{M}_n^{(\gamma)}(\mathbf{r})$ que son solución de la ecuación integral (2.13).

La resolución se basará en la aplicación del método de los momentos, en el que desarrollaremos la función $\mathbf{M}_n^{(\gamma)}(\mathbf{r})$ incógnita como una serie de funciones base $\mathbf{u}_p^{(\gamma)}(\mathbf{r})$:

$$\mathbf{M}_n^{(\gamma)}(\mathbf{r}) = \sum_{p=1}^{\infty} \alpha_{n,p}^{(\gamma)} \mathbf{u}_p(\mathbf{r}) \quad (2.16)$$

y el objetivo pasa a ser ahora la determinación de los coeficientes escalares $\alpha_{n,p}^{(\gamma)}$.

La elección de las funciones base $\mathbf{u}_p^{(\gamma)}(\mathbf{r})$ es uno de los aspectos más críticos del método de los momentos. Estas funciones deben expandir por completo el espacio donde se definen las funciones $\mathbf{M}_n^{(\gamma)}(\mathbf{r})$ que quieren desarrollar, y por tanto deberían verificar sus mismas condiciones de contorno. Así mismo, conviene que sea un conjunto infinito de funciones base que puedan expandir todo el espacio donde se definen, y que al mismo tiempo estén ordenadas espectralmente. De este modo, al truncar la serie a un número finito de términos sólo se perderá la información correspondiente a las frecuencias más elevadas, la cual en la mayoría de ocasiones no es necesaria para resolver con precisión el problema planteado.

Si tenemos en cuenta que la función incógnita se encuentra definida en la apertura de la discontinuidad, la solución natural consistiría en emplear los modos de dicha apertura que cumplan las mismas condiciones de contorno. Es decir, una posible solución sería tomar el conjunto $\mathbf{h}_p^{(\text{ap})}(\mathbf{r})$ formado por los vectores de campo magnético transversal normalizado de los modos de la apertura de la discontinuidad, y ordenados atendiendo a sus números de onda de corte. Además de ser éste un conjunto completo ordenado espectralmente, su componente normal a una pared eléctrica es nula, al igual que le sucede a $\mathbf{M}_n^{(\gamma)}(\mathbf{r})$ por ser el campo eléctrico siempre normal al contorno de un conductor perfecto, y por tanto

$$\mathbf{M}_n^{(\gamma)} \Big|_{\text{P.Elec.}} \propto \hat{\mathbf{z}} \times \mathbf{E}_t \Big|_{\text{P.Elec.}} = \hat{\mathbf{z}} \times E_{t,n} \hat{\mathbf{n}} = E_{t,n} \hat{\boldsymbol{\tau}} \quad (2.17)$$

indicando que la corriente magnética equivalente debe ir en la dirección del versor tangencial $\hat{\boldsymbol{\tau}}$ al contorno de los conductores perfectos.

Debido a que vamos a emplear un procedimiento de resolución numérica, el desarrollo en serie de la función $\mathbf{M}_n^{(\gamma)}(\mathbf{r}')$ se deberá truncar a un número NF finito de funciones base, por lo que (2.16) quedará como

$$\mathbf{M}_n^{(\gamma)}(\mathbf{r}) = \sum_{p=1}^{\infty} \alpha_{n,p}^{(\gamma)} \mathbf{h}_p^{(\text{ap})}(\mathbf{r}) \cong \sum_{p=1}^{NF} \alpha_{n,p}^{(\gamma)} \mathbf{h}_p^{(\text{ap})}(\mathbf{r}) \quad (2.18)$$

El número de funciones base ha de ser suficientemente elevado como para ser capaces de representar con precisión las corrientes magnéticas equivalentes que generarían los modos accesibles tomados en cada guía. Por dicha razón, deben ser funciones que tengan oscilaciones de más alta frecuencia que la que presentan dichos modos accesibles. Esto se traduce en que el número de onda de corte de la última función base debe ser múltiplo del número de onda de corte más alto de los modos accesibles¹. Este hecho también nos indica que, cuanto mayor sea la interacción de modos superiores entre las distintas partes de la estructura, mayor será el número de modos accesibles y funciones base a utilizar, y por tanto los recursos computacionales (tiempo y memoria) requeridos para caracterizar cada una de estas partes y luego obtener la respuesta del conjunto del dispositivo.

Si reemplazamos la expresión (2.18) en (2.15), veremos que la expresión general de los elementos de la matriz de impedancias será

$$Z_{m,n}^{(\delta,\gamma)} = \int_{\text{ap}} \mathbf{M}_n^{(\gamma)}(\mathbf{r}') \cdot \mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}') dS' \cong \sum_{p=1}^{NF} \alpha_{n,p}^{(\gamma)} \Gamma_{p,m}^{(\text{ap},\delta)} \quad (2.19)$$

donde $\Gamma_{m,n}^{(\chi,\xi)}$ representa a la integral de acoplamiento entre el modo m -ésimo de la guía (χ) y el n -ésimo de la guía (ξ) en la superficie de la apertura

$$\Gamma_{m,n}^{(\chi,\xi)} = \int_{\text{ap}} \mathbf{h}_m^{(\chi)}(\mathbf{r}') \cdot \mathbf{h}_n^{(\xi)}(\mathbf{r}') dS' ; \quad \begin{array}{l} m = 1, 2, \dots \text{ y } \chi = 1, 2, \text{ ap} \\ n = 1, 2, \dots \text{ y } \xi = 1, 2, \text{ ap} \end{array} \quad (2.20)$$

que por la simetría de la expresión, coincidirá con $\Gamma_{n,m}^{(\xi,\chi)}$.

Por tanto, para obtener el valor de los elementos de la matriz de impedancias sólo quedaría determinar el valor de los coeficientes $\alpha_{n,p}^{(\gamma)}$. Para el caso de los coeficientes para una única función $\mathbf{M}_n^{(\gamma)}(\mathbf{r}')$, debemos disponer de un total de NF ecuaciones lineales e independientes para poder determinar los NF coeficientes incógnita. Desarrollando la ecuación integral (2.13) de la que es solución dicha corriente magnética

¹Este múltiplo no necesariamente entero sería razonable que estuviera comprendido entre 2 y 4, en función de lo conservador que se pretenda ser.

equivalente

$$\begin{aligned}
\mathbf{h}_n^{(\gamma)}(\mathbf{r}) &= \int_{\text{ap}} \bar{\mathbf{K}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') \cdot \mathbf{M}_n^{(\gamma)}(\mathbf{r}') dS' \cong \sum_{p=1}^{NF} \alpha_{n,p}^{(\gamma)} \int_{\text{ap}} \bar{\mathbf{K}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') \cdot \mathbf{h}_p^{(\text{ap})}(\mathbf{r}') dS' \\
&= \sum_{p=1}^{NF} \alpha_{n,p}^{(\gamma)} \int_{\text{ap}} \sum_{\delta=1}^2 \left[\sum_{m=1}^{NM^{(\delta)}} \tilde{Y}_m^{(\delta)} \mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}) \mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}') \right. \\
&\quad \left. + \sum_{m=NM^{(\delta)}+1}^{\infty} Y_m^{(\delta)} \mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}) \mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}') \right] \cdot \mathbf{h}_p^{(\text{ap})}(\mathbf{r}') dS' \quad ; \quad \mathbf{r} \in \text{ap} \quad (2.21)
\end{aligned}$$

No obstante, un ordenador es incapaz de sumar el número infinito de términos de los que consta el *kernel*. Por esta razón, se deberán truncar dichas series a un número finito de términos $NK^{(\delta)}$. Este número de términos debe ser lo suficientemente alto como para ser capaz de convertir con precisión la corriente magnética equivalente en campo magnético en la apertura mediante (2.13). Como la mayor variación de la corriente magnética se corresponde con la función base de mayor orden o número de onda de corte, sería conveniente que el *kernel* incluya todos los modos de ambas guías de la discontinuidad con número de onda de corte inferior a un múltiplo adecuado del mayor número de onda de corte de las funciones base consideradas². Truncando las series del *kernel* y expresando las integrales en la variable \mathbf{r}' mediante (2.20), la expresión (2.21) se puede reescribir de forma más compacta como:

$$\begin{aligned}
\mathbf{h}_n^{(\gamma)}(\mathbf{r}) &\cong \sum_{p=1}^{NF} \alpha_{n,p}^{(\gamma)} \sum_{\delta=1}^2 \left[\sum_{m=1}^{NM^{(\delta)}} \tilde{Y}_m^{(\delta)} \Gamma_{m,p}^{(\delta,\text{ap})} \mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}) \right. \\
&\quad \left. + \sum_{m=NM^{(\delta)}+1}^{NK^{(\delta)}} Y_m^{(\delta)} \Gamma_{m,p}^{(\delta,\text{ap})} \mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}) \right] \quad ; \quad \mathbf{r} \in \text{ap} \quad (2.22)
\end{aligned}$$

Una posible forma de generar el conjunto de NF ecuaciones sería evaluar la expresión anterior en un total de NF puntos diferentes. Esta forma de actuar recibe el nombre de ajuste puntual o *point matching*, y aunque es la forma más rápida de aplicar el método de los momentos, no hay ninguna garantía sobre lo que suceda fuera de los puntos seleccionados y no suele ser la alternativa más precisa [28].

Más apropiado que el ajuste puntual es intentar igualar el comportamiento en toda la región integrando ambos miembros de la igualdad por NF funciones de test que sean linealmente independientes y que tiendan a expandir (con la limitación de ser un número finito de funciones) el espacio de funciones en la apertura que cumplan las condiciones de contorno adecuadas. Al realizar la integración, forzamos

²Este múltiplo, que se elegiría atendiendo a lo conservador que se quiera ser, es razonable que esté nuevamente comprendido entre 2 y 4.

un ajuste adecuado en toda la región donde se define el problema en lugar de en ciertos puntos concretos [28]. La elección más natural consiste nuevamente en tomar las funciones $\mathbf{h}_p^{(\text{ap})}(\mathbf{r})$ ya empleadas como funciones base, por sus excelentes propiedades ya relatadas. Además, cuando se emplean las mismas funciones para implementar los conjuntos de funciones base y de test se obtiene una modalidad muy común del método de los momentos, denominada método de Galerkin, y que tiene una serie de propiedades numéricas que lo hacen más robusto y eficiente.

Aplicando por tanto el método de Galerkin sobre la expresión (2.22) y aplicando la simetría de las integrales de acoplamiento, obtenemos el siguiente sistema de NF ecuaciones linealmente independientes

$$\Gamma_{n,r}^{(\gamma,\text{ap})} = \sum_{p=1}^{NF} \alpha_{n,p}^{(\gamma)} \sum_{\delta=1}^2 \left[\sum_{m=1}^{NM^{(\delta)}} \tilde{Y}_m^{(\delta)} \Gamma_{m,p}^{(\delta,\text{ap})} \Gamma_{m,r}^{(\delta,\text{ap})} + \sum_{m=NM^{(\delta)}+1}^{NK^{(\delta)}} Y_m^{(\delta)} \Gamma_{m,p}^{(\delta,\text{ap})} \Gamma_{m,r}^{(\delta,\text{ap})} \right]; \quad r = 1, 2, \dots, NF \quad (2.23)$$

que también se puede representar en forma matricial como

$$\mathbf{\Gamma}_n^{(\gamma)} = \mathbf{B} \boldsymbol{\alpha}_n^{(\gamma)} \quad ; \quad n = 1, 2, \dots, NM^{(\gamma)} \text{ y } \gamma = 1, 2 \quad (2.24)$$

donde $\mathbf{\Gamma}_n^{(\gamma)}$ es un vector columna de NF elementos formado por las integrales de acoplo entre el modo n -ésimo de la guía (γ) y las funciones test (es decir, los NF primeros modos de la apertura). El vector $\boldsymbol{\alpha}_n^{(\gamma)}$ contiene los NF coeficientes incógnitas del desarrollo en serie (2.18) de la corriente magnética $\mathbf{M}_n^{(\gamma)}(\mathbf{r})$. Finalmente, la matriz \mathbf{B} del sistema es una matriz cuadrada de $NF \times NF$ elementos con expresión general

$$B_{r,p} = \sum_{\delta=1}^2 \left[\sum_{m=1}^{NM^{(\delta)}} \tilde{Y}_m^{(\delta)} \Gamma_{m,p}^{(\delta,\text{ap})} \Gamma_{m,r}^{(\delta,\text{ap})} + \sum_{m=NM^{(\delta)}+1}^{NK^{(\delta)}} Y_m^{(\delta)} \Gamma_{m,p}^{(\delta,\text{ap})} \Gamma_{m,r}^{(\delta,\text{ap})} \right] \quad (2.25)$$

que además es una matriz claramente simétrica.

La resolución del sistema de ecuaciones (2.24) nos proporciona los coeficientes del desarrollo en serie que aproxima a la corriente magnética $\mathbf{M}_n^{(\gamma)}(\mathbf{r})$. Como necesitamos obtener el conjunto completo de corrientes magnéticas incógnita para poder determinar todos los elementos $Z_{m,n}^{(\delta,\gamma)}$ de la matriz de impedancias generalizada, se debería repetir este procedimiento $NM^{(1)} + NM^{(2)}$ veces. Sin embargo, podemos observar como la matriz \mathbf{B} del sistema es independiente de la corriente magnética incógnita que se haya tomado (ya que proviene de aplicar el método de Galerkin al *kernel* $\bar{\mathbf{K}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}')$ de la discontinuidad). Por tanto, la mejor forma de actuar consiste en invertir dicha matriz \mathbf{B} una única vez, y luego ir multiplicándola por los distintos vectores $\mathbf{\Gamma}_n^{(\gamma)}$ para obtener el vector de coeficientes $\boldsymbol{\alpha}_n^{(\gamma)}$ de cada uno de los desarrollos en serie empleados para aproximar las distintas corrientes magnéticas incógnita.

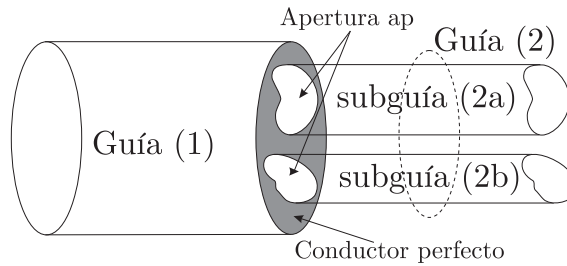


Figura 2.4. Discontinuidad planar en la que la segunda guía está compuesta en realidad por la unión de dos subguías más pequeñas.

El procedimiento de representación de la discontinuidad resulta por tanto muy eficiente, ya que para cada punto en frecuencia sólo se debe construir una matriz \mathbf{B} por discontinuidad de $NF \times NF$ elementos, invertirla una única vez y luego multiplicarla por los $NM^{(1)} + NM^{(2)}$ vectores $\mathbf{\Gamma}_n^{(\gamma)}$ (que además, no dependen de la frecuencia al tratarse de integrales de acoplamiento entre vectores modales normalizados).

El usuario, por su parte, deberá elegir el número de modos accesibles, funciones base y términos en el *kernel* que permitan obtener unos resultados precisos. Cuanto más altos sean estos parámetros modales, mayor será el tiempo y la memoria requerida para caracterizar la discontinuidad. Como ya hemos comentado, estos parámetros deberán elegirse de forma acorde al grado de interacción entre la discontinuidad y el resto de la estructura.

Tras describir la formulación general de la técnica de ecuación integral para la caracterización de discontinuidades, así como el método de Galerkin seguido para resolver las ecuaciones integrales que surgen al realizar una representación en términos de la matriz de impedancias generalizada, en el siguiente apartado describiremos las particularizaciones más habituales de esta teoría general y que se han implementado en el simulador desarrollado.

2.2.3. Particularización de la Formulación General

La formulación de la técnica de ecuación integral presentada en el apartado 2.2.1 y su resolución mediante la variante de Galerkin del método de los momentos descrita en el apartado 2.2.2 son muy generales, y se pueden aplicar sin modificaciones relevantes a un amplio rango de discontinuidades.

Por ejemplo, esta formulación se puede aplicar al caso en el que alguna o las dos guías que forman la discontinuidad estén formadas por varias subguías, como sucede por ejemplo en la discontinuidad mostrada en la figura 2.4 donde la guía (2) en realidad está formada por 2 subguías. En ese caso, lo único que habría que hacer es considerar como conjunto de modos de la guía (2) a la unión de los conjuntos modales de las

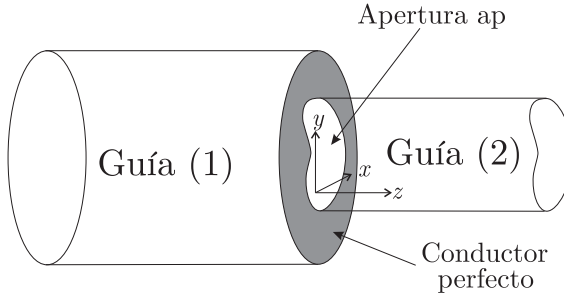


Figura 2.5. Forma habitual de una discontinuidad planar, en la que la sección transversal de una de las guías engloba por completo a la de la otra guía involucrada en la discontinuidad.

subguías que la componen, tras ordenarlo según el número de onda de corte de cada modo. La apertura de la discontinuidad sería la superficie común entre la guía (1) y las subguías que componen la guía (2), mientras que los modos de esta apertura se obtendrían de la unión de los conjuntos modales de cada una de las subaperturas que la componen. Si se quisiera considerar en una subguía o subapertura modos con números de onda de corte mayores que en el resto (porque esa subguía/subapertura tenga una mayor interacción con otras partes de la estructura), sólo habría que añadirlos al conjunto de modos empleado manteniendo en todo momento la ordenación según el número de onda de corte.

Así mismo, esta técnica también se podría aplicar si la discontinuidad fuera un iris de grosor despreciable ubicado entre dos guías. En dicho caso, la formulación sigue siendo válida una vez se haya tomado la apertura de la discontinuidad como la parte de dicho iris que sea común a las superficies de la guía (1) y la guía (2) conectadas a su entrada y salida.

A pesar de la generalidad de esta formulación, en la mayoría de aplicaciones prácticas, y en concreto en los dispositivos bajo estudio en la presente tesis, una de las guías de la discontinuidad engloba por completo a la otra guía. Así mismo, en aplicaciones prácticas de alta frecuencia no se suelen introducir iris de grosor despreciable. Por lo tanto, el tipo de discontinuidad que estamos interesados en caracterizar es la mostrada en la figura 2.5. Sin pérdida de generalidad, hemos supuesto que la guía (1) es la guía grande de la discontinuidad y la guía (2) es la pequeña.

Como la guía grande engloba por completo a la guía pequeña de la discontinuidad, la superficie de la apertura coincide con la sección transversal de la guía (2). Esto hace que el conjunto de modos de la apertura coincida con el de la guía (2), es decir

$$\mathbf{h}_p^{(\text{ap})}(\mathbf{r}) = \mathbf{h}_p^{(2)}(\mathbf{r}) \quad (2.26)$$

lo que simplifica de forma importante la complejidad de la implementación práctica al no tener que averiguar la intersección entre la guía (1) y la guía (2), y luego tener que

calcular los modos de la apertura (lo cual también consume importantes cantidades de tiempo y memoria).

A consecuencia de este hecho, y tras aplicar el método de Galerkin, la expresión (2.23) que define el sistema de ecuaciones a resolver se reescribirá

$$\Gamma_{n,r}^{(\gamma,2)} = \sum_{p=1}^{NF} \alpha_{n,p}^{(\gamma)} \sum_{\delta=1}^2 \left[\sum_{m=1}^{NM^{(\delta)}} \tilde{Y}_m^{(\delta)} \Gamma_{m,p}^{(\delta,2)} \Gamma_{m,r}^{(\delta,2)} + \sum_{m=NM^{(\delta)}+1}^{NK^{(\delta)}} Y_m^{(\delta)} \Gamma_{m,p}^{(\delta,2)} \Gamma_{m,r}^{(\delta,2)} \right]; \quad r = 1, 2, \dots, NF \quad (2.27)$$

y aprovechando la ortonormalidad de los vectores $\mathbf{h}_p^{(2)}(\mathbf{r})$ en la superficie de la guía (2), el sumatorio asociado al *kernel* para la segunda guía se puede reducir a

$$\begin{aligned} \sum_{m=1}^{NM^{(2)}} \tilde{Y}_m^{(2)} \Gamma_{m,p}^{(2,2)} \Gamma_{m,r}^{(2,2)} + \sum_{m=NM^{(2)}+1}^{NK^{(2)}} Y_m^{(2)} \Gamma_{m,p}^{(2,2)} \Gamma_{m,r}^{(2,2)} = \\ \sum_{m=1}^{NM^{(2)}} \tilde{Y}_m^{(2)} \delta_{m,p} \delta_{m,r} + \sum_{m=NM^{(2)}+1}^{NK^{(2)}} Y_m^{(2)} \delta_{m,p} \delta_{m,r} = \hat{Y}_p^{(2)} \delta_{p,r} \end{aligned} \quad (2.28)$$

siendo $\delta_{m,n}$ la función de Kronecker, que es igual a 1 si ambos subíndices coinciden y 0 en caso contrario, e $\hat{Y}_p^{(\delta)}$ es igual a

$$\hat{Y}_p^{(\delta)} = \begin{cases} \tilde{Y}_p^{(\delta)} & p \leq NM^{(\delta)} \\ Y_p^{(\delta)} & p > NM^{(\delta)} \end{cases} \quad (2.29)$$

indicándonos que sólo es necesario obtener los NF primeros modos de la guía (2) para poder obtener su parte correspondiente del *kernel*.

En esta particularización, el vector $\mathbf{\Gamma}_n^{(\gamma)}$ del sistema (2.24) tendrá como elementos a las integrales de acoplo $\Gamma_{n,r}^{(\gamma,2)}$ con $r = 1, 2, \dots, NF$, y la expresión general de los elementos de la matriz \mathbf{B} quedará con la nueva notación

$$B_{r,p} = \hat{Y}_r^{(2)} \delta_{r,p} + \sum_{q=1}^{NK^{(1)}} \hat{Y}_q^{(1)} \Gamma_{q,r}^{(1,2)} \Gamma_{q,p}^{(1,2)} \quad (2.30)$$

El caso particular recién descrito es mucho más sencillo de implementar que la formulación general ya que, como hemos comentado, no es necesario determinar la sección de la apertura mediante la intersección de la guía (1) y la guía (2) de la discontinuidad. Así mismo, sólo hay que calcular los primeros NF modos de la guía pequeña de la discontinuidad, mientras que en la formulación general habría que

obtener los NF primeros modos de la apertura junto a un número más elevado de modos de la guía (2) de la discontinuidad para alcanzar convergencia en la parte del *kernel* correspondiente a dicha guía.

Aprovechando que las discontinuidades en las estructuras estudiadas en esta tesis presentan siempre una guía grande que engloba por completo a la segunda guía de la discontinuidad, hemos implementado esta versión particular y más eficiente de la técnica de ecuación integral. Una vez se ha llegado a este punto, nos quedaría sólo describir la forma de elegir las admitancias asintóticas $\tilde{Y}_m^{(\delta)}$ y la forma de extraer la dependencia en frecuencia del *kernel* para construir más rápidamente la matriz \mathbf{B} . En los apartados 2.2.4 y 2.2.5 se describirán estos dos aspectos en función del tipo de geometría que se pretenda analizar. Así mismo, en el apartado 2.2.5 se presentarán unas formulaciones más eficientes para el análisis de estructuras que sean uniformes en una cierta dirección del espacio.

2.2.4. Aplicacion a Estructuras 3D

Por estructura tridimensional entendemos toda aquella que no es uniforme en una dirección del espacio, y que por tanto se debe analizar considerando las tres dimensiones espaciales. Cuando estas estructuras están formadas exclusivamente por tramos de guía uniforme conectados entre sí, la dimensión longitudinal (o de propagación de la onda) se puede extraer descomponiendo la estructura en tramos de guía y discontinuidades planares. El efecto según esta dimensión se incorporará al unir las matrices multimodales equivalentes de cada parte en las que se ha descompuesto la estructura, y al resolver el sistema de ecuaciones resultante.

Esta forma de analizar una estructura tridimensional permite caracterizar las discontinuidades de forma aislada, planteando un problema bidimensional en su apertura que involucra a los modos de las guías que participan en la discontinuidad. Asumiendo que el dieléctrico es homogéneo y despreciando las pérdidas del dispositivo, todos los modos o formas distintas de propagación de la energía por las guías se pueden clasificar en modos TEM, TE o TM en función de la existencia o no de las componentes longitudinales del campo eléctrico y magnético.

Por tanto, las admitancias modales $Y_m^{(\delta)}$ de los modos la guía (δ) serán

$$Y_m^{(\delta)} = \begin{cases} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} & , \text{ modo TEM} \\ \frac{\sqrt{k^2 - (k_{c,m}^{(\delta)})^2}}{\omega\mu} & , \text{ modo TE} \\ \frac{\omega\varepsilon}{\sqrt{k^2 - (k_{c,m}^{(\delta)})^2}} & , \text{ modo TM} \end{cases} \quad (2.31)$$

en función del tipo concreto de cada modo, siendo $k_{c,m}^{(\delta)}$ el número de onda de corte del m -ésimo modo de la guía (δ).

Para poder construir la matriz \mathbf{B} , es también necesario fijar el valor de las admitancias asintóticas $\tilde{Y}_m^{(\delta)}$ que aparecen en el *kernel*. Estas admitancias se fijarán al límite de las admitancias modales para el modo al corte conforme $k/k_{c,m} \rightarrow 0$, es decir:

$$\tilde{Y}_m^{(\delta)} = \lim_{k/k_{c,m}^{(\delta)} \rightarrow 0} \tilde{Y}_m^{(\delta)} \Big|_{\text{corte}} = \begin{cases} 0 & , \text{ modo TEM} \\ -j \frac{k_{c,m}^{(\delta)}}{\omega \mu} & , \text{ modo TE} \\ j \frac{\omega \varepsilon}{k_{c,m}^{(\delta)}} & , \text{ modo TM} \end{cases} \quad (2.32)$$

y se ha tomado igual a cero para los modos TEM ya que éstos siempre se encuentran en propagación.

Con la elección de la admitancia asintótica, lo que se pretende es que conforme los modos accesibles estén más al corte, la mayor parte de su corriente modal equivalente $I_m^{(\delta)}$ vaya por la admitancia asintótica en paralelo del circuito mostrado en la figura 2.2 de la página 31. Esto hace que la corriente $\tilde{I}_m^{(\delta)}$ que entra realmente a la matriz de impedancias se reduzca, y por tanto su efecto sea menor. Esta forma de actuar busca reducir la importancia de los términos de la matriz de impedancias más costosos de obtener, es decir, los correspondientes a los modos más altos, y por tanto poder obtener resultados precisos empleando un número menor de funciones base y términos en el *kernel*.

Teniendo en cuenta que el número de modos accesibles $NM^{(\delta)}$ será siempre superior al número de modos en propagación en la banda de trabajo³, esta elección concreta de las admitancias asintóticas va a hacer que todos los elementos de la matriz \mathbf{B} dados por (2.25) o (2.30) sean imaginarios puros. Como resultado, y tras extraer previamente el número j y reemplazarlo por su inverso $-j$, se podrá realizar la inversión de dicha matriz trabajando exclusivamente con números reales (con la consiguiente ventaja en eficiencia y robustez).

Sin embargo, los elementos de la matriz se deben evaluar para todos los puntos en frecuencia de análisis, ya que las admitancias modales $Y_m^{(\delta)}$ y sus versiones asintóticas $\tilde{Y}_m^{(\delta)}$ dependen de la frecuencia. Para acelerar el cálculo se puede emplear el procedimiento descrito originalmente en [98], y que posteriormente se incorporó con pequeños cambios en la versión de la técnica de ecuación integral presentada en [96].

Vamos a describir brevemente este procedimiento para la aceleración del cálculo de los elementos de la matriz \mathbf{B} expresados en su forma general (2.25). El primer paso consistiría en sumar y restar a la admitancia modal $Y_m^{(\delta)}$ su admitancia asintótica

³Ya que todo modo en propagación en la guía va a producir una interacción no despreciable con la guía adyacente, al no atenuarse conforme se va propagando por la guía.

correspondiente $\tilde{Y}_m^{(\delta)}$. Tras hacer esta manipulación algebraica, que sólo afecta a los modos por encima del $NM^{(\delta)} + 1$, y arreglar términos se obtiene

$$\begin{aligned}
 B_{r,p} &= \sum_{\delta=1}^2 \left[\sum_{m=1}^{NM^{(\delta)}} \tilde{Y}_m^{(\delta)} \Gamma_{m,p}^{(\delta,ap)} \Gamma_{m,r}^{(\delta,ap)} + \sum_{m=NM^{(\delta)}+1}^{NK^{(\delta)}} Y_m^{(\delta)} \Gamma_{m,p}^{(\delta,ap)} \Gamma_{m,r}^{(\delta,ap)} \right] \\
 &= \sum_{\delta=1}^2 \left[\sum_{m=1}^{NM^{(\delta)}} \tilde{Y}_m^{(\delta)} \Gamma_{m,p}^{(\delta,ap)} \Gamma_{m,r}^{(\delta,ap)} + \sum_{m=NM^{(\delta)}+1}^{NK^{(\delta)}} \left(Y_m^{(\delta)} - \tilde{Y}_m^{(\delta)} + \tilde{Y}_m^{(\delta)} \right) \Gamma_{m,p}^{(\delta,ap)} \Gamma_{m,r}^{(\delta,ap)} \right] \\
 &= \sum_{\delta=1}^2 \left[\sum_{m=1}^{NK^{(\delta)}} \tilde{Y}_m^{(\delta)} \Gamma_{m,p}^{(\delta,ap)} \Gamma_{m,r}^{(\delta,ap)} - \sum_{m=NM^{(\delta)}+1}^{NK^{(\delta)}} \tilde{Y}_m^{(\delta)} \left(1 - \frac{Y_m^{(\delta)}}{\tilde{Y}_m^{(\delta)}} \right) \Gamma_{m,p}^{(\delta,ap)} \Gamma_{m,r}^{(\delta,ap)} \right] \quad (2.33)
 \end{aligned}$$

La dependencia con la frecuencia de la primera serie interior en (2.33) recae exclusivamente en las admitancias asintóticas $\tilde{Y}_m^{(\delta)}$. Esta serie se puede descomponer en tres sumatorios distintos, cada uno de los cuales contendrá sólo a los modos TEM, TE o TM. La definición de las admitancias asintóticas realizada en (2.32) indica que un sumatorio que sólo tuviera a los modos TEM sería totalmente independiente de la frecuencia, un segundo sumatorio que involucrara a los modos TE sería inversamente proporcional a ω , y si se toman sólo los modos TM el sumatorio resultante sería directamente proporcional a ω . La dependencia con la frecuencia de estas dos últimas contribuciones, asociadas respectivamente a los modos TE y TM, se podría extraer fuera de sus respectivos sumatorios. De esta forma habría que evaluar tres sumas de términos independientes de la frecuencia (una para cada familia de modos), las cuales sólo deberían realizarse una única vez. Para cada punto en frecuencia, sería necesario además multiplicar el resultado de cada una de estas sumas estáticas por 1 (para los modos TEM), $1/\omega$ (para los modos TE) o ω (para los modos TM) y luego sumar las tres contribuciones. El coste dinámico (es decir, por punto en frecuencia adicional) de estas operaciones es prácticamente despreciable.

El problema fundamental de la segunda serie interior de la expresión (2.33) proviene del término $1 - Y_m^{(\delta)}/\tilde{Y}_m^{(\delta)}$. Esta serie no incluirá a ningún modo TEM, al estar éstos siempre en propagación, lo que permitiría descomponerla en un primer sumatorio que involucre a los modos TE y en un segundo que incluya sólo a los modos TM. Sin embargo, y aun tras realizar esta descomposición, cada uno de los sumatorios resultantes seguiría teniendo una dependencia no trivial con la frecuencia, y se deberían sumar en su totalidad para cada punto en frecuencia donde se pretendiera caracterizar la discontinuidad u obtener la respuesta del dispositivo.

Sin embargo, es fácil comprobar que el término problemático es una función par de la variable $k/k_{c,m}^{(\delta)}$ y que además tiende suavemente a cero conforme aumenta el índice del modo m por la propia definición de la admitancia modal asintótica

$$\lim_{m \rightarrow \infty} \left(1 - \frac{Y_m^{(\delta)}}{\tilde{Y}_m^{(\delta)}} \right) = 0 \quad (2.34)$$

lo que nos induce a pensar en la posibilidad de aproximar este término por un desarrollo de Taylor par en la variable $k/k_{c,m}^{(\delta)}$ y centrado en el origen (ya que cuando m aumenta, el número de onda de corte $k_{c,m}$ va tendiendo a infinito y $k/k_{c,m}^{(\delta)} \rightarrow 0$). Para poder evaluarlo rápidamente, conviene que el número de términos de esta expansión tampoco sea demasiado elevado. Tomando un desarrollo de 4 términos, en el caso TE se tendría la siguiente aproximación

$$\begin{aligned} 1 - \frac{Y_m^{(\delta)}}{\tilde{Y}_m^{(\delta)}} &= 1 - \sqrt{1 - \left(\frac{k}{k_{c,m}^{(\delta)}}\right)^2} \cong \sum_{n=1}^4 \alpha_n^{\text{TE}} \left(\frac{k}{k_{c,m}^{(\delta)}}\right)^{2n} \\ &= \frac{1}{2} \left(\frac{k}{k_{c,m}^{(\delta)}}\right)^2 + \frac{1}{8} \left(\frac{k}{k_{c,m}^{(\delta)}}\right)^4 + \frac{1}{16} \left(\frac{k}{k_{c,m}^{(\delta)}}\right)^6 + \frac{5}{128} \left(\frac{k}{k_{c,m}^{(\delta)}}\right)^8 \end{aligned} \quad (2.35)$$

y el desarrollo en serie de Taylor a emplear para el caso TM quedaría

$$\begin{aligned} 1 - \frac{Y_m^{(\delta)}}{\tilde{Y}_m^{(\delta)}} &= 1 - \left(1 - \left(\frac{k}{k_{c,m}^{(\delta)}}\right)^2\right)^{-\frac{1}{2}} \cong \sum_{n=1}^4 \alpha_n^{\text{TM}} \left(\frac{k}{k_{c,m}^{(\delta)}}\right)^{2n} \\ &= -\frac{1}{2} \left(\frac{k}{k_{c,m}^{(\delta)}}\right)^2 - \frac{3}{8} \left(\frac{k}{k_{c,m}^{(\delta)}}\right)^4 - \frac{5}{16} \left(\frac{k}{k_{c,m}^{(\delta)}}\right)^6 - \frac{35}{128} \left(\frac{k}{k_{c,m}^{(\delta)}}\right)^8 \end{aligned} \quad (2.36)$$

El hecho de reducir la expansión a sólo 4 términos puede producir una pérdida de precisión si el subíndice m es pequeño, ya que en este caso $k/k_{c,m}^{(\delta)}$ no tiene porqué ser próximo a cero. Por dicha razón, y siguiendo las directrices marcadas en [98], aplicaremos estas aproximaciones a partir del primer modo cuyo número de onda de corte sea mayor a $2k$. Al número de modos en la guía (δ) por debajo de este límite se le denotará por $ND^{(\delta)}$ o número de modos dinámicos. En cada guía, el número de modos dinámicos que no sean también modos accesibles es normalmente muy reducido.

Por lo tanto, la segunda serie interior de la expresión (2.33) se evaluará de la siguiente forma

$$\begin{aligned} \sum_{m=NM^{(\delta)}+1}^{NK^{(\delta)}} \tilde{Y}_m^{(\delta)} \left(1 - \frac{Y_m^{(\delta)}}{\tilde{Y}_m^{(\delta)}}\right) \Gamma_{m,p}^{(\delta,\text{ap})} \Gamma_{m,r}^{(\delta,\text{ap})} &= \sum_{m=NM^{(\delta)}+1}^{ND^{(\delta)}} \tilde{Y}_m^{(\delta)} \left(1 - \frac{Y_m^{(\delta)}}{\tilde{Y}_m^{(\delta)}}\right) \Gamma_{m,p}^{(\delta,\text{ap})} \Gamma_{m,r}^{(\delta,\text{ap})} \\ &\quad - j \frac{1}{\omega\mu} \sum_{n=1}^4 \alpha_n^{\text{TE}} k^{2n} \sum_{\substack{m=ND^{(\delta)}+1 \\ \text{modos TE}}}^{NK^{(\delta)}} k_{c,m}^{(\delta)-(2n-1)} \Gamma_{m,p}^{(\delta,\text{ap})} \Gamma_{m,r}^{(\delta,\text{ap})} \\ &\quad + j \omega\epsilon \sum_{n=1}^4 \alpha_n^{\text{TM}} k^{2n} \sum_{\substack{m=ND^{(\delta)}+1 \\ \text{modos TM}}}^{NK^{(\delta)}} k_{c,m}^{(\delta)-(2n+1)} \Gamma_{m,p}^{(\delta,\text{ap})} \Gamma_{m,r}^{(\delta,\text{ap})} \end{aligned} \quad (2.37)$$

donde todas las series que llegan hasta el modo $NK^{(\delta)}$, y que por tanto involucran a un elevado número de términos, ya no dependen de la frecuencia y deberán calcularse una única vez.

Esta forma de evaluar (2.25) reduce drásticamente el tiempo requerido para construir la matriz de coeficientes \mathbf{B} de la discontinuidad, ya que los cálculos más pesados han pasado a ser estáticos y no se deben repetir a cada frecuencia de análisis [98].

2.2.5. Aplicación a Estructuras 2D

En esta tesis denominaremos como estructura bidimensional a aquella que presenta una geometría que se mantiene constante en una cierta dirección del espacio y a lo largo de toda la estructura. Como ejemplos de dispositivos bidimensionales en guía onda rectangular, podemos citar a los filtros inductivos o en plano H que mantienen una altura constante en toda la estructura (ver la figura 1.3 de la página 15) y a los filtros corrugados, también denominados capacitivos o filtros en plano E, en los que es la anchura la que se mantiene constante (ver la figura 1.5(a) de la página 19, también en el capítulo 1 de esta memoria). Esta tesis pretende desarrollar nuevos procedimientos de diseño para estas topologías clásicas, y por tanto es conveniente disponer de herramientas de simulación que permitan determinar su comportamiento de la forma más eficiente posible.

A los componentes en guía onda rectangular con una altura b constante se les denomina componentes en plano H, ya que ante una excitación mediante el modo fundamental TE_{10} los campos en todos los cortes en plano H del dispositivo son idénticos. Además, conocida la altura b de la estructura y uno de dichos cortes en plano H, la geometría de la estructura quedaría completamente definida. Por otro lado, cuando la anchura a es la dimensión que se mantiene constante, se dice en consonancia que tenemos un componente en plano E (y un corte en plano E junto al valor a de la anchura definen por completo la estructura). El hecho de que la estructura quede prácticamente definida por un corte con un cierto plano, nos invita a extraer el comportamiento en la variable perpendicular a dicho plano (donde la estructura no cambia) y convertir el problema tridimensional en un problema equivalente en dos dimensiones mucho más simple y rápido de resolver.

En el caso de los filtros inductivos y capacitivos anteriormente comentados, se podría pasar de un problema en guía onda rectangular a uno equivalente en guía de placas paralelas, donde de nuevo el comportamiento según la dirección de propagación se tratará descomponiendo la estructura en tramos de guía de placas paralelas y las discontinuidades que se producen en las uniones entre dichas guías. Las discontinuidades tendrán por tanto un carácter claramente unidimensional, y su representación multimodal equivalente, como veremos a continuación, se podrá obtener de una forma muy eficiente.

2.2.5.1. Equivalencia entre Problemas en Guía Rectangular y en Guía de Placas Paralelas

En este subapartado vamos a describir la equivalencia existente entre un problema bidimensional en guía rectangular y un problema relacionado en guía de placas paralelas, siguiendo en cierto modo el camino marcado por las ideas ya recogidas en [99]. Para realizar esta equivalencia, se debe extraer el comportamiento en la dirección en la que la estructura es invariante. Asumiendo que las ondas en la guía rectangular viajan por un medio homogéneo, sin pérdidas, sin fuentes y limitado por paredes conductoras también ideales, el campo electromagnético se puede obtener combinando las soluciones no triviales que parten de los vectores potenciales eléctrico \mathbf{A} y magnético \mathbf{F} [100].

La contribución asociada al vector potencial eléctrico procede de la solución no trivial de la ecuación de onda

$$\nabla^2 \mathbf{A} + k^2 \mathbf{A} = 0 \quad ; \quad k = \omega \sqrt{\mu \varepsilon} \quad (2.38)$$

y la del vector potencial magnético de la solución no trivial de la misma ecuación pero ahora para el vector \mathbf{F}

$$\nabla^2 \mathbf{F} + k^2 \mathbf{F} = 0 \quad ; \quad k = \omega \sqrt{\mu \varepsilon} \quad (2.39)$$

de forma que el campo electromagnético solución al problema será el resultado de superponer ambas soluciones

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_A + \mathbf{E}_F \quad ; \quad \mathbf{H} = \mathbf{H}_A + \mathbf{H}_F \quad (2.40a)$$

$$\text{Solución } \mathbf{A} : \quad \mathbf{H}_A = \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \quad \text{y} \quad \mathbf{E}_A = \frac{1}{j\omega \varepsilon} \nabla \times \mathbf{H}_A \quad (2.40b)$$

$$\text{Solución } \mathbf{F} : \quad \mathbf{E}_F = -\frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \mathbf{F} \quad \text{y} \quad \mathbf{H}_F = \frac{j}{\omega \mu} \nabla \times \mathbf{E}_F \quad (2.40c)$$

y de forzar que se cumplan las correspondientes condiciones de contorno asociadas tanto a las paredes que limitan la estructura como a las condiciones de excitación y carga de los puertos de acceso.

Centrémonos inicialmente en los componentes en plano E (por ejemplo, los filtros corrugados), donde la anchura a es constante a lo largo de toda la estructura (y por tanto la estructura presenta el mismo corte en cualquier plano perpendicular a $\hat{\mathbf{x}}$). Se puede demostrar a partir de las ecuaciones de Maxwell que en este caso sólo es necesario conocer las componentes en $\hat{\mathbf{x}}$ de los vectores potenciales \mathbf{A} y \mathbf{F} para poder generar cualquier posible solución electromagnética en la estructura⁴. Además, viendo la naturaleza de la estructura, parece conveniente separar la dependencia de

⁴Este hecho no es en absoluto sorprendente ya que, en general, a partir de dos componentes ortogonales de campo es posible generar cualquier solución en una región con dieléctrico homogéneo, sin fuentes y sin pérdidas [2], [100].

la solución con la variable x de la dependencia con las variables y y z . Todas estas consideraciones nos invitan a proponer unos vectores potenciales \mathbf{A} y \mathbf{F} de la siguiente forma

$$\mathbf{A} = A^x(x) A^{yz}(y, z) \hat{\mathbf{x}} \quad ; \quad \mathbf{F} = F^x(x) F^{yz}(y, z) \hat{\mathbf{x}} \quad (2.41)$$

Si ahora introducimos la forma anterior de los vectores potenciales en (2.38) y (2.39), forzamos a los campos resultantes (2.40) a cumplir las condiciones de contorno en las paredes eléctricas laterales, ubicadas en $x = 0$ y en $x = a$, y además asumimos que la excitación es una combinación de modos con m_0 variaciones en anchura (o mejor expresado, una combinación arbitraria de modos $\text{TE}_{m_0, n}$ y $\text{TM}_{m_0, n}$), es fácil deducir que el vector potencial \mathbf{A} vendrá dado por

$$\mathbf{A} = \cos\left(\frac{m_0\pi}{a}x\right) A^{yz}(y, z) \hat{\mathbf{x}} \quad (2.42)$$

donde a es la anchura constante de la estructura y A^{yz} es la solución no trivial de la siguiente ecuación de ondas

$$\nabla_{yz}^2 A^{yz}(y, z) + \left(k^2 - \left(\frac{m_0\pi}{a}\right)^2\right) A^{yz}(y, z) = 0 \quad (2.43)$$

que consiga además que sus campos eléctrico y magnético cumplan el resto de condiciones de contorno aún no aplicadas.

Para el caso del vector potencial magnético \mathbf{F} se obtiene unos resultados bastante similares

$$\mathbf{F} = \sin\left(\frac{m_0\pi}{a}x\right) F^{yz}(y, z) \hat{\mathbf{x}} \quad (2.44)$$

con F^{yz} siendo la solución no trivial de

$$\nabla_{yz}^2 F^{yz}(y, z) + \left(k^2 - \left(\frac{m_0\pi}{a}\right)^2\right) F^{yz}(y, z) = 0 \quad (2.45)$$

que permita verificar las condiciones de los campos electromagnéticos en el resto del contorno de la estructura.

En las expresiones (2.43) y (2.45), ∇_{yz}^2 representa a la parte del operador laplaciano que no opera sobre la variable x (es decir, $\nabla_{yz}^2 = \nabla^2 - \partial^2/\partial x^2$).

A partir de las expresiones de los vectores potenciales también se puede deducir que si la excitación no presenta variación en anchura, es decir, $m_0 = 0$, el vector potencial magnético \mathbf{F} se anularía, y sólo quedarían los campos asociados al vector potencial eléctrico \mathbf{A} .

La clave de la equivalencia es la correcta interpretación de las expresiones (2.42)–(2.45) junto a las ecuaciones constitutivas (2.38)–(2.40), que nos permitirá plantear la correspondencia con un problema en guía de placas paralelas. Es fácil comprobar que las ecuaciones de onda (2.43) y (2.45) son prácticamente las mismas que las que se obtendrían para la componente en $\hat{\mathbf{x}}$ de los vectores potenciales \mathbf{A} y \mathbf{F} en un problema

en guía de placas paralelas en las que se ha extendido la estructura hasta el infinito en anchura (desapareciendo tanto las dos paredes laterales como la dependencia con la variable x). La única diferencia residiría en que el número de onda k_{pp} empleado en el problema de placas paralelas debería ser sustituido por

$$k_{pp} = \sqrt{k^2 - k_{c_{m_0,0}}^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m_0\pi}{a}\right)^2} \quad (2.46)$$

para obtener las ecuaciones de onda (2.43) y (2.45) para A^{yz} y F^{yz} , donde $k_{c_{m_0,0}}$ es el número de onda de corte del modo $TE_{m_0,0}$. Como además, las condiciones de contorno que quedarían por aplicar en el problema en guía onda rectangular original serían las mismas que deben satisfacer los campos solución del problema en guía de placas paralelas, se puede establecer una equivalencia perfecta a nivel electromagnético entre ambos problemas.

Por tanto, la resolución de una estructura capacitiva (es decir, con anchura constante a) en guía de onda rectangular sería equivalente a obtener los vectores potenciales \mathbf{A} y \mathbf{F} del problema en guías de placas paralelas equivalente en términos del número de onda k_{pp} , añadir a los vectores potenciales el termino coseno o seno con la dependencia en x de la excitación (ver (2.42) y (2.44)), y acto seguido realizar el cambio de número de onda recogido en (2.46). El último paso sería obtener las expresiones de los campos de la estructura a partir de los vectores potenciales mediante la aplicación de (2.40).

A la hora de obtener los campos, hay un aspecto sutil del que es importante ser consciente. Los campos magnético \mathbf{H}_A y eléctrico \mathbf{E}_F del problema original están relacionadas con los campos \mathbf{H}_A y \mathbf{E}_F del problema en placas paralelas de la misma forma que lo están los vectores potenciales \mathbf{A} y \mathbf{F} . Es decir, se pueden deducir al añadir el término coseno y el término seno en x , respectivamente, a los campos \mathbf{H}_A y \mathbf{E}_F del problema equivalente en placas paralelas, y luego realizar la transformación de número de onda (2.46). Sin embargo, los otras dos contribuciones de los campos, \mathbf{E}_A y \mathbf{H}_F , se deben construir aplicando directamente las ecuaciones de Maxwell a los campos \mathbf{H}_A y \mathbf{E}_F del problema original, debido a que presentan nuevas componentes que no estaban presentes en el problema equivalente en placas paralelas (y que surgen de forma natural a partir de las paredes metálicas que hay en el problema en guía onda rectangular pero que no existen en su equivalente en placas paralelas).

Las relaciones en (2.40) ponen de manifiesto que aunque una buena parte de los vectores \mathbf{E}_A y \mathbf{H}_F incluyen el efecto de la transformación del número de onda (2.46), también incluyen unos factores en frecuencia procedente de las ecuaciones de Maxwell, en concreto $\omega\varepsilon$ y $\omega\mu$, que no se verán afectados por dicha transformación. Estos dos factores que aparecen en los vectores \mathbf{E}_A y \mathbf{H}_F evitan que la solución del problema en placas paralelas a la frecuencia f_{pp} dada por

$$f_{pp} = \sqrt{f^2 - f_{c_{m_0,0}}^2} = \sqrt{f^2 - \left(\frac{m_0c}{2a}\right)^2} \quad (2.47)$$

Tabla 2.1
CORRESPONDENCIA ENTRE MODOS DE UNA GUÍA DE PLACAS PARALELAS Y UNA
GUÍA RECTANGULAR

Guía de Placas Paralelas	Guía de Ondas Rectangular	
	<i>Plano E</i> (m_0)	<i>Plano H</i> (n_0)
$\text{TEM} \equiv \text{TE}_0^{(x)}$	$\text{TE}_{m_0,0}^{(x)}$	$\text{TE}_{0,n_0}^{(y)}$
$\text{TM}_p \equiv \text{TE}_p^{(x)} \quad (p \geq 1)$	$\text{TE}_{m_0,p}^{(x)}$	$\text{TE}_{p,n_0}^{(y)}$
$\text{TE}_p \equiv \text{TM}_p^{(x)} \quad (p \geq 1)$	$\text{TM}_{m_0,p}^{(x)}$	$\text{TM}_{p,n_0}^{(y)}$

Tabla 2.2
EQUIVALENCIAS ENTRE MODOS DE UNA GUÍA ONDA RECTANGULAR CON
DISTINTAS NOMENCLATURAS

Nomenclatura ^(z)	Nomenclatura ^(x)	Nomenclatura ^(y)
$\text{TE}_{m,0} \quad (m \geq 1)$	$\text{TE}_{m,0}^{(x)}$	$\text{TM}_{m,0}^{(y)}$
$\text{TE}_{0,n} \quad (n \geq 1)$	$\text{TM}_{0,n}^{(x)}$	$\text{TE}_{0,n}^{(y)}$
$\text{TE}_{m,n}/\text{TM}_{m,n}$ ($m \geq 1, n \geq 1$)	Comb. lineales de $\text{TE}_{m,n}^{(x)}$ y $\text{TM}_{m,n}^{(x)}$	Comb. lineales de $\text{TE}_{m,n}^{(y)}$ y $\text{TM}_{m,n}^{(y)}$

siendo $f_{c_{m_0,0}}$ la frecuencia de corte del modo $\text{TE}_{m_0,0}$, se pueda trasladar a la frecuencia f del problema original en guía rectangular de forma directa añadiendo sólo el correspondiente termino sinusoidal o cosenoidal en x a la expresión de los campos.

En lo que respecta a la amplitud de los campos, o mejor dicho, a las amplitudes modales que se obtienen tras desarrollar los campos en cada parte de la estructura en forma de serie de sus distintos modos, esta transformación en frecuencia sería totalmente válida al poder aplicarse tal cual a los vectores potenciales. Los aspectos en los que afectan las diferencias que surgen al determinar los vectores \mathbf{E}_A y \mathbf{H}_F son las expresiones de los vectores modales y la impedancia de onda del modo que relaciona las componentes del campo eléctrico y del campo magnético transversal que transportan potencia según $\hat{\mathbf{z}}$.

Resumiendo todos los aspectos anteriores, podemos concluir que a la hora de obtener respuestas como los parámetros de dispersión o inmitancia, la equivalencia es tan simple como realizar el cambio de frecuencias (2.47) a la solución del problema en placas paralelas, realizando como máximo algún reajuste debido a aspectos de normalización de los vectores modales⁵. Si, por contra, queremos hacer una representación

⁵La dependencia con la variable x introducida en la expresión de los campos no afecta por ser siempre la misma en todos los modos, así por ejemplo, la parte de las integrales de acoplamiento que

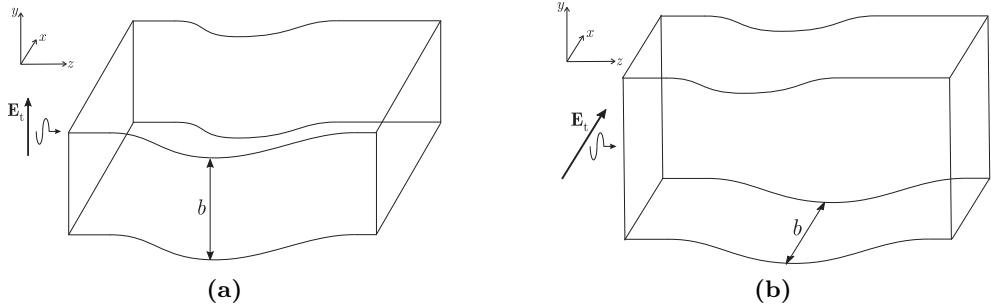


Figura 2.6. En (a) se muestra un componente en plano H de altura b excitado con un modo con su campo eléctrico transversal orientado en la dirección en la que la estructura es uniforme, y en (b) se representa el mismo componente ante la misma excitación girado 90° para que la estructura sea uniforme según x .

multimodal equivalente en términos de una matriz de impedancias generalizada, habrá que jugar además con los aspectos asociados a los diferentes niveles de impedancia existentes en los dos problemas. En cualquier caso, se puede ver cómo es posible establecer una equivalencia clara entre ambos tipos de problemas.

Para poder completar dicha equivalencia, que realizaremos siempre desde un punto de vista modal, es necesario establecer la correspondencia entre los modos de la guía de placas paralelas y los modos de la guía rectangular. Tras obtener los modos de ambas guías a partir de los vectores potenciales \mathbf{A} y \mathbf{F} y explotar las equivalencias que subyacen debajo de las expresiones (2.42)–(2.45), se pueden deducir fácilmente las equivalencias mostradas en la tabla 2.1 para un componente en plano E. Es importante notar que la nomenclatura empleada para denotar a los modos de la guía onda rectangular no es la habitual en la práctica. La tabla 2.2 recoge la relación entre los modos nombrados en función de la existencia o no de las componentes de sus campos según \hat{z} (que es la más habitual en la práctica), y según las dos nomenclaturas alternativas que se emplean para componentes en plano E y plano H en función de la presencia o no de los componentes según \hat{x} e \hat{y} . Indicar a su vez que la pareja de modos $\text{TE}_{m,n}$ y $\text{TM}_{m,n}$ se pueden deducir a partir de combinaciones lineales ortonormales de los dos modos $\text{TE}_{m,n}^{(x)}$ y $\text{TM}_{m,n}^{(x)}$ (o alternativamente $\text{TE}_{m,n}^{(y)}$ y $\text{TM}_{m,n}^{(y)}$) que consiguen anular, respectivamente, la componente axial de campo eléctrico ($E_z = 0$) y magnético ($H_z = 0$) [4], [100].

Hasta ahora hemos supuesto que la excitación en la estructura correspondía a la de un modo con la variación en anchura propia de los modos $\text{TE}_{m_0,n}$ y $\text{TM}_{m_0,n}$. Si la excitación puede tener una forma más arbitraria, se podría proceder mediante superposición. La excitación se descompondría según las distintas variaciones con la variable x (cada una asociada a un índice m_0 en anchura distinto), y cada una de

involucra a la variable x valdrá siempre 1 por ortonormalidad (al igual que si no existiera).

ellas sería caracterizada de forma independiente sobre el mismo problema equivalente en placas paralelas (empleando en cada caso una transformación de número de onda o frecuencia distinta).

Aunque todo lo que hemos comentado hasta este momento está asociado a componentes en plano E, es posible trasladarlo sin ninguna dificultad para componentes en plano H con altura b constante. Un componente típico en plano H son los filtros inductivos en guía onda rectangular. El problema equivalente en placas paralelas se obtendría quitando las paredes superior e inferior de la estructura y haciendo ésta infinitamente larga para eliminar la dependencia con la variable y (lo que nos permite replicar todos los resultados aquí obtenidos intercambiando las variables x e y). Sin embargo, para uniformizar la formulación, preferimos realizar un giro adicional de 90° en el problema de placas paralelas resultante y transformarlo en uno donde la dependencia que se elimina es de nuevo la asociada a la variable x (ver la figura 2.6). Esto nos permite reutilizar la misma formulación, teniendo en cuenta que el único cambio respecto al problema original es que tanto la excitación como los campos en la estructura también se encuentran girados 90° (en consonancia con el giro aplicado a la estructura).

En este nuevo caso, la relación entre el número de onda y la frecuencia del problema en guía rectangular y su equivalente en guía de placas paralelas serían

$$k_{\text{PP}} = \sqrt{k^2 - k_{c_0, n_0}^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{n_0 \pi}{b}\right)^2} \quad (2.48a)$$

$$f_{\text{PP}} = \sqrt{f^2 - f_{c_0, n_0}^2} = \sqrt{f^2 - \left(\frac{n_0 c}{2b}\right)^2} \quad (2.48b)$$

mientras que la equivalencia entre modos de la guía de placas paralelas y guía onda rectangular (una vez deshecho el giro de 90°) es la recogida en la tabla 2.1 bajo la columna rotulada plano H.

2.2.5.2. Caracterización de Discontinuidades en Guía de Placas Paralelas

Atendiendo a todo lo descrito hasta el momento, una posible forma de realizar el análisis de estructuras bidimensionales en guía rectangular consistiría en obtener su equivalente en forma de placas paralelas, y luego realizar una transformación adecuada para obtener los parámetros deseados a las frecuencias de interés. Esta forma de proceder conseguiría acelerar de forma considerable el análisis de este tipo de problemas. Así mismo, puede suceder que alguno de los bloques que forman parte de una estructura tridimensional tenga en realidad un carácter bidimensional. Para obtener la caracterización multimodal equivalente de dichos bloques, lo más eficiente sería sin duda reducirlo a un problema equivalente en placas paralelas.

Para cualquiera de las dos situaciones anteriormente comentadas, puede ser interesante realizar la representación multimodal equivalente de una discontinuidad entre

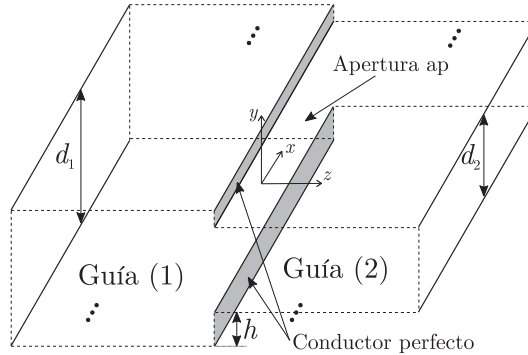


Figura 2.7. Discontinuidad planar entre dos guías de placas paralelas de diferente altura y conectadas en cascada.

guías de placas paralelas. En este subapartado vamos a obtener dicha representación mediante la formulación de ecuación integral ya descrita en este capítulo. Consideraremos el caso en el que las placas paralelas son perpendiculares a \hat{y} y pasan de estar separadas una distancia d_1 a una distancia d_2 menor con un desplazamiento u *offset* h desde la base de la primera guía (ver la figura 2.7). Lógicamente, la guía (1) sería la guía grande de la discontinuidad, que englobaría por completo a la guía (2) o guía pequeña. Debido a las características de la geometría, los resultados finales obtenidos se podrán extrapolar tanto a saltos capacitivos o en plano E (es decir, en altura) como a saltos inductivos o en plano H (es decir, en anchura) en guía de ondas rectangular. En el primer caso habría que cambiar las distancias d_1 y d_2 por las alturas de las guías involucradas en la discontinuidad, y en el caso inductivo por las anchuras (y h sería para el caso inductivo el desplazamiento u *offset* que se produciría en anchura).

Tomando por tanto una guía formada por dos placas paralelas perpendiculares a \hat{y} , con una separación d entre las placas, y siendo $\pm\hat{z}$ la dirección de propagación, los campos de las soluciones $\text{TE}_n^{(x)}$ con $n = 0, 1, 2, \dots$ vendrán dados por

$$\mathbf{E}_n^{\text{TE}^{(x)}} = C_n^{\text{TE}^{(x)}} \sqrt{\frac{\xi_n}{dY_{0n}^{\text{TE}^{(x)}}}} \left[\cos\left(\frac{n\pi}{d}y\right) \hat{y} \pm j \frac{1}{\beta_n} \left(\frac{n\pi}{d}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{d}y\right) \hat{z} \right] e^{\mp j\beta_n z} \quad (2.49a)$$

$$\mathbf{H}_n^{\text{TE}^{(x)}} = \mp C_n^{\text{TE}^{(x)}} \sqrt{\frac{\xi_n Y_{0n}^{\text{TE}^{(x)}}}{d}} \cos\left(\frac{n\pi}{d}y\right) e^{\mp j\beta_n z} \hat{x} \quad (2.49b)$$

siendo ξ_n igual a 1 si $n = 0$ e igual a 2 para cualquier otro valor de n , mientras que los campos de los modos $\text{TM}_n^{(x)}$ con $n = 1, 2, \dots$ toman la forma

$$\mathbf{E}_n^{\text{TM}^{(x)}} = C_n^{\text{TM}^{(x)}} \sqrt{\frac{2}{dY_{0n}^{\text{TM}^{(x)}}}} \sin\left(\frac{n\pi}{d}y\right) e^{\mp j\beta_n z} \hat{x} \quad (2.50a)$$

$$\mathbf{H}_n^{\text{TM}^{(x)}} = C_n^{\text{TM}^{(x)}} \sqrt{\frac{2}{dY_{0n}^{\text{TM}^{(x)}}}} \left[\pm \sin\left(\frac{n\pi}{d}y\right) \hat{y} - j \frac{1}{\beta_n} \left(\frac{n\pi}{d}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{d}y\right) \hat{z} \right] e^{\mp j\beta_n z} \quad (2.50b)$$

donde $C_n^{\text{TE}^{(x)}/\text{TM}^{(x)}}$ son constantes complejas arbitrarias, y los signos superior e inferior hacen referencia a la onda que se propaga según $+\hat{\mathbf{z}}$ y $-\hat{\mathbf{z}}$. Los campos de los modos se han expresado de forma que si el módulo de estas constantes es igual a la unidad, la potencia que transportará el modo por unidad de anchura de la guía de placas paralelas será de 1 W. Las admitancias de onda de cada uno de estos modos, que aparecen también en las expresiones (2.49)–(2.50), son

$$Y_{0_n}^{\text{TE}^{(x)}} = \frac{\omega\varepsilon}{\beta_n} = \frac{k_{\text{pp}}^2}{\omega\mu\beta_n}; \quad Y_{0_n}^{\text{TM}^{(x)}} = \frac{\beta_n}{\omega\mu} = \frac{\omega\varepsilon\beta_n}{k_{\text{pp}}^2} \quad (2.51)$$

y que se han expresado dejando el factor $\omega\varepsilon$ o $\omega\mu$ en la ubicación adecuada según (2.40), para así poder aislar fácilmente la parte de dichas admitancias a las que no habría que aplicar la transformación en número de onda para pasar al problema en guía onda rectangular. Finalmente, el número de onda de corte $k_{c,n}$, el exponente lineal de propagación γ_n y la constante de propagación β_n tanto de un modo $\text{TE}_n^{(x)}$ como $\text{TM}_n^{(x)}$ se expresan como

$$\gamma_n = j\beta_n = j\sqrt{k_{\text{pp}}^2 - k_{c,n}^2}; \quad k_{c,n} = \frac{n\pi}{d} \quad (2.52)$$

Observando las expresiones (2.49)–(2.52) se puede concluir por un lado que el modo $\text{TE}_0^{(x)}$ es en realidad el modo TEM, y por otro lado que los modos $\text{TE}_n^{(x)}$ y $\text{TM}_n^{(x)}$ se corresponderían con los modos $\text{TM}_n^{(z)}$ y $\text{TE}_n^{(z)}$, respectivamente, atendiendo a la existencia o no de componentes de los campos según $\hat{\mathbf{z}}$.

Otro aspecto relevante que se puede deducir a partir de dichas expresiones es el desacoplo entre la situación que se da cuando el campo eléctrico transversal es perpendicular a las placas (lo que supone la presencia de los modos $\text{TE}_n^{(x)}$) y cuando el campo eléctrico transversal es paralelo a las placas (donde existirán sólo los modos $\text{TM}_n^{(x)}$). Fijándonos en el campo magnético transversal, en el primer caso éste se orientaría según $\hat{\mathbf{x}}$ y en el segundo según $\hat{\mathbf{y}}$. Como consecuencia, las integrales de acoplamiento (2.20) entre modos $\text{TE}_n^{(x)}$ y modos $\text{TM}_n^{(x)}$ de distintas guías en placas paralelas serán siempre igual a cero, indicando que existe un desacoplo entre ambos tipos de modos a lo largo de cualquier estructura en placas paralelas.

Por tanto podemos afirmar que en una estructura genérica en placas paralelas excitada con un campo eléctrico transversal perpendicular a las placas, sólo aparecerán en la estructura modos $\text{TE}_n^{(x)}$. Por otro lado, sólo habrá que considerar los modos $\text{TM}_n^{(x)}$ cuando el campo eléctrico transversal de la excitación sea paralelo a las placas paralelas⁶. Si la excitación presenta ambas componentes de campo transversal, lo más eficiente sería descomponer la excitación en sus dos componentes, resolver

⁶El superíndice x de los modos es asumiendo que las placas paralelas están ubicadas de forma perpendicular a $\hat{\mathbf{y}}$. En un caso general, habría que reemplazar x por la dirección transversal contenida en la superficie de las placas paralelas.

cada problema por separado, y por último sumar las dos soluciones obtenidas por superposición.

Centrándonos nuevamente en el caso de la representación multimodal equivalente de nuestra discontinuidad entre guías de placas paralelas (ver [la figura 2.7](#)), el desacoplo existente entre las distintas familias de modos hace que los elementos de la matriz de impedancias correspondientes a modos de diferentes problemas sean siempre cero. Lo más práctico y eficiente para determinar el resto de elementos de la matriz de impedancias, tal y como hemos comentado, es resolver ambos problemas por separado. Esta forma de proceder disminuye a la mitad el número de modos involucrados en cada problema (al considerar sólo los modos relevantes en cada caso), y por tanto reduce de forma importante los requisitos computacionales tanto en lo que respecta a memoria como a tiempo de computación. Además, en muchas ocasiones sólo estamos interesados en la solución de uno de los dos casos (como se verá en [el subapartado 2.2.5.3](#)). En lo que sigue trataremos cada uno de estos dos casos por separado.

Al problema que surge cuando el campo eléctrico transversal es paralelo a las placas (o de forma equivalente, el campo magnético transversal es perpendicular a éstas), lo llamaremos problema paralelo y lo denotaremos con el símbolo \parallel . En este problema sólo hay que considerar los modos $\text{TM}_n^{(x)}$. La formulación sería prácticamente idéntica a la descrita en [los apartados 2.2.1 y 2.2.3](#), si bien presenta alguna pequeña diferencia que permite conseguir que el *kernel* sea independiente de la frecuencia. Esta diferencia consiste en usar la admitancia asintótica \tilde{Y}_m para todos los modos del *kernel*, en lugar de emplearla sólo en los modos accesibles (en la formulación general se utilizaba Y_m para el resto de modos ya que representa mejor la ausencia de onda incidente en la discontinuidad). Aplicando esta pequeña modificación, la forma de las ecuaciones integrales cuya solución son las corrientes magnéticas incógnitas $\mathbf{M}_n(\mathbf{r}')$ no se ve alterada respecto a la formulación general (ver [\(2.13\)](#)):

$$\mathbf{h}_n^{(\gamma)}(\mathbf{r}) = \int_{\text{ap}} \bar{\mathbf{K}}_{\parallel}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') \cdot \mathbf{M}_n^{(\gamma)}(\mathbf{r}') d\mathbf{r}' \quad ; \quad \mathbf{r} \in \text{ap} \quad (2.53)$$

pero sí que se modificaría el *kernel*, ya que ahora todos los modos se tratan de la misma forma, lo que hace que [\(2.8\)](#) se reescriba como

$$\bar{\mathbf{K}}_{\parallel}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') = \sum_{\delta=1}^2 \left[\sum_{m=1}^{\infty} \tilde{Y}_m^{(\delta)} \mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}) \mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}') \right] \quad ; \quad \mathbf{r}', \mathbf{r} \in \text{ap} \quad (2.54)$$

y tras truncar el sumatorio a un número finito de términos $NK^{(\delta)}$ y tomar la admitancia asintótica dada por la siguiente expresión

$$\tilde{Y}_m^{(\delta)} = \lim_{k/k_{c,m}^{(\delta)} \rightarrow 0} Y_m^{(\delta)} \Big|_{\text{corte}} = -j \frac{\omega \varepsilon k_{c,m}^{(\delta)}}{k_{pp}^2} = -j \frac{\omega \varepsilon m \pi}{d_{\delta} k_{pp}^2} \quad ; \quad m \geq 1 \quad (2.55)$$

el *kernel* (2.54) quedaría

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{K}}_{\parallel}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') &= \sum_{\delta=1}^2 \left[\sum_{m=1}^{NK^{(\delta)}} \tilde{Y}_m^{(\delta)} \mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}) \mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}') \right] \\ &= -\frac{j\omega\varepsilon}{k_{\text{pp}}^2} \sum_{\delta=1}^2 \left[\sum_{m=1}^{NK^{(\delta)}} \left(\frac{m\pi}{d_\delta} \right) \mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}) \mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}') \right]\end{aligned}\quad (2.56)$$

que, como vemos, presenta un sumatorio independiente de la frecuencia que sólo sería necesario sumar una única vez para todos los puntos en frecuencia donde se quiera caracterizar.

A partir de este punto, el procedimiento de resolución es idéntico al descrito en el apartado 2.2.2 empleando ahora el *kernel* (2.56). Asumiendo que la guía (1) engloba por completo a la guía (2) de la discontinuidad, y por tanto aplicando las particularizaciones descritas en el apartado 2.2.3, las características de este nuevo *kernel* hace que los elementos de la matriz \mathbf{B} del sistema de ecuaciones final (2.24) se reescriban ahora como

$$B_{\parallel r,p} = -\frac{j\omega\varepsilon\pi}{k_{\text{pp}}^2} \left[\frac{1}{d_1} \sum_{q=1}^{NK^{(1)}} q\Gamma_{q,r}^{(1,2)}\Gamma_{q,p}^{(1,2)} + \frac{r}{d_2} \delta_{r,p} \right]\quad (2.57)$$

lo que también permite extraer la dependencia en frecuencia del sumatorio de los elementos de la matriz \mathbf{B}_{\parallel} . En concreto, la forma más eficiente de proceder sería calcular, de forma análoga a (2.19), unos parámetros de impedancia estáticos dados por

$$Z_{\parallel 0m,n}^{(\delta,\gamma)} = \sum_{p=1}^{NF} \alpha_{\parallel 0n,p}^{(\gamma)} \Gamma_{p,m}^{(2,\delta)}\quad (2.58)$$

donde los coeficientes $\alpha_{\parallel 0n,p}^{(\gamma)}$ son la solución del sistema de ecuaciones estático

$$\mathbf{\Gamma}_n^{(\gamma)} = \mathbf{B}_{\parallel 0} \boldsymbol{\alpha}_{\parallel 0n}^{(\gamma)} ; \quad n = 1, 2, \dots, NM^{(\gamma)} \text{ y } \gamma = 1, 2\quad (2.59)$$

siendo los elementos de la matriz $\mathbf{B}_{\parallel 0}$ idénticos a los recogidos en (2.57) una vez se extrae el factor externo que los multiplica

$$B_{\parallel 0r,p} = \frac{1}{d_1} \sum_{q=1}^{NK^{(1)}} q\Gamma_{q,r}^{(1,2)}\Gamma_{q,p}^{(1,2)} + \frac{r}{d_2} \delta_{r,p}\quad (2.60)$$

haciendo que la matriz $\mathbf{B}_{\parallel 0}$ sea una matriz real e independiente de la frecuencia. Además, es fácil demostrar que es una matriz definida positiva, lo que permite el uso de técnicas más eficientes y robustas tanto para obtener su inversa como para resolver sistemas de ecuaciones en los que esté involucrada [101].

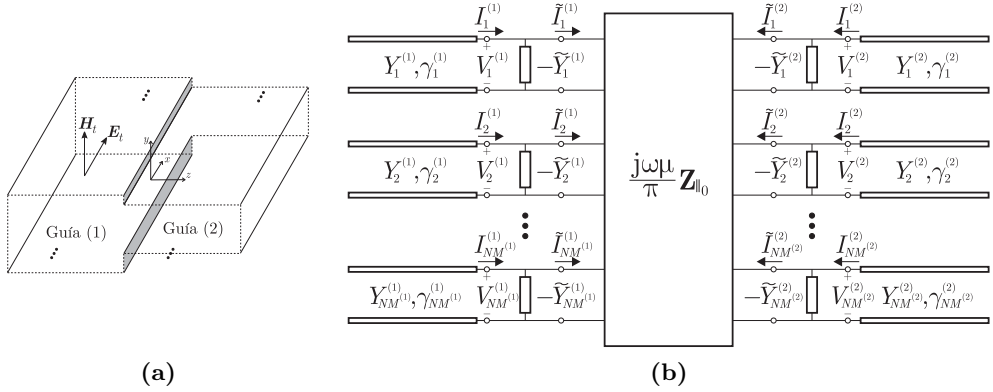


Figura 2.8. Discontinuidad planar en guías de placas paralelas con excitación paralela en (a), y su representación multimodal equivalente mediante la técnica de ecuación integral en (b).

Finalmente, para calcular los elementos de la matriz de impedancias a una frecuencia concreta, habrá que incorporar en algún momento el término extraído. Lo mejor es incorporarlo directamente en los elementos de la matriz de impedancias generalizada. Como los coeficientes $\alpha_{||0n,p}^{(\gamma)}$ se obtienen tras multiplicar el vector $\mathbf{\Gamma}_n^{(\gamma)}$ por la inversa de la matriz $\mathbf{B}_{||0}$, obtendremos que

$$Z_{||m,n}^{(\delta,\gamma)} = \frac{j k_{PP}^2}{\omega \varepsilon \pi} Z_{||0m,n}^{(\delta,\gamma)} = \frac{j \omega \mu}{\pi} Z_{||0m,n}^{(\delta,\gamma)} \quad (2.61)$$

y el hecho de que las impedancias sean directamente proporcionales a la frecuencia nos muestra como efectivamente la discontinuidad tiene un carácter inductivo.

Esta forma de proceder es tremendamente eficiente desde el punto de vista computacional, ya que sólo requiere construir una única vez la matriz $\mathbf{B}_{||0}$, calcular su inversa y obtener la matriz de impedancias estáticas $\mathbf{Z}_{||0}$. Para cada punto en frecuencia de análisis, sólo quedaría multiplicar dicha matriz por el factor en (2.61) para obtener la matriz de impedancias \mathbf{Z} a la frecuencia de interés. Por lo tanto, el coste dinámico por punto en frecuencia es prácticamente despreciable. Este procesado de la dependencia con la frecuencia compensa con creces el ligero incremento que en teoría hay que realizar en el número de modos accesibles (ya que las admitancias $\tilde{Y}_{m||}$ representan peor las condiciones de carga, y por tanto tienden a anular más lentamente las corrientes que las admitancias asintóticas Y_m conforme aumenta el número de onda de corte k_c). Esto es aun más cierto si tenemos en cuenta que el número de modos accesibles a emplear para alcanzar convergencia en este tipo de problemas muy rara vez supera los 15 (al haber sólo el subíndice modal en altura, y no dos, uno para la anchura y otro para la altura, como sucede en la guía rectangular, y además tomar sólo los modos que se excitan en el problema $||$).

La representación multimodal equivalente de la discontinuidad bajo estudio se muestra en la [figura 2.8](#), donde se observa que la excitación presenta un campo eléctrico transversal \mathbf{E}_t paralelo a las propias placas paralelas.

Si pasamos ahora al segundo caso en el que el campo eléctrico transversal es perpendicular a las placas paralelas (o de forma equivalente, el campo magnético transversal es paralelo), y que representaremos por el signo \perp , tendremos que emplear los modos $\text{TE}_n^{(x)}$. Utilizando la misma filosofía empleada para resolver el problema paralelo y tras extraer la admitancia asintótica de todos los modos (excepto para el modo fundamental $\text{TE}_0^{(x)}$ al estar siempre en propagación), el *kernel* quedará

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{K}}_{\perp}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') &= \sum_{\delta=1}^2 \left[\sum_{m=2}^{NK^{(\delta)}} \tilde{Y}_m^{(\delta)} \mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}) \mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}') \right] \\ &= \frac{j k_{\text{pp}}^2}{\omega \mu} \sum_{\delta=1}^2 \left[\sum_{m=2}^{NK^{(\delta)}} \frac{d_{\delta}}{(m-1)\pi} \mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}) \mathbf{h}_m^{(\delta)}(\mathbf{r}') \right]\end{aligned}\quad (2.62)$$

ya que las admitancias asintóticas extraídas para todos los modos a considerar en el caso perpendicular son:

$$\tilde{Y}_m^{(\delta)} = \lim_{k/k_{c,m}^{(\delta)} \rightarrow 0} Y_m^{(\delta)} \Big|_{\text{corte}} = \begin{cases} 0 & m = 1 \left(\text{TE}_0^{(x)} \right) \\ j \frac{k_{\text{pp}}^2}{\omega \mu k_{c,m}^{(\delta)}} = j \frac{k_{\text{pp}}^2 d_{\delta}}{\omega \mu (m-1)\pi} & m > 1 \left(\text{TE}_{m-1}^{(x)} \right) \end{cases}\quad (2.63)$$

lo que hace que los elementos de la matriz \mathbf{B} tomen la forma (asumiendo que la guía (1) engloba por completo a la guía (2)):

$$B_{\perp r,p} = \frac{j k_{\text{pp}}^2}{\omega \mu \pi} \left[d_1 \sum_{q=2}^{NK^{(1)}} \frac{1}{q-1} \Gamma_{q,r}^{(1,2)} \Gamma_{q,p}^{(1,2)} + \frac{d_2}{r-1} \delta_{r,p} \varsigma_r \right]\quad (2.64)$$

donde ς_r es igual a 0 para $r = 1$ y es igual a 1 en caso contrario (ya que la admitancia asintótica del modo correspondiente a $r = 1$ en la guía 2 es también cero).

Ahora podemos proceder de la misma forma que en el caso paralelo, al haber extraído la dependencia en frecuencia del sumatorio de los elementos de la matriz \mathbf{B}_{\perp} . El valor de los parámetros de impedancia de la representación multimodal equivalente se podrá obtener mediante

$$Z_{\perp m,n}^{(\delta,\gamma)} = -\frac{j\omega\mu\pi}{k_{\text{pp}}^2} Z_{\perp 0m,n}^{(\delta,\gamma)} = \frac{\pi}{j\omega\varepsilon} Z_{\perp 0m,n}^{(\delta,\gamma)}\quad (2.65)$$

donde los parámetros de impedancia estáticos son los que se obtienen a partir de los coeficientes $\alpha_{\perp 0n,p}^{(\gamma)}$ solución de los sistemas de ecuaciones

$$\mathbf{\Gamma}_n^{(\gamma)} = \mathbf{B}_{\perp 0} \boldsymbol{\alpha}_{\perp 0n}^{(\gamma)} \quad ; \quad n = 1, 2, \dots, NM^{(\gamma)} \text{ y } \gamma = 1, 2\quad (2.66)$$

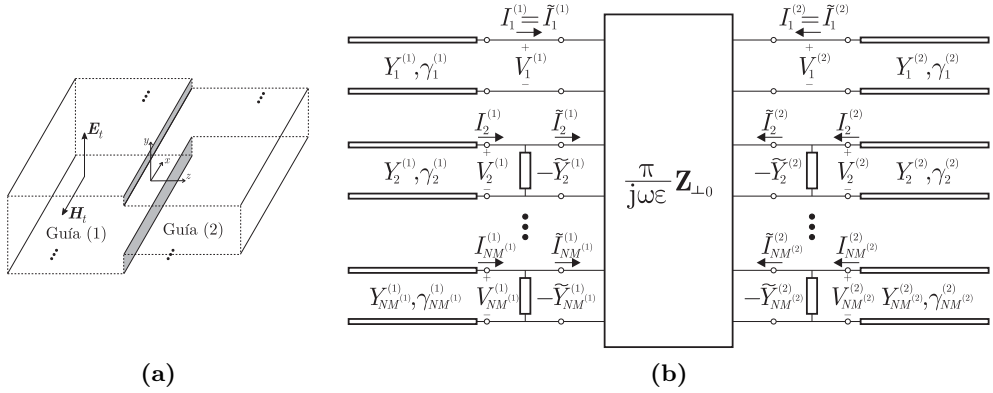


Figura 2.9. Discontinuidad planar en guías de placas paralelas con excitación perpendicular en (a), y su representación multimodal equivalente mediante la técnica de ecuación integral en (b).

donde los elementos de la matriz $\mathbf{B}_{\perp 0}$ son los mismos que los de la matriz \mathbf{B}_{\perp} tras quitar el factor multiplicativo exterior que introduce la dependencia con la frecuencia, es decir

$$B_{\perp 0 r, p} = d_1 \sum_{q=2}^{NK^{(1)}} \frac{1}{q-1} \Gamma_{q,r}^{(1,2)} \Gamma_{q,p}^{(1,2)} + \frac{d_2}{r-1} \delta_{r,p} \zeta_r \quad (2.67)$$

y que permite que la matriz $\mathbf{B}_{\perp 0}$ sea real y no dependa de la frecuencia, lo que también se traslada a los sistemas de ecuaciones (2.66). Nuevamente, y al igual que en el problema paralelo, esta matriz estática vuelve a ser definida positiva.

Es posible por tanto extraer también la dependencia en frecuencia en el problema perpendicular, lo que nos permite emplear nuevamente un algoritmo de resolución muy eficiente, que tras los cálculos estáticos prácticamente no requiere de ningún coste adicional para obtener la respuesta en todos los puntos en frecuencia que se deseen. La expresión (2.65) refleja a su vez el carácter capacitivo que tiene el salto cuando el vector campo eléctrico es perpendicular a la superficie de las placas paralelas.

La figura 2.9 muestra la representación multimodal equivalente que se obtendría para este segundo caso. En función del tipo de excitación a la entrada de la estructura, se emplearía esta representación o la mostrada en la figura 2.8. Si quisiéramos obtener una representación completa única, habría que hacer una reenumeración de los modos de la guía de placas paralelas, para cada modo colocar en paralelo su admitancia asintótica $\tilde{Y}_m^{(\delta)}$ correspondiente. La matriz \mathbf{Z} del conjunto se formaría insertando en la posición adecuada los elementos de las matrices \mathbf{Z}_{\perp} y \mathbf{Z}_{\parallel} y poniendo a cero al resto de elementos que relacionarán entre sí modos $\text{TE}_n^{(x)}$ con modos $\text{TM}_n^{(x)}$.

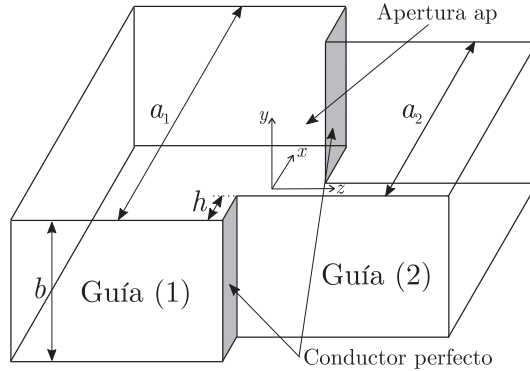


Figura 2.10. Discontinuidad planar entre dos guías rectangulares en plano H. Al hacer la equivalencia en placas paralelas, las paredes superior e inferior de la guía se eliminan, prolongándose toda la estructura hacia el infinito en altura. Si además se pretende que las placas paralelas queden perpendiculares al eje \hat{y} , se debe realizar además un giro de 90° en el plano XY.

2.2.5.3. Aplicación a Problemas Bidimensionales en Guía Onda Rectangular

Con toda la teoría de equivalencias desarrollada resulta muy fácil trasladar la representación de la discontinuidad en placas paralelas recién obtenida (y en general cualquier otra representación multimodal equivalente de una parte o una estructura completa en placas paralelas) a una estructura bidimensional equivalente en guía onda rectangular, generalizando de cierta manera las técnicas ya presentadas en [94], [95] para la caracterización de saltos inductivos y capacitivos en guía onda rectangular.

Por ejemplo, estamos interesados en caracterizar una discontinuidad planar en plano H en guía onda rectangular (ver la figura 2.10) ante una excitación realizada mediante el modo fundamental TE_{10} . Esta situación se corresponde con un campo eléctrico excitación que es paralelo a las paredes que no desaparecen en el problema equivalente en placas paralelas, lo que indica que nos encontramos con un problema paralelo o \parallel . Tras girar la estructura 90° para que las placas paralelas sean perpendiculares a \hat{y} , los modos a considerar para el análisis del problema serán los $TM_p^{(x)}$. Como se trata de un componente en plano H (es decir, de altura b constante) con $n_0 = 0$ girado 90° , estos modos se corresponden con los modos $TM_{p,0}^{(y)}$ de la guía rectangular en su ubicación original, o lo que es lo mismo, con sus modos $TE_{p,0}$ (ver las tablas 2.1 y 2.2). Como es de sobra conocido, estos son los modos que efectivamente aparecen en un componente en plano H ante una excitación debida al modo $TE_{1,0}$.

Al haber fijado el parámetro n_0 como 0, las transformaciones de número de onda y frecuencia (2.48) pasan a ser la identidad. Por lo tanto, la matriz Z en su conjunto (es decir, la matriz $j\omega\mu\mathbf{Z}_{\parallel 0}/\pi$) a cada frecuencia del problema de placas paralelas

se puede trasladar directamente, y a la misma frecuencia, al problema en guía onda rectangular. Así mismo, las admitancias de onda de los modos de un problema se convierten directamente al del otro problema. Esto hace que la admitancia de onda y la asintótica de los modos $\text{TE}_{p,0}$ en la guía rectangular (δ) sean las de los modos $\text{TM}_p^{(x)}$ en su guía en placas paralelas correspondiente, es decir, que en virtud (2.51) y (2.55), tenemos

$$Y_{0_{p,0}}^{(\delta)} = Y_{0_p}^{(\delta),\text{TM}^{(x)}} = \frac{\beta_p^{(\delta)}}{\omega\mu} \quad ; \quad \tilde{Y}_{0_{p,0}}^{(\delta)} = \tilde{Y}_{0_p}^{(\delta),\text{TM}^{(x)}} = -j \frac{k_{c,p}^{(\delta)}}{\omega\mu} \quad (2.68)$$

$$\beta_p^{(\delta)} = \sqrt{k^2 - k_{c,p}^{(\delta)2}} \quad ; \quad k_{c,p}^{(\delta)} = \frac{p\pi}{a_\delta} \quad (2.69)$$

que, tal y como debería suceder, coinciden con la admitancia de onda de los modos $\text{TE}_{p,0}$ de una guía rectangular y su expresión asintótica conforme p aumenta.

El uso de este procedimiento para la caracterización de una discontinuidad en plano H, basado en el planteamiento de las ecuaciones integrales (2.53) con *kernel* dado por (2.56) junto a su resolución vía el método de los momentos según las expresiones (2.58)–(2.61), nos da como resultado final la misma formulación y representación multimodal equivalente propuesta en [94]. Las equivalencias obtenidas en este apartado con las guías de placas paralelas nos permiten, no obstante, ampliar y generalizar dichos resultados para cualquier otro modo que excite la estructura.

Así por ejemplo, si excitamos la estructura con un modo $\text{TM}_{m,n_0}^{(y)}$ genérico, tendríamos que aplicar la transformación en número de onda (2.48). A efectos prácticos, esta transformación haría que los elementos de la matriz de impedancias entre modos $\text{TM}_{p,n_0}^{(y)}$ de ambas guías, modificando convenientemente (2.61), vinieran dados por

$$Z_{(p_1,n_0),(p_2,n_0)}^{(\delta,\gamma),\text{TM}^{(y)}}(k) = \frac{j k_{\text{PP}}^2}{\omega\varepsilon\pi} Z_{\|0p_1,p_2}^{(\delta,\gamma)} = j \frac{k^2 - \left(\frac{n_0\pi}{b}\right)^2}{\omega\varepsilon\pi} Z_{\|0p_1,p_2}^{(\delta,\gamma)} \quad (2.70)$$

donde $Z_{\|0p_1,p_2}^{(\delta,\gamma)}$ denota al elemento de la matriz de impedancias estática entre los modos $\text{TM}_{p_1}^{(x)}$ de la guía (δ) y $\text{TM}_{p_2}^{(x)}$ de la guía (γ) del problema $\|$ equivalente en placas paralelas, y b es la altura del componente en plano H en guía rectangular.

Por otro lado, las admitancias características de la representación multimodal equivalente y las admitancias paralelo asintóticas también se obtienen aplicando esta misma transformación a las expresiones (2.51) y (2.55), de modo que

$$Y_{0_{p,n_0}}^{(\delta),\text{TM}^{(y)}}(k) = Y_{0_p}^{(\delta),\text{TM}^{(x)}} \left(k_{\text{PP}} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{n_0\pi}{b}\right)^2} \right) = \frac{\omega\varepsilon\beta_{p,n_0}^{(\delta)}}{k^2 - \left(\frac{n_0\pi}{b}\right)^2} \quad (2.71)$$

$$\tilde{Y}_{0_{p,n_0}}^{(\delta),\text{TM}^{(y)}}(k) = \tilde{Y}_{0_p}^{(\delta),\text{TM}^{(x)}} \left(k_{\text{PP}} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{n_0\pi}{b}\right)^2} \right) = -j \frac{\omega\varepsilon p\pi}{a_\delta \left(k^2 - \left(\frac{n_0\pi}{b}\right)^2 \right)} \quad (2.72)$$

donde $\beta_{p,n_0}^{(\delta)}$ es la constante de propagación del modo de la guía rectangular con subíndice p en anchura y n_0 en altura, de modo que las expresiones obtenidas nuevamente se corresponden con las admitancias de onda de los modos $\text{TM}_{p,n_0}^{(y)}$ y su comportamiento asintótico conforme aumenta p .

Para completar el estudio para todos los tipos de excitación, quedaría por considerar el caso en el que el modo a la entrada fuera del tipo $\text{TE}_{p,n_0}^{(y)}$. En este caso el campo eléctrico tangencial sería perpendicular a las placas paralelas del problema equivalente, y por tanto tendríamos un problema perpendicular \perp . Los modos a considerar en la guía de placas paralelas serán por tanto los $\text{TE}_p^{(x)}$ ($p \geq 0$) tras aplicar el giro de 90° a la estructura para dejar las placas paralelas perpendiculares a \hat{y} . La transformación de números de onda a emplear sería nuevamente (2.48). Como resultado, y tras aplicar dicha transformación a (2.65), los elementos de la matriz de impedancias vendrán dados en general por

$$Z_{(p_1,n_0),(p_2,n_0)}^{(\delta,\gamma),\text{TE}^{(y)}}(k) = -\frac{j\omega\mu\pi}{k_{pp}^2} Z_{\perp_0 p_1, p_2}^{(\delta,\gamma)} = -\frac{j\omega\mu\pi}{k^2 - \left(\frac{n_0\pi}{b}\right)^2} Z_{\perp_0 p_1, p_2}^{(\delta,\gamma)} \quad (2.73)$$

siendo $Z_{\perp_0 p_1, p_2}^{(\delta,\gamma)}$ el elemento de la matriz de impedancias estática entre los modos $\text{TE}_{p_1}^{(x)}$ de la guía (δ) y $\text{TE}_{p_2}^{(x)}$ de la guía (γ) del problema \perp equivalente en placas paralelas. Por lo que respecta a las admitancias características de la representación multimodal equivalente y las admitancias asintóticas, éstas quedarán

$$Y_{0_{p,n_0}}^{(\delta),\text{TE}^{(y)}}(k) = Y_{0_p}^{(\delta),\text{TE}^{(x)}} \left(k_{pp} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{n_0\pi}{b}\right)^2} \right) = \frac{k^2 - \left(\frac{n_0\pi}{b}\right)^2}{\omega\mu\beta_{p,n_0}^{(\delta)}} \quad (2.74)$$

$$\tilde{Y}_{0_{p,n_0}}^{(\delta),\text{TE}^{(y)}}(k) = \tilde{Y}_{0_p}^{(\delta),\text{TE}^{(x)}} \left(k_{pp} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{n_0\pi}{b}\right)^2} \right) = \begin{cases} 0 & (\text{si } p = 0) \\ ja_\delta \frac{k^2 - \left(\frac{n_0\pi}{b}\right)^2}{\omega\mu p\pi} & (\text{si } p \geq 1) \end{cases} \quad (2.75)$$

de forma que se obtiene también la admitancia de onda de los modos $\text{TE}_{p,n_0}^{(y)}$, tal y como es deseable. Respecto a las admitancias asintóticas, hay que destacar que para el caso $p = 0$ no se extrae ninguna admitancia asintótica al tratarse en el problema equivalente en placas paralelas de un modo que está siempre en propagación.

Como podemos observar, para obtener la representación multimodal equivalente de una discontinuidad planar en plano H en guía onda rectangular en términos de los modos $\text{TE}_{m,n}^{(y)}$ y $\text{TM}_{m,n}^{(y)}$, sólo es necesario determinar las matrices de impedancia estáticas de los problemas paralelo y perpendicular equivalentes en placas paralelas. Una vez realizado este cálculo estático, la obtención de los elementos de la matriz de impedancias para cualquier frecuencia es prácticamente inmediata⁷. Esto nos permite

⁷Hay que tener presente que los elementos de la matriz de impedancias entre modos con distinto subíndice en altura o de distintas familias modales son nulos.

obtener una representación multimodal equivalente que incluya a todos los modos en un tiempo prácticamente despreciable. Las admitancias características de las líneas de entrada y salida de esta representación coinciden con la de los modos en guía onda rectangular utilizados, mientras que las admitancias asintóticas se corresponden con la expresión resultante tras tomar el límite cuando $k/k_c \rightarrow 0$, excepto en el caso de los modos $\text{TE}_{0,n}^{(y)}$ donde no se extrae ninguna admitancia asintótica. A partir de la representación obtenida, es fácil pasar si se desea a una representación en términos de los modos $\text{TE}_{m,n}$ y $\text{TM}_{m,n}$ mediante la aplicación de las correspondientes combinaciones lineales entre estos modos y los modos $\text{TE}_{m,n}^{(y)}$ y $\text{TM}_{m,n}^{(y)}$.

Aunque aquí hemos considerado sólo el caso de una discontinuidad planar en plano H, sería posible aplicar estos mismos conceptos para simplificar y acelerar el análisis en realidad de cualquier componente en plano H.

La caracterización de una discontinuidad planar en plano E en guía onda rectangular es muy similar a la recién descrita para plano H. En este caso, se debe emplear la transformación de número de onda (2.46), la cual se realiza en función del subíndice m_0 en anchura del modo considerado como excitación. Así mismo, no es necesario aplicar el giro de 90° , de manera que el problema paralelo surge cuando el modo excitación es del tipo $\text{TM}_{m_0,p}^{(x)}$ con $m_0 \geq 0$ (y que da lugar a una representación equivalente en función de los modos $\text{TM}_p^{(x)}$ de la guía de placas paralelas, y que luego se traduce en una representación en término de los modos $\text{TM}_{m_0,p}^{(x)}$ del problema original en guía onda rectangular). El problema perpendicular, por su parte, se corresponde a una excitación con cualquier modo $\text{TE}_{m_0,p}^{(x)}$ con $m_0 \geq 1$, y da lugar a una representación multimodal equivalente en términos de los modos $\text{TE}_{m_0,p}^{(x)}$ (los cuales están asociados con los modos $\text{TE}_p^{(x)}$ del problema equivalente en placas paralelas).

Por ejemplo, en el caso habitual de que la excitación sea debida al modo fundamental $\text{TE}_{1,0}$, deberemos considerar los modos $\text{TE}_{m_0,p}^{(x)}$ con $m_0 = 1$ de la guía onda rectangular (ver la tabla 2.2). Estos modos se corresponden directamente con los modos $\text{TE}_p^{(x)}$ de la guía de placas paralelas, tal y como indica la tabla 2.1, reflejando que se trata de un problema \perp ya que el vector campo eléctrico es perpendicular a dichas placas. Tras aplicar la transformación de número de onda (2.46), que para este caso concreto se puede reescribir como

$$k_{\text{pp}} = \sqrt{k^2 - k_{c_{1,0}}^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \quad (2.76)$$

siendo a la anchura de la estructura, la expresión de los elementos de la matriz de impedancias vendrán dados por

$$Z_{(1,p_1),(1,p_2)}^{(\delta,\gamma),\text{TE}^{(x)}}(k) = -\frac{j\omega\mu\pi}{k_{\text{pp}}^2} Z_{\perp_0 p_1, p_2}^{(\delta,\gamma)} = -\frac{j\omega\mu\pi}{k^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} Z_{\perp_0 p_1, p_2}^{(\delta,\gamma)} \quad (2.77)$$

mientras que las admitancias características y las asintóticas a emplear para los modos

de la representación multimodal equivalente serán

$$Y_{0_{1,p}}^{(\delta),\text{TE}^{(x)}}(k) = Y_{0_p}^{(\delta),\text{TE}^{(x)}} \left(k_{\text{pp}} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \right) = \frac{k^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}{\omega\mu\beta_{1,p}^{(\delta)}} \quad (2.78)$$

$$\tilde{Y}_{0_{1,p}}^{(\delta),\text{TE}^{(x)}}(k) = \tilde{Y}_{0_p}^{(\delta),\text{TE}^{(x)}} \left(k_{\text{pp}} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \right) = \begin{cases} 0 & \text{si } p = 0 \\ \text{j}b_\delta \frac{k^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}{\omega\mu p\pi} & \text{si } p \geq 1 \end{cases} \quad (2.79)$$

es decir, obtenemos unas expresiones idénticas a las recogidas en (2.73)–(2.74) para el caso perpendicular en plano H, sin más que cambiar n_0 por $m_0 = 1$, b por a , a_δ por b_δ , así como el conjunto de modos de la guía involucrados en la representación (y que son distintos en ambos casos por el giro de 90° aplicado al problema en plano H). La representación multimodal equivalente así obtenida sería idéntica a la ya deducida en [95].

2.3. Análisis de Estructuras en Línea

Como ya hemos comentado en la introducción del presente capítulo, las estructuras que vamos a abarcar en esta tesis están formadas por la conexión en cascada de discontinuidades planares y tramos de guía uniforme. Empleando la técnica de ecuación integral descrita en la sección anterior, es posible caracterizar las discontinuidades planares mediante una representación multimodal equivalente expresada en términos de una matriz de impedancias generalizada. Los accesos de dicho modelo equivalente, en los que además se introducen las admitancias asintóticas en paralelo que genera la formulación de ecuación integral, representan a los distintos modos accesibles considerados en cada una de las guías en el plano donde se produce la discontinuidad.

Tras aplicar esta técnica en todas las discontinuidades planares presentes en la estructura, un dispositivo formado por la conexión en cascada de n guías de onda uniformes se puede representar de forma equivalente empleando las matrices de impedancia generalizadas que modelan sus distintas discontinuidades, y cuyos accesos (con las admitancias en paralelo) se conectan entre sí mediante líneas de transmisión de la misma longitud de los tramos de guía. Como cada una de estas líneas modela la propagación de un modo accesible a través de una cierta guía de la estructura, su impedancia característica Z_0 se tomará igual a la impedancia de onda del modo al que representa, y el exponente lineal de propagación γ será el mismo del de dicho modo en la guía.

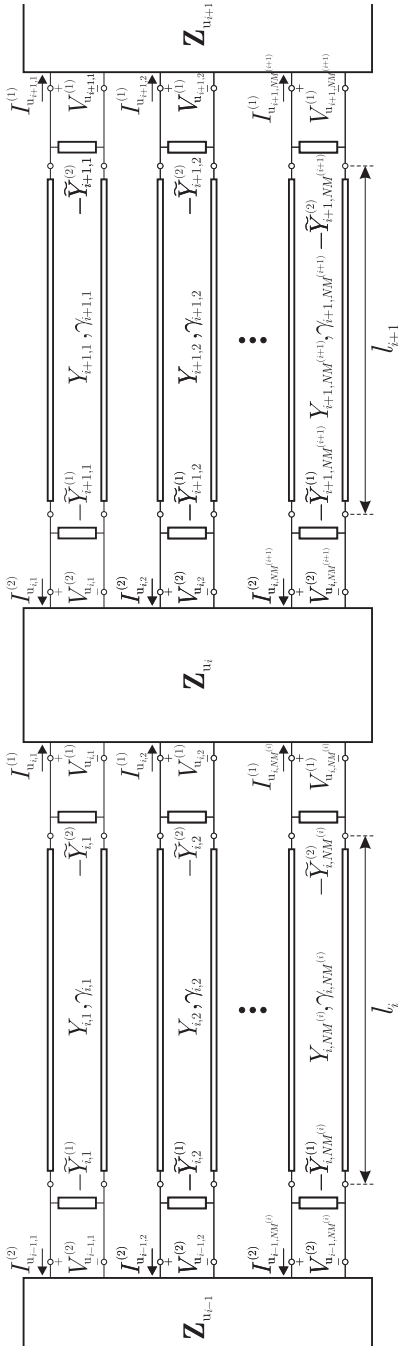


Figura 2.11. Circuito equivalente de la estructura alrededor de la i -ésima discontinuidad planar de la estructura.

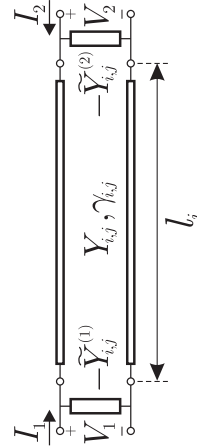


Figura 2.12. Circuito equivalente para el j -ésimo modo accesible de la guía i de la estructura. Incluye una línea de transmisión para caracterizar la propagación del modo por la guía, así como las admitancias asintóticas resultado de la aplicación de la técnica de ecuación integral a las discontinuidades adyacentes.

El circuito equivalente de la parte de la estructura entorno a la i -ésima discontinuidad planar de la estructura (incluyendo sus guías de acceso) se muestra en la [figura 2.11](#). La matriz de impedancias de dicha discontinuidad planar, \mathbf{Z}_{u_i} , relaciona las tensiones y corrientes modales a su entrada. Por su parte, l_i es la longitud de la i -ésima guía de la estructura, mientras que $Y_{i,j}$, $\gamma_{i,j}$ son, respectivamente, la admitancia característica y el exponente lineal de propagación del j -ésimo modo accesible de dicha guía. Para cada modo se extraerán dos admitancias asintóticas $\tilde{Y}_{i,j}^{(1)}$ y $\tilde{Y}_{i,j}^{(2)}$, la primera procedente de la discontinuidad ubicada al principio de la guía y la segunda de la discontinuidad ubicada al final. Dichas admitancias asintóticas, que normalmente serán iguales, podrían llegar a ser distintas si se emplean formulaciones diferentes para caracterizar las dos discontinuidades en las que participa la guía.

Al igual que sucede con las discontinuidades, sería conveniente disponer de una representación multimodal equivalente en términos de una matriz de impedancias generalizada del conjunto de líneas de transmisión entre discontinuidades adyacentes (que modelan la propagación de los modos por las guías que interconectan dichas discontinuidades), y que además incluya las admitancias asintóticas en paralelo originadas por la técnica de ecuación integral.

Es prácticamente inmediato comprobar que la matriz de admitancias del circuito mostrado en la [figura 2.12](#) es

$$\mathbf{Y}'_{i,j} = \begin{bmatrix} Y_{i,j} \coth(\gamma_{i,j} l_i) - \tilde{Y}_{i,j}^{(1)} & -Y_{i,j} \operatorname{csch}(\gamma_{i,j} l_i) \\ -Y_{i,j} \operatorname{csch}(\gamma_{i,j} l_i) & Y_{i,j} \coth(\gamma_{i,j} l_i) - \tilde{Y}_{i,j}^{(2)} \end{bmatrix} \quad (2.80)$$

resultado de añadir las admitancias asintóticas en paralelo de entrada $\tilde{Y}_{i,j}^{(1)}$ y salida $\tilde{Y}_{i,j}^{(2)}$ a la matriz de admitancias de una línea de transmisión de longitud l_i , impedancia característica $Y_{i,j}$ y exponente lineal de propagación $\gamma_{i,j}$.

La inversa de la matriz de admitancias (2.80) nos proporciona la matriz de impedancias de una línea de transmisión con las admitancias en paralelo correspondientes a un único modo. Como los modos viajan de forma independiente por su guía de ondas, la matriz de impedancias generalizada que aglutina a las líneas de transmisión de todos los modos accesibles de la guía junto a sus admitancias en paralelo será

$$\mathbf{Z}_{g_i} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{g_i}^{(1,1)} & \mathbf{Z}_{g_i}^{(1,2)} \\ \mathbf{Z}_{g_i}^{(2,1)} & \mathbf{Z}_{g_i}^{(2,2)} \end{bmatrix} \quad (2.81)$$

siendo $\mathbf{Z}_{g_i}^{(\delta,\gamma)}$ submatrices de $NM^{(i)} \times NM^{(i)}$ elementos, donde los superíndices δ y γ pueden ser 1 o 2 denotando, respectivamente, el puerto ubicado a la entrada y a la salida de la i -ésima guía. Las expresiones generales de los elementos de dichas

submatrices serán

$$Z_{g_{i,m,n}}^{(1,1)} = \frac{c_{i,m}}{a_{i,m}c_{i,m} - b_{i,m}^2} \delta_{m,n} \quad ; \quad \begin{array}{l} m = 1, 2, \dots, NM^{(1)} \\ n = 1, 2, \dots, NM^{(1)} \end{array} \quad (2.82a)$$

$$Z_{g_{i,m,n}}^{(1,2)} = Z_{g_{i,n,m}}^{(2,1)} = \frac{b_{i,m}}{a_{i,m}c_{i,m} - b_{i,m}^2} \delta_{m,n} \quad ; \quad \begin{array}{l} m = 1, 2, \dots, NM^{(1)} \\ n = 1, 2, \dots, NM^{(2)} \end{array} \quad (2.82b)$$

$$Z_{g_{i,m,n}}^{(2,2)} = \frac{a_{i,m}}{a_{i,m}c_{i,m} - b_{i,m}^2} \delta_{m,n} \quad ; \quad \begin{array}{l} m = 1, 2, \dots, NM^{(2)} \\ n = 1, 2, \dots, NM^{(2)} \end{array} \quad (2.82c)$$

donde los términos $a_{i,m}$, $b_{i,m}$ y $c_{i,m}$ correspondientes al m -ésimo modo de la guía i son

$$a_{i,m} = Y_{i,m} \coth(\gamma_{i,m} l_i) - \tilde{Y}_{i,m}^{(1)} \quad (2.83a)$$

$$b_{i,m} = Y_{i,m} \operatorname{csch}(\gamma_{i,m} l_i) \quad (2.83b)$$

$$c_{i,m} = Y_{i,m} \coth(\gamma_{i,m} l_i) - \tilde{Y}_{i,m}^{(2)} \quad (2.83c)$$

y que en el caso de que no hayan pérdidas son números imaginarios puros, lo que a su vez hace que todos los elementos de la matriz de impedancias (2.81) sean también imaginarios puros.

La expresión (2.82) también nos indica que las submatrices $\mathbf{Z}_{g_i}^{(\delta,\gamma)}$ son diagonales, lo cual es un resultado lógico si tenemos en cuenta que cada modo viaja de forma independiente y sin interactuar con el resto a lo largo del tramo de guía. La matriz \mathbf{Z}_{g_i} es además simétrica, como le corresponde por la propiedad de reciprocidad. Así mismo, en el caso habitual en el que las admitancias asintóticas extraídas a cada lado de la guía sean las mismas, las submatrices $\mathbf{Z}_{g_i}^{(1,1)}$ $\mathbf{Z}_{g_i}^{(2,2)}$ serán idénticas (ya que $a_{i,m} = c_{i,m}$), reflejando la simetría del conjunto formado por la guía y las admitancias en paralelo.

Para terminar, obsérvese como el término en el denominador $a_{i,m}c_{i,m} - b_{i,m}^2$ va tendiendo lentamente a cero conforme aumenta el índice de los modos, lo que nos acerca a una singularidad. Este hecho se debe a que la interacción entre discontinuidades disminuye al aumentar el índice de los modos (por la elección de las admitancias asintóticas), lo que hace que las corrientes se vayan acercando a cero y el módulo de los elementos de la matriz de impedancias aumente gradualmente. Por tanto, es importante limitar los modos accesibles a aquellos que realmente producen una interacción relevante entre discontinuidades adyacentes tanto por consideraciones de eficiencia como de estabilidad numérica.

Una vez se han caracterizado las líneas de transmisión junto a las admitancias en paralelo que salen de la caracterización de las discontinuidades, se obtiene el circuito equivalente de la estructura mostrado en la figura 2.13 de la página 70.

Deseamos obtener la respuesta de la estructura entre los planos A-A' en términos de los parámetros de dispersión S . Las expresiones de los parámetros S asociados a

excitar la estructura por un acceso arbitrario p de la guía de entrada (es decir, el p -ésimo modo de la guía entrada) serían:

$$S_{p,p}^{(1,1)} = \frac{V_{in,p}^- \sqrt{Y_{1,p}}}{V_{in,p}^+ \sqrt{Y_{1,p}}} = \frac{V_{in,p}^-}{V_{in,p}^+} \quad (2.84a)$$

$$S_{r,p}^{(1,1)} = \frac{V_{in,r}^- \sqrt{Y_{1,r}}}{V_{in,p}^+ \sqrt{Y_{1,p}}} \quad ; \quad r = 1, 2, \dots, NM^{(1)} \quad (r \neq p) \quad (2.84b)$$

$$S_{r,p}^{(n,1)} = \frac{V_{out,r}^- \sqrt{Y_{n,r}}}{V_{in,p}^+ \sqrt{Y_{1,p}}} \quad ; \quad r = 1, 2, \dots, NM^{(n)} \quad (2.84c)$$

de modo que el primer parámetro representa el coeficiente de reflexión con el resto de puertos terminados, mientras que los dos últimos son en realidad los parámetros de transmisión con el r -ésimo modo de la guía de entrada ($r \neq p$) y con el r -ésimo modo de la guía de salida, respectivamente.

Los parámetros de dispersión se pueden expresar en función de la información disponible entre los planos B-B' (ver la figura 2.13 de la página 70). Tras realizar el desplazamiento de los planos de referencia asociado a los tramos de línea de entrada y salida de longitudes l_1 y l_n , y luego analizar el efecto de la primera y última admitancia en paralelo, se obtiene

$$S_{p,p}^{(1,1)} = \frac{Y_{1,p} + \tilde{Y}_{1,p} - Y_{u_{1,p}}^{(1)}}{Y_{1,p} - \tilde{Y}_{1,p} + Y_{u_{1,p}}^{(1)}} e^{-2\gamma_{1,p}l_1} \quad (2.85a)$$

$$S_{r,p}^{(1,1)} = -\frac{2Y_{u_{1,r}}^{(1)} / (Y_{1,r} - \tilde{Y}_{1,r})}{Y_{1,p} - \tilde{Y}_{1,p} + Y_{u_{1,p}}^{(1)}} \sqrt{Y_{1,r}Y_{1,p}} e^{-(\gamma_{1,p} + \gamma_{1,r})l_1} \quad (2.85b)$$

$$S_{r,p}^{(n,1)} = -\frac{2Y_{u_{n-1,r}}^{(2)} / (Y_{n,r} - \tilde{Y}_{n,r})}{Y_{1,p} - \tilde{Y}_{1,p} + Y_{u_{1,p}}^{(1)}} \sqrt{Y_{n,r}Y_{1,p}} e^{-(\gamma_{1,p}l_1 + \gamma_{n,r}l_n)} \quad (2.85c)$$

por lo que sólo restaría por determinar el valor de las admitancias

$$Y_{u_{1,q}}^{(1)} = \frac{I_{u_{1,q}}^{(1)}}{V_{u_{1,p}}^{(1)}} \quad ; \quad q = 1, 2, \dots, NM^{(1)} \quad (2.86a)$$

$$Y_{u_{1,q}}^{(2)} = \frac{I_{u_{n-1,q}}^{(2)}}{V_{u_{1,p}}^{(1)}} \quad ; \quad q = 1, 2, \dots, NM^{(n)} \quad (2.86b)$$

que relacionan las corrientes en los planos B-B' de los modos de las guías de entrada y salida, con la tensión en el acceso del modo excitación a la altura del plano B. Hay que recordar que las condiciones de excitación son las asociadas a la obtención de los parámetros S , es decir, se introduce una onda incidente por el puerto del p -ésimo modo de la guía de entrada mientras que el resto de puertos de acceso (incluyendo también los de la guía de entrada) se encuentran terminados.

Para poder determinar las admitancias incógnita (2.86), empezaremos por plantear la relación entre las tensiones y las corrientes en los puntos de conexión de las matrices que representan las distintas partes de la estructura (ver la figura 2.13). Al tratarse de matrices de impedancia generalizada, para el caso la unión i -ésima tendremos

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{u_i}^{(1)} \\ \mathbf{V}_{u_i}^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{u_i}^{(1,1)} & \mathbf{Z}_{u_i}^{(1,2)} \\ \mathbf{Z}_{u_i}^{(2,1)} & \mathbf{Z}_{u_i}^{(2,2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{u_i}^{(1)} \\ \mathbf{I}_{u_i}^{(2)} \end{bmatrix} \quad ; \quad i = 1, 2, \dots, n-1 \quad (2.87)$$

donde la matriz de la unión se ha descompuesto en los subbloques $\mathbf{Z}_{u_i}^{(\delta,\gamma)}$ de tamaño $NM^{(i+\delta-1)} \times NM^{(i+\gamma-1)}$ para separar los modos que relaciona en función de la guía a la que pertenecen. Para el caso de las matrices que caracterizan a las guías (junto a las admitancias asintóticas en paralelo) la relación será:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{u_{i-1}}^{(2)} \\ \mathbf{V}_{u_i}^{(1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{g_i}^{(1,1)} & \mathbf{Z}_{g_i}^{(1,2)} \\ \mathbf{Z}_{g_i}^{(2,1)} & \mathbf{Z}_{g_i}^{(2,2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\mathbf{I}_{u_{i-1}}^{(2)} \\ -\mathbf{I}_{u_i}^{(1)} \end{bmatrix} \quad ; \quad i = 2, 3, \dots, n-1 \quad (2.88)$$

empleando la misma notación para los vectores de tensiones y corrientes que la empleada para las uniones. Dichos vectores están formados por las tensiones y las corrientes de todos los modos accesibles considerados en la discontinuidad i , y donde el superíndice 1 o 2 indica si se obtienen a la entrada o a la salida de dicha discontinuidad (en el caso de las corrientes, tras descontar la intensidad de corriente que se deriva por las admitancias paralelo)

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{u_i}^{(\delta)} &= \left[V_{u_{i,1}}^{(\delta)}, V_{u_{i,2}}^{(\delta)}, \dots, V_{u_{i,NM^{(i+\delta-1)}}}^{(\delta)} \right] & \delta = 1, 2 \\ \mathbf{I}_{u_i}^{(\delta)} &= \left[I_{u_{i,1}}^{(\delta)}, I_{u_{i,2}}^{(\delta)}, \dots, I_{u_{i,NM^{(i+\delta-1)}}}^{(\delta)} \right] & i = 2, 3, \dots, n-1 \end{aligned} \quad (2.89)$$

El conjunto de ecuaciones (2.87)–(2.88) se puede expresar de forma más reducida. Sacando las tensiones en los planos B-B' a partir de (2.87), y restando las ecuaciones matriciales de cada unión y guía adyacente que hacen referencia a la tensión existente en su plano de conexión, se obtiene

$$\mathbf{V}_{u_1}^{(1)} = \mathbf{Z}_{u_1}^{(1,1)} \mathbf{I}_{u_1}^{(1)} + \mathbf{Z}_{u_1}^{(1,2)} \mathbf{I}_{u_1}^{(2)} \quad (2.90a)$$

$$0 = \mathbf{V}_{u_i}^{(2)} - \mathbf{V}_{u_i}^{(2)} = \mathbf{Z}_{u_i}^{(2,1)} \mathbf{I}_{u_i}^{(1)} + \left(\mathbf{Z}_{u_i}^{(2,2)} + \mathbf{Z}_{g_{i+1}}^{(1,1)} \right) \mathbf{I}_{u_i}^{(2)} + \mathbf{Z}_{g_{i+1}}^{(1,2)} \mathbf{I}_{u_{i+1}}^{(1)} \quad (2.90b)$$

$$0 = \mathbf{V}_{u_i}^{(1)} - \mathbf{V}_{u_i}^{(1)} = \mathbf{Z}_{g_i}^{(2,1)} \mathbf{I}_{u_{i-1}}^{(2)} + \left(\mathbf{Z}_{g_i}^{(2,2)} + \mathbf{Z}_{u_i}^{(1,1)} \right) \mathbf{I}_{u_i}^{(1)} + \mathbf{Z}_{u_i}^{(1,2)} \mathbf{I}_{u_i}^{(2)} \quad (2.90c)$$

$$\mathbf{V}_{u_{n-1}}^{(2)} = \mathbf{Z}_{u_{n-1}}^{(2,1)} \mathbf{I}_{u_{n-1}}^{(1)} + \mathbf{Z}_{u_{n-1}}^{(2,2)} \mathbf{I}_{u_{n-1}}^{(2)} \quad (2.90d)$$

obteniendo así un sistema de $2n-2$ ecuaciones matriciales, ya que la relación (2.90b) se produce para $i = 1, 2, \dots, n-2$, mientras que (2.90c) se debe verificar para $i = 2, 3, \dots, n-1$. Si se conocen los vectores de tensiones en los planos B-B', este sistema nos permitiría poder determinar los $2n-2$ vectores corrientes incógnita $\mathbf{I}_{u_i}^{(\delta)}$.

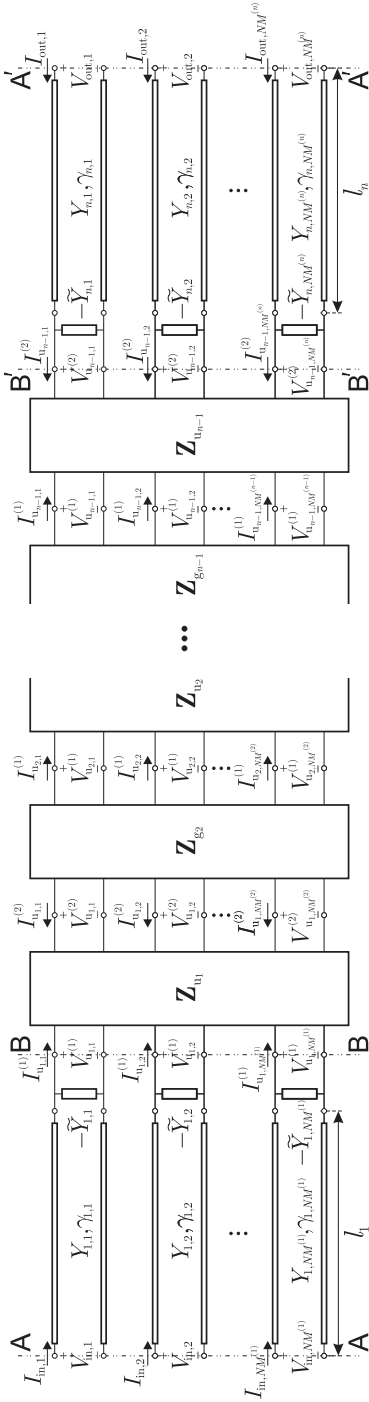


Figura 2.13. Representación circuital equivalente de toda la estructura, empleando en cada guía un número adecuado de modos accesibles $MN^{(i)}$ para representar con precisión las interacciones existentes.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_p \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{L,in} + \mathbf{Z}_{u_1}^{(1,1)} & \mathbf{Z}_{u_1}^{(1,2)} & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \mathbf{Z}_{u_1}^{(2,1)} & \mathbf{Z}_{u_1}^{(2,2)} + \mathbf{Z}_{g_2}^{(1,1)} & \mathbf{Z}_{g_2}^{(1,2)} & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{Z}_{u_2}^{(2,1)} + \mathbf{Z}_{u_2}^{(1,1)} & \mathbf{Z}_{u_2}^{(1,2)} & \dots & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{Z}_{u_2}^{(2,1)} & \mathbf{Z}_{u_2}^{(2,2)} + \mathbf{Z}_{g_3}^{(1,1)} & \mathbf{Z}_{u_2}^{(1,1)} & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \mathbf{Z}_{u_{n-2}}^{(2,2)} + \mathbf{Z}_{g_{n-1}}^{(1,1)} & \mathbf{Z}_{g_{n-1}}^{(1,2)} & \mathbf{Z}_{g_{n-1}}^{(2,2)} & \mathbf{Z}_{g_{n-1}}^{(2,1)} & \mathbf{Z}_{u_{n-1}}^{(1,1)} & \mathbf{Z}_{u_{n-1}}^{(1,2)} & \mathbf{Z}_{u_{n-1}}^{(2,2)} & \mathbf{Z}_{u_{n-1}}^{(2,1)} & \mathbf{Z}_{u_{n-1}}^{(1,1)} & \mathbf{Z}_{u_{n-1}}^{(1,2)} & \mathbf{Z}_{u_{n-1}}^{(2,2)} & \mathbf{Z}_{u_{n-1}}^{(2,1)} & \mathbf{Z}_{u_{n-1}}^{(1,1)} & \mathbf{Z}_{u_{n-1}}^{(1,2)} \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{Z}_{u_{n-1}}^{(2,1)} + \mathbf{Z}_{L,out} & \mathbf{Z}_{u_{n-1}}^{(2,2)} & \mathbf{Z}_{u_{n-1}}^{(2,1)} & \mathbf{Z}_{u_{n-1}}^{(2,2)} & \mathbf{Z}_{u_{n-1}}^{(2,1)} & \mathbf{Z}_{u_{n-1}}^{(2,2)} & \mathbf{Z}_{u_{n-1}}^{(2,1)} & \mathbf{Z}_{u_{n-1}}^{(2,2)} & \mathbf{Z}_{u_{n-1}}^{(2,1)} & \mathbf{Z}_{u_{n-1}}^{(2,2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{u_1}^{(1)} \\ \mathbf{Y}_{u_1}^{(2)} \\ \mathbf{Y}_{u_2}^{(1)} \\ \mathbf{Y}_{u_2}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_{u_{n-2}}^{(2)} \\ \mathbf{Y}_{u_{n-1}}^{(1)} \\ \mathbf{Y}_{u_{n-1}}^{(2)} \end{bmatrix} \quad (2.91)$$

El siguiente paso consiste en aplicar las condiciones de excitación y carga de la estructura. Para establecer dichas condiciones podemos suponer que introducimos una tensión $V_{u_{1,p}}^{(1)}$ en el acceso del p -ésimo modo de la guía de entrada a la altura del plano B-B'. El resto de accesos estarán terminados, es decir, acabados en las admitancias características consideradas para cada modo. Este hecho nos permite expresar la tensión en el plano B-B' en función de la corriente incógnita también en dicho plano

$$V_{u_{1,r}}^{(1)} = \frac{-I_{u_{1,r}}^{(1)}}{Y_{1,r} - \tilde{Y}_{1,r}^{(2)}} ; \quad r = 1, 2, \dots, NM^{(1)} \quad (r \neq p) \quad (2.92a)$$

$$V_{u_{n-1,r}}^{(2)} = \frac{-I_{u_{n-1,r}}^{(2)}}{Y_{n,r} - \tilde{Y}_{n,r}^{(1)}} ; \quad r = 1, 2, \dots, NM^{(n)} \quad (2.92b)$$

ya que en dicho plano se observa el resultado de unir en paralelo la admitancia característica del modo (condición de carga) con su admitancia asintótica.

Si además dividimos todas las ecuaciones en (2.90) por la tensión excitación $V_{u_{1,p}}^{(1)}$, obtenemos como resultado el sistema de ecuaciones matricial (2.91) cuyas incógnitas vienen a ser los vectores de admitancias

$$\mathbf{Y}_{u_r}^{(\delta)} = \frac{\mathbf{I}_{u_r}^{(\delta)}}{V_{u_{1,p}}^{(1)}} ; \quad \begin{array}{l} \delta = 1, 2 \\ r = 1, 2, \dots, n-1 \end{array} \quad (2.93)$$

que nos dan la relación entre la corriente de cada uno de los modos en los planos B-B' y la tensión excitación aplicada al puerto p -ésimo de la guía de entrada a la altura del plano B. Además, los vectores de admitancia con $\delta = 1, r = 1$ y $\delta = 2, r = n-1$ son precisamente lo que necesitamos para poder evaluar mediante (2.85) los parámetros de dispersión del conjunto de toda la estructura cuando la excitación se introduce por el acceso p de la guía de entrada.

En el sistema (2.91), el vector \mathbf{E}_p de excitación hace referencia a un vector columna cuyos $NM^{(1)}$ elementos son cero a excepción del p -ésimo que vale 1 (para representar la excitación), mientras que $\mathbf{Z}_{L,in}$ y $\mathbf{Z}_{L,out}$ son matrices diagonales cuyos únicos elementos no nulos son

$$Z_{L,in,i,i} = (Y_{1,i} - \tilde{Y}_{1,i})^{-1} ; \quad i = 1, 2, \dots, p-1, p+1, p+2, \dots, NM^{(1)} \quad (2.94a)$$

$$Z_{L,out,i,i} = (Y_{n,i} - \tilde{Y}_{n,i})^{-1} ; \quad i = 1, 2, \dots, NM^{(n)} \quad (2.94b)$$

ya que se obtienen fruto de aplicar las condiciones de carga (2.92) en las ecuaciones matriciales (2.90a) y (2.90d).

El sistema de ecuaciones finalmente obtenido es claramente tridiagonal como resultado de la conexión en cascada de las matrices de impedancia generalizada de las distintas partes de la estructura. Así mismo, el vector independiente es cero excepto en

un único elemento de su primera subvector \mathbf{E}_p . Este hecho nos permite implementar la eficiente técnica de resolución descrita en [102].

Aprovechando la estructura del sistema de ecuaciones a resolver, y moviéndonos desde la última ecuación a la primera, se va expresando cada vector de admitancias incógnita en función del anterior

$$\mathbf{Y}_{u_i}^{(2)} = -\mathbf{T}_{2i,2i-1} \mathbf{Y}_{u_i}^{(1)} \quad ; \quad i = n-1, n-2, \dots, 2, 1 \quad (2.95a)$$

$$\mathbf{Y}_{u_i}^{(1)} = -\mathbf{T}_{2i-1,2i-2} \mathbf{Y}_{u_{i-1}}^{(2)} \quad ; \quad i = n-1, n-2, \dots, 3, 2 \quad (2.95b)$$

donde las distintas matrices \mathbf{T} vienen dadas en general por

$$\mathbf{T}_{2n-2,2n-3} = \left(\mathbf{Z}_{u_{n-1}}^{(2,2)} + \mathbf{Z}_{L,\text{out}} \right)^{-1} \mathbf{Z}_{u_{n-1}}^{(2,1)} \quad (2.96a)$$

$$\mathbf{T}_{2i-1,2i-2} = \left(\mathbf{Z}_{g_i}^{(2,2)} + \mathbf{Z}_{u_i}^{(1,1)} - \mathbf{Z}_{u_i}^{(1,2)} \mathbf{T}_{2i,2i-1} \right)^{-1} \mathbf{Z}_{g_i}^{(2,1)} \quad (2.96b)$$

$$\mathbf{T}_{2i,2i-1} = \left(\mathbf{Z}_{u_i}^{(2,2)} + \mathbf{Z}_{g_{i+1}}^{(1,1)} - \mathbf{Z}_{g_{i+1}}^{(1,2)} \mathbf{T}_{2i+1,2i} \right)^{-1} \mathbf{Z}_{u_i}^{(2,1)} \quad (2.96c)$$

y al llegar a la primera ecuación del sistema obtenemos finalmente

$$\mathbf{E}_p = \left(\mathbf{Z}_{L,\text{in}} + \mathbf{Z}_{u_1}^{(1,1)} - \mathbf{Z}_{u_1}^{(1,2)} \mathbf{T}_{2,1} \right) \mathbf{Y}_{u_1}^{(1)} \quad (2.97)$$

cuya solución nos permite determinar el vector de admitancia incógnita $\mathbf{Y}_{u_1}^{(1)}$. Finalmente, y empleando las relaciones (2.95)–(2.96) en sentido descendente, podemos ir deduciendo el resto de vectores de admitancia incógnita hasta llegar por último a $\mathbf{Y}_{u_{n-1}}^{(2)}$. Una vez obtenidos el primer y último vector de admitancias incógnita, es inmediato obtener los parámetros S de la estructura mediante la aplicación de (2.85). Como se indica en [102], esta forma de proceder es bastante más eficiente que la resolución directa de todo el sistema (2.91) mediante las técnicas clásicas del álgebra lineal. Las ventajas en eficiencia son mayores conforme aumenta el número de guías de la estructura y el número de modos accesibles considerados para obtener resultados convergentes. Así mismo, la técnica es más robusta al producir menores errores de redondeo que la resolución directa de todo el sistema de ecuaciones.

2.4. Ejemplos de Aplicación

En este apartado presentamos un par de ejemplos de aplicación con el objeto de realizar una validación preliminar del simulador modal, evaluar sus potenciales prestaciones e ilustrar algunos aspectos de la teoría expuesta hasta este momento. La herramienta de simulación electromagnética desarrollada quedará completamente validada, en cualquier caso, gracias a estos ejemplos y a la gran cantidad de resultados mostrados en los siguientes capítulos para una gama más amplia de dispositivos.

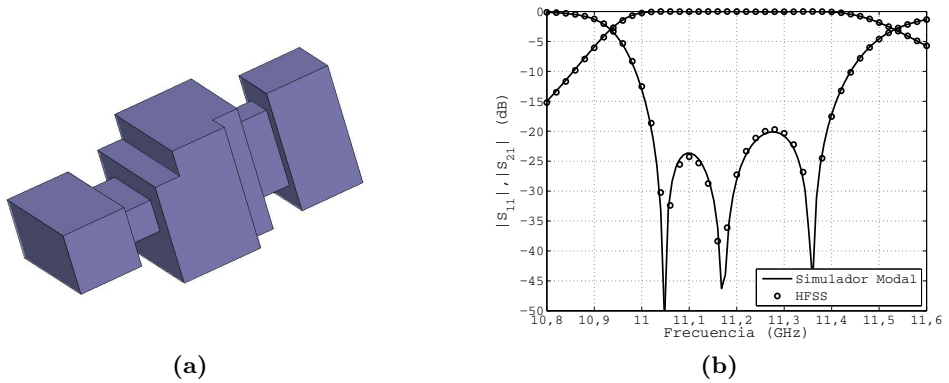


Figura 2.14. Topología de un filtro basado en una cavidad de modo triple y formado por la conexión en cascada de guías rectangulares en (a), y comparativa entre las respuestas obtenidas por nuestro simulador modal y HFSS en (b).

Tabla 2.3

DIMENSIONES DE LAS GUÍAS QUE COMPONEN EL FILTRO DE MODO TRIPLE

Guía	Dimensiones (mm)		
	Anchura	Altura	Longitud
1	19,050	9,525	10,000
2	12,200	5,000	5,300
3	19,600	15,600	4,000
4	19,600	19,600	8,600
5	15,600	19,600	4,000
6	5,000	12,200	5,300
7	9,525	19,050	10,000

En primer lugar vamos a analizar el filtro formado por una cavidad de triple modo presentado en [103]. Este dispositivo, cuya representación gráfica se muestra en la figura 2.14(a), está formado por dos guías de acceso conectadas a la cavidad de modo triple mediante sendas ventanas de acoplo. Las dimensiones y la forma de la cavidad permiten que se exciten simultáneamente, y en este orden, las resonancias de los modos TE_{101} , TM_{110} y TE_{011} de la cavidad. Obsérvese como esta secuencia trae como resultado que la ventana de acoplo y el puerto de salida estén orientados de forma vertical. La característica más destacable de esta topología es su enorme sencillez, ya que está formada por la conexión en cascada de guías rectangulares. Esta propiedad permite analizar su comportamiento empleando simuladores modales puros, y así reducir el tiempo requerido para realizar su diseño.

La [tabla 2.3](#) recoge las dimensiones del filtro presentado en [\[103\]](#), el cual se encuentra centrado a unos 11,2 GHz y presenta un ancho de banda cercano a 350 MHz. Este filtro lo hemos simulado con nuestra herramienta modal para realizar un análisis de convergencia y velocidad.

La convergencia total se logra con 35 modos accesibles, 340 funciones base y sumando 3500 modos en el *kernel* de las discontinuidades. A partir de estos valores, el movimiento de la respuesta deja de ser perceptible. Este hecho nos muestra como la técnica de ecuación integral no presenta los problemas de convergencia relativa típicos de los simuladores basados en la implementación modal más habitual, conocida como adaptación modal o *mode-matching* [\[3\]](#), [\[104\]](#).

Los resultados obtenidos con nuestra herramienta se muestran en [la figura 2.14\(b\)](#), donde se comparan con los que proporciona el simulador comercial HFSS [\[105\]](#). El tiempo que requiere nuestro simulador modal en obtener resultados convergentes es de 63 segundos en un portátil de propósito general dotado de un procesador Intel Core 2 Duo T7250 con un reloj de 2 GHz. Por su parte HFSS requiere 289 minutos para obtener la respuesta representada [la figura 2.14\(b\)](#), que aunque presenta un buen grado de convergencia, seguiría variando si se aumentara el número de tetraedros por encima de los 80.000 ya empleados por el mallado. La diferencia en tiempo es en realidad aun mayor ya que en HFSS, que se ha lanzado en un ordenador de sobremesa 5 veces más rápido que el portátil en el que ha corrido el simulador modal, se ha obtenido la respuesta en 81 puntos en frecuencia, en lugar de los 201 calculados por nuestra herramienta de simulación modal. Juntando todas las diferencias, la mejora en tiempo está por encima de un factor de 4000, y además logrando unos resultados con mayor grado de convergencia.

La espectacular diferencia en tiempo entre una herramienta de simulación modal y la técnica de elementos finitos en la que se basa HFSS, nos revela claramente como la primera es la única apta para su inclusión dentro de las herramientas CAD de diseño automatizado de dispositivos de microondas. Las técnicas de discretización puras como HFSS sólo pueden emplearse en la práctica para la validación, pero nunca para realizar todo el diseño de un dispositivo mínimamente complejo.

El filtro de modo triple considerado es además una estructura que obliga a emplear un número inusualmente elevado de modos. Este hecho se debe básicamente a la existencia de guías de gran tamaño con varios modos en propagación, de longitud reducida y que además actúan como guía pequeña en alguna de las discontinuidades de la estructura. En primer lugar, en estas guías hay que emplear un elevado número de modos accesibles ya que, debido a su gran sección transversal y reducida longitud, existen bastantes modos que intercambian energía entre sus discontinuidades adyacentes. Este hecho, combinado nuevamente con su mayor tamaño, nos obliga a tomar un número elevado de funciones base para representar con precisión las variaciones de la corriente magnética incógnita en la apertura de la discontinuidad en la que actúa como guía pequeña. Finalmente, este elevado número de funciones base nos exige a su vez incluir un número considerable de términos en el *kernel* de la guía grande de la

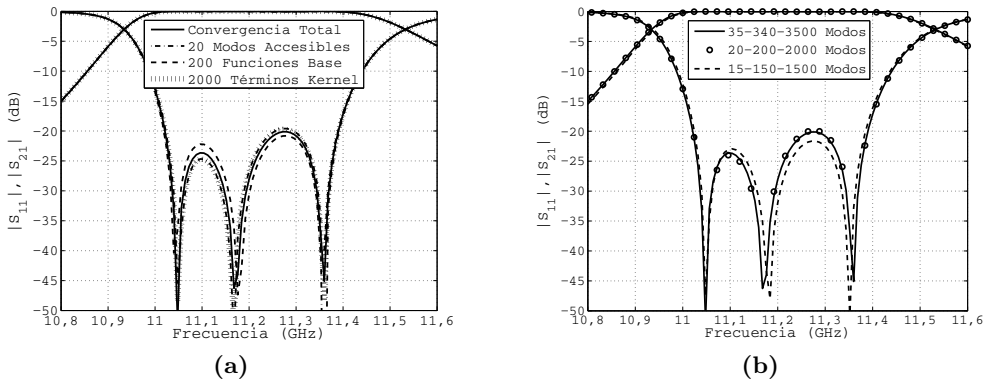


Figura 2.15. En (a) se representa la respuesta del filtro obtenido con uno de los parámetros del simulador modal por debajo de convergencia. En (b) se muestra la respuesta obtenida para valores reducidos en todos los parámetros modales, pero manteniendo la misma proporción entre ellos.

discontinuidad. A lo largo de esta tesis, de hecho, no hay ningún ejemplo que requiera un número tan elevado de funciones base y términos en el *kernel*. No obstante, y aun con las características especialmente desfavorables que presenta este ejemplo, la precisión y eficiencia de nuestro simulador siguen siendo excelentes.

Otra característica muy interesante de los métodos modales es que una reducción importante en el número de modos no tiende a reducir de forma brusca la precisión de los resultados. En la [figura 2.15\(a\)](#) se muestran las respuestas obtenidas al reducir alguno de los parámetros modales por debajo del valor necesario para lograr una convergencia total. En concreto, se ha reducido el número de modos accesibles a 20, o el número de funciones base a 200, o el número de términos sumados en el *kernel* a 2000. El tiempo de cálculo en estos tres casos ha bajado a 50 segundos, 21 segundos y 52 segundos, respectivamente. Pese al importante recorte realizado, la degradación observada en la respuesta es bastante limitada (ligeramente mayor que la que presenta la respuesta obtenida por HFSS).

Además, si al reducir los parámetros modales se mantienen aproximadamente las mismas proporciones entre los números de onda de corte máximos, la degradación en los resultados será bastante inferior⁸. Este efecto se muestra claramente en la [figura 2.15\(b\)](#), donde tras aplicar las tres reducciones modales recogidas en la [figura 2.15\(a\)](#) de forma simultánea, la respuesta simulada apenas se distingue de la que se obtiene para una convergencia total. Conforme la reducción en el número de modos se acentúa, se empezará a notar una degradación cada vez más importante en la

⁸Esta característica se debe a que la capacidad para aproximar y transformar las variaciones de la corriente magnética incógnita se sigue manteniendo, si bien ahora dichas variaciones serán de un menor orden al haberse reducido el número de modos accesibles.

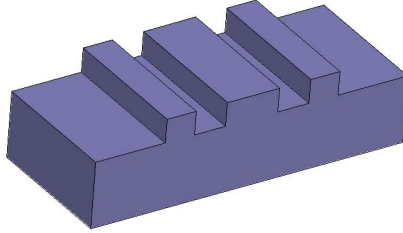


Figura 2.16. Topología del filtro paso bajo corrugado en guía rectangular. Al presentar una anchura constante, se trata de un componente en plano E.

Tabla 2.4
DIMENSIONES DEL FILTRO PASO BAJO CORRUGADO

Guía	Dimensiones (mm)		
	Anchura	Altura	Longitud
1 y 7	19,050	9,525	10,260
2 y 6	19,050	12,985	4,290
3 y 5	19,050	9,525	4,610
4	19,050	12,985	7,680

precisión, como sucede con el gráfica asociada a considerar 15 modos accesibles, 150 funciones base y 1500 términos en el *kernel*. En las dos simulaciones mostradas en la figura 2.15(b), el tiempo de computación se redujo a 13 y 5,3 segundos, respectivamente. Nótese como tras reducir en un factor de casi 5 el tiempo de CPU no se observan diferencias significativas en la respuesta, y tras reducirlo por un factor de 12, sólo se produce una pequeña degradación. Podemos concluir por tanto, que manteniendo la proporción correcta entre modos accesibles, funciones base y términos en el *kernel*, los métodos modales descritos son capaces de dar respuestas bastante buenas con unos requerimientos computacionales excepcionalmente bajos.

El segundo y último ejemplo que vamos a ver en este apartado pretende ilustrar la aplicación de las técnicas bidimensionales para el análisis de filtros en plano E o plano H. En este ejemplo analizaremos en concreto el filtro paso bajo corrugado en plano E analizado y fabricado en ([106]; Fig. 8), cuya topología se recoge en la figura 2.16 y sus dimensiones en la tabla 2.4.

Este filtro con puertos WR75 es una estructura casi periódica, ya que todas las discontinuidades entre guías son idénticas. Nuestra implementación detecta esta situación, de modo que sólo caracteriza una única discontinuidad planar en plano E para obtener la respuesta del dispositivo. El aprovechamiento de las equivalen-

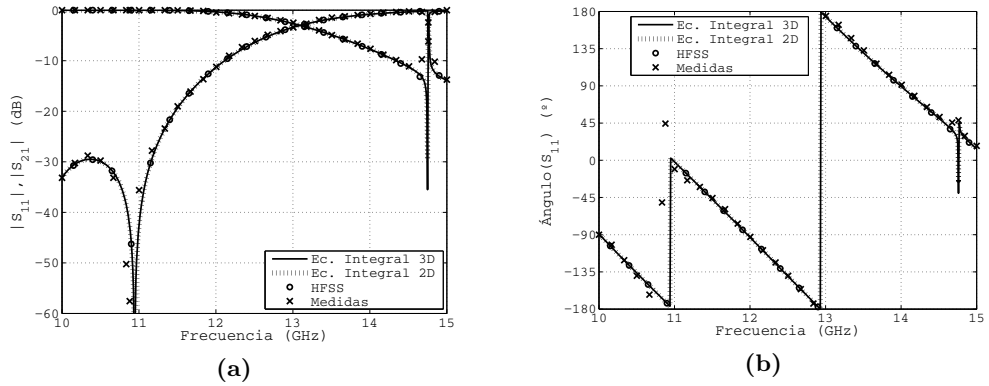


Figura 2.17. Módulo de los parámetros S [en (a)] y fase del parámetro de reflexión S_{11} [en (b)] del filtro paso bajo corrugado obtenidos con distintas técnicas de análisis. Para completar la comparativa, se incluyen también las medidas del dispositivo extraídas a partir de [106].

cias normalmente presentes en los dispositivos reales nos permite acelerar de forma considerable su análisis.

Una primera forma de analizar el filtro corrugado ante una excitación con el modo fundamental TE_{10} consistiría en emplear una formulación para estructuras tridimensionales. Se podría por ejemplo aplicar la técnica de ecuación integral descrita en este capítulo (ver el apartado 2.2.4). Teniendo en cuenta que los únicos modos presentes en la estructura serán los TE_{1n} y TM_{1n} , se puede incluso adaptar la técnica para que sólo incluya estos modos.

Una segunda forma de analizar el componente en plano E sería aplicar la técnica de ecuación integral para estructuras bidimensionales descrita en el apartado 2.2.5, que en realidad caracteriza las discontinuidades como si se produjeran entre guías de placas paralelas, y luego establece una equivalencia para trasladar el modelo del salto obtenido al problema original en guía onda rectangular.

En la figura 2.17 se muestra el módulo de los parámetros S de transmisión y de reflexión y la fase del parámetro reflexión S_{11} obtenidos con las dos técnicas anteriores. Para validar estos resultados, se han añadido además la respuesta proporcionada por el simulador HFSS y las medidas recogidas en [106]. Los resultados que proporcionan los 3 simuladores son prácticamente idénticos, y las medidas son acordes a las simulaciones si se tienen presentes las tolerancias típicas de fabricación. Sin embargo, el tiempo requerido para obtener los resultados difiere bastante de un simulador a otro. El simulador basado en la técnica de elementos finitos tarda casi 50 minutos en obtener una respuesta convergente en 101 puntos en frecuencia, mientras que los simuladores modales 3D y 2D basados en la técnica de ecuación integral necesitan,

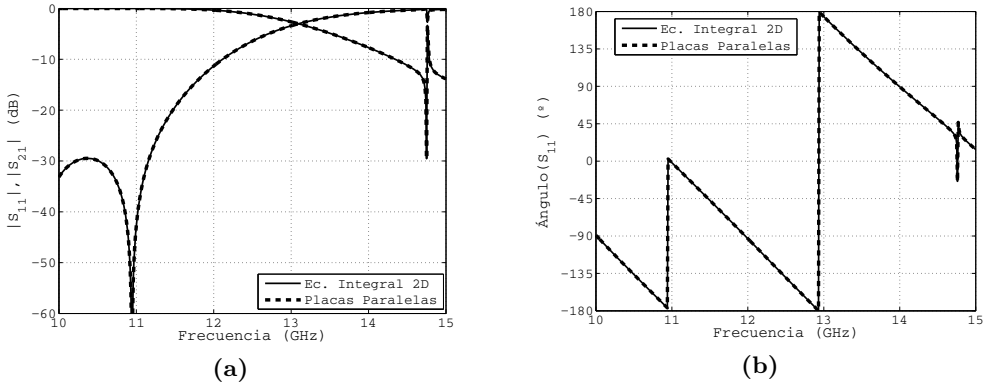


Figura 2.18. Módulo en (a) de los parámetros S y fase en (b) del parámetro S_{11} del filtro paso bajo corrugado obtenidos por un simulador que analiza todo el componente equivalente en placas paralelas, y posteriormente aplica una transformación en frecuencia para volver al problema original en guía rectangular.

respectivamente, 250 y 50 milisegundos para analizar con precisión el componente en 501 puntos en frecuencia.

La caracterización de la discontinuidad planar por parte del simulador que emplea la formulación 2D requiere de 4 modos accesibles, 13 funciones base y 30 términos en el *kernel*, mientras que para el simulador 3D estos parámetros modales suben a 7, 25 y 61, respectivamente. La reducción a la mitad en el número de modos, que explica parte de la reducción del tiempo de CPU, es debida a que la formulación 2D toma los modos en placas paralelas equivalentes a la combinación de modos TE_{1n} y TM_{1n} que realmente se excita en la estructura en guía onda rectangular. La otra razón que explica la mayor eficiencia de la formulación 2D es la extracción de la dependencia con la frecuencia. La formulación 2D caracteriza la discontinuidad a una única frecuencia y luego la traslada mediante simples multiplicaciones a cualquier otra frecuencia (ver la ecuación (2.65) de la página 58), mientras que la formulación 3D debe construir el sistema de ecuaciones que se deriva de la aplicación del método de momentos y resolverlo para cada punto en frecuencia.

Es interesante contrastar los parámetros modales que requiere esta estructura con las del filtro de modo triple tratado con anterioridad. La mayor parte de esta diferencia es por estar considerando ahora un subconjunto de todos los modos de la estructura, en concreto aquéllos que realmente se excitan. En los componentes en plano E y plano H, este número de modos es muy reducido (al correr sólo el subíndice que marca la variación correspondiente a cada estructura), mientras que en un componente 3D hemos de recorrer ambos subíndices modales. La existencia de planos de simetría en la estructura también se puede aprovechar para no considerar modos innecesarios, y por tanto reducir los requisitos computacionales (en los dos ejemplos de este apartado

no se da esta situación⁹). El otro aspecto que contribuye a la diferencia en el número de modos es el tamaño. La cavidad del filtro de modo triple, pese a que trabaja en el mismo rango de frecuencias, ha de ser más grande para poder admitir un total de 3 modos en propagación, y por tanto contiene un número mayor de modos por debajo de un cierto número de onda de corte máximo.

Finalmente, y para ilustrar las posibilidades de la teoría general de equivalencias descrita en el subapartado 2.2.5.1, se ha analizado el componente en placas paralelas equivalente a todo el filtro corrugado en plano E, se han obtenido sus parámetros de dispersión, y luego se han transformado en frecuencia mediante (2.47) con $m_0 = 1$ para trasladarlo a una excitación por el modo TE_{10} en guía rectangular. Los resultados obtenidos son indistinguibles de los proporcionados por el simulador 2D en el que se emplea la la técnica de ecuación integral para caracterizar únicamente las discontinuidades planares (ver la figura 2.18). Este resultado nos muestra cómo las equivalencias pueden abarcar todo un componente y no sólo una parte. Si se quiere obtener ahora la respuesta ante una excitación con cualquier modo TE_{p0} , sólo habría que transformar en frecuencia los resultados ya obtenidos usando (2.47) con $m_0 = p$.

Los resultados presentados en este apartado muestran claramente la precisión y eficiencia de la herramienta de simulación desarrollada. Sin embargo, y con la descripción hecha hasta este momento, sólo podríamos aplicarla a estructuras formadas por guías canónicas. Para poder extender esta técnica a un rango más amplio de dispositivos, será necesario añadir además algún módulo capaz de calcular la información modal de guías con sección transversal arbitraria. Este aspecto es justamente el que se trata en la próxima sección de este capítulo dedicado a las técnicas de análisis.

2.5. Caracterización de Guías de Sección Transversal Arbitraria¹⁰

2.5.1. Introducción

Para poder caracterizar las estructuras en línea mediante las técnicas de análisis modal recién expuestas en las secciones 2.2 y 2.3, es necesario disponer del espectro modal de las distintas guías que forman la estructura. En concreto, se deberían conocer los números de onda de corte de sus modos, así como su distribución de campo en forma de las integrales de acoplamiento con los modos de las guías adyacentes.

Esta información se puede obtener de forma analítica para guías con sección transversal canónica (como la guía de placas paralelas, la guía rectangular o la guía circu-

⁹En realidad, el filtro paso bajo corrugado es simétrico en anchura, pero esta propiedad ya está aprovechada al tomar sólo los modos con $m=1$.

¹⁰Este apartado resume un trabajo realizado durante varios años por distintos miembros del GAM, especialmente del Dr. Santiago Cogollos [37] y del Dr. Stephan Marini [107], cuyas tesis se centran en este ámbito, y también del autor de la presente tesis.

lar). Sin embargo, varios de los dispositivos que vamos a abordar durante la presente tesis incluyen varias guías de sección transversal no canónicas. Para estas guías no es posible obtener la información modal requerida en forma analítica, y es necesario recurrir a técnicas numéricas.

Tal y como se comentó en la descripción del estado del arte realizada en el apartado 1.2.1, existe una gran variedad de técnicas para la obtención de modos de guías de sección transversal arbitraria. No obstante, estas técnicas o bien dan lugar a un sistema no lineal de ecuaciones de reducido tamaño (como la técnica de la resonancia transversal generalizada [3], la del dominio espectral generalizado [108] o los procedimientos basados en el planteamiento de una ecuación integral vía el método de los momentos [34], [109]) o bien desembocan en un sistema lineal de ecuaciones de gran tamaño como resultado de una discretización de la superficie (como por ejemplo el método de los elementos finitos [26], [110] o el de las diferencias finitas [27]). Las primeras requieren de un gran esfuerzo para localizar los ceros del sistema de ecuaciones no lineales, siendo a su vez muy difícil no saltarse ningún cero o identificar correctamente su multiplicidad. Las segundas, por su parte, necesitan grandes recursos computacionales (tanto en memoria como en tiempo), especialmente cuando se desea obtener un número importante de modos.

En nuestro caso, nos hemos centrado en ampliar un método que no cae en ninguno de los dos grupos anteriores, el denominado método BI-RME (del inglés, *Boundary Integral - Resonant Mode Expansion*) propuesto por el Prof. Conciauro y sus colaboradores de la Università di Pavia [4], [35]. Este método parte de una formulación de ecuación integral en la que se emplea la función de Green de un cierto contorno base, y a la que se le aplica una inteligente descomposición que da lugar a un sistema lineal de ecuaciones de tamaño moderado. Los modos de la guía arbitraria se obtienen al resolver este sistema mediante técnicas estándar del álgebra lineal. Al emplear la función de Green de una guía o contorno base, se obtienen a su vez varias ventajas adicionales

- No es necesario forzar las condiciones de contorno en las partes de la guía arbitraria que coincidan con el contorno de la guía base.
- Sólo hay que introducir elementos incógnita en los tramos metálicos que se añadan a dicho contorno base para dar lugar a la guía arbitraria.
- Es prácticamente inmediato el computo de las integrales de acoplamiento con respecto a los modos de la guía base.

En nuestro caso emplearemos como contorno base el de una guía rectangular, ya que todas las guías de sección transversal arbitraria que vamos a emplear en esta tesis se construyen modificando ligeramente dicho contorno base (como es el caso de las guías *ridge* de los filtros de modo evanescente o las guías *multiridge* en guía onda rectangular propias de los filtros doblemente corrugados).

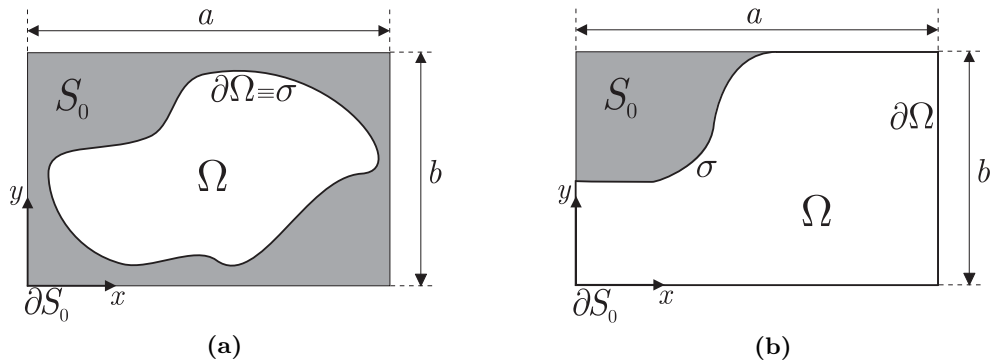


Figura 2.19. Guías de sección transversal arbitraria (superficie en blanco) basadas en una caja rectangular de anchura a y altura b . En (a) se muestra una guía arbitraria cuyo contorno no toca ninguna pared de la caja rectangular, y en la guía en (b) una parte importante de dicho contorno descansa sobre las paredes de la caja rectangular.

La formulación original del método BI-RME se ha extendido en diversas formas buscando ampliar su rango de aplicación. En todas estas ampliaciones se han utilizado tramos rectos para representar las perturbaciones sobre la guía rectangular base, incluso para aproximar aquellas partes del contorno de forma circular o elíptica. La ampliación aquí presentada permite definir el contorno de las guías arbitrarias mediante el uso de tramos rectangulares, circulares y elípticos, y además introduce dichos tramos en la formulación de una forma rigurosa.

La mejora desarrollada se puede aplicar además a las diversas extensiones del método BI-RME. Así por ejemplo, se podría utilizar para analizar de forma rigurosa componentes en plano H [111],[112] y en plano E [113],[114] con geometrías arbitrarias que incluya tramos circulares o elípticos. Una aplicación de interés para esta tesis, al afectar a una de las geometrías bajo investigación, sería la caracterización precisa de las esquinas redondeadas que aparecen en las ventanas de acoplo de los filtros inductivos cuando se fabrican con técnicas de bajo coste (ver por ejemplo la topología (b) en la figura 1.3 de la página 15).

2.5.2. Formulación Básica

En este apartado vamos a describir la formulación básica del método BI-RME, empleando una notación y una metodología muy similar a la recogida en el trabajo [35] donde se presentó por primera vez este método.

Consideremos una guía de sección transversal arbitraria Ω , cuyo contorno se construye añadiendo una combinación σ de tramos rectos, circulares y elípticos al contorno

de una guía rectangular de sección transversal S_0 . A esta guía base de sección S_0 la denominaremos habitualmente como caja o *box* del problema. En la figura 2.19 se muestran dos ejemplos de guías arbitrarias junto a la caja rectangular considerada en cada caso.

Empleando la función de Green eléctrica $\bar{\mathbf{G}}_e$ de la caja, el campo eléctrico en un punto \mathbf{r} en el interior de la guía se puede obtener a partir de las corrientes \mathbf{J} existentes en su contorno $\partial\Omega$

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = -j\eta k \oint_{\partial\Omega} \bar{\mathbf{G}}_e(\mathbf{r}|\mathbf{r}') \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}') dl' = -j\eta k \oint_{\sigma} \bar{\mathbf{G}}_e(\mathbf{r}|\mathbf{r}') \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}') dl' \quad (2.98)$$

donde $\mathbf{r}' = \mathbf{r}(l')$ denota la ubicación de la fuente, y además se ha aprovechado el hecho de que la función de Green es nula en el contorno ∂S_0 de la caja para reducir la integral al contorno σ de las perturbaciones.

La ecuación (2.98) es la expresión de partida de las técnicas basadas en una ecuación integral de contorno. La peculiaridad del método BI-RME es la incorporación de la función de Green del *box* utilizado, y su descomposición en una forma rápidamente convergente que permite obtener un sistema algebraico de ecuaciones.

Teniendo en cuenta que la guía es uniforme según z , las componentes de la función diádica de Green $\bar{\mathbf{G}}_e$ entre la dirección axial $\hat{\mathbf{z}}$ y cualquier dirección transversal son nulas. Este hecho hace que la función de Green se pueda descomponer como la suma de su componente según $\hat{\mathbf{z}}\hat{\mathbf{z}}$ y la de una función de Green eléctrica transversal $\bar{\mathbf{G}}_{e,t}$ (con las cuatro componentes que salen a partir de las dos direcciones transversales).

$$\bar{\mathbf{G}}_e(\mathbf{r}|\mathbf{r}') = \bar{\mathbf{G}}_{e,t}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') + \hat{\mathbf{z}}\bar{G}_{e,zz}(\mathbf{r}|\mathbf{r}')\hat{\mathbf{z}} \quad (2.99)$$

A la frecuencia de corte de un modo TM sólo existe su componente axial del campo eléctrico, y su corriente también se dirige según la dirección axial [97]. Por tanto, la componente de la función de Green asociada a los modos TM es la $\hat{\mathbf{z}}\hat{\mathbf{z}}$, que es la correspondiente a la ecuación escalar de Helmholtz [100]

$$\bar{G}_{e,zz}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') = \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\psi_i(\mathbf{r})\psi_i(\mathbf{r}')}{k_{c, \text{TM}_i}^2 - k^2} \quad (2.100)$$

donde k_{c, TM_i} denota al número de onda de corte del i -ésimo modo TM de la caja rectangular, mientras que ψ_i es su vector potencial normalizado en la sección transversal de la guía rectangular según

$$\int_{S_0} \psi_i(\mathbf{r}')\psi_j(\mathbf{r}') dS' = \delta_{i,j} \quad (2.101)$$

siendo $\delta_{i,j}$ la función delta de Kronecker. El hecho de normalizar los potenciales de esta forma hace que los vectores de campo eléctrico transversal de los modos

TM obtenidos mediante $\mathbf{e}_i^{\text{TM}} = -\nabla_t \psi_i / k_{c,\text{TM}_i}$ formen un conjunto ortonormal en la sección transversal S_0 .

Por otro lado, un modo TE sólo tiene componentes transversales de campo eléctrico, y a su frecuencia de corte su corriente sólo presenta la componente tangencial al contorno metálico de la guía que queda contenida en la sección transversal de ésta. Para estos modos hay que considerar por tanto $\bar{\mathbf{G}}_{\text{e,t}}$, la parte de la función de Green diádica que relaciona las componentes transversales, y que puede demostrarse [115] que es

$$\bar{\mathbf{G}}_{\text{e,t}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') = -\frac{1}{k^2} \sum_{i=1}^{\infty} \mathbf{e}_i^{\text{TM}}(\mathbf{r}) \mathbf{e}_i^{\text{TM}}(\mathbf{r}') + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\mathbf{e}_i^{\text{TE}}(\mathbf{r}) \mathbf{e}_i^{\text{TE}}(\mathbf{r}')}{k_{c,\text{TE}_i}^2 - k^2} \quad (2.102)$$

donde k_{c,TE_i} y \mathbf{e}_i^{TE} son el número de onda de corte y el vector modal de campo eléctrico tangencial normalizado en S_0 , respectivamente, del i -ésimo modo TE de la caja rectangular.

La dependencia de las partes de las funciones de Green (2.100)–(2.102) con el número de onda k es lo que haría que una aplicación directa del método de los momentos desembocara en un sistema no algebraico de ecuaciones. Para evitar este hecho, se va a proceder a extraer en ambas funciones de Green la parte estática asociada a $k = 0$ (y que lógicamente no dependerá de k), lo que además acelera la convergencia de las series. Para la componente axial de la función de Green se obtiene

$$\begin{aligned} \bar{G}_{\text{e,zz}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') &= \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\psi_i(\mathbf{r}) \psi_i(\mathbf{r}')}{k_{c,\text{TM}_i}^2 - k^2} = \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\psi_i(\mathbf{r}) \psi_i(\mathbf{r}')}{k_{c,\text{TM}_i}^2} \left[1 + \frac{k_{c,\text{TM}_i}^2}{k_{c,\text{TM}_i}^2 - k^2} - 1 \right] \\ &= \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\psi_i(\mathbf{r}) \psi_i(\mathbf{r}')}{k_{c,\text{TM}_i}^2} + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{k^2}{k_{c,\text{TM}_i}^2 - k^2} \frac{\psi_i(\mathbf{r}) \psi_i(\mathbf{r}')}{k_{c,\text{TM}_i}^2} \end{aligned} \quad (2.103)$$

y actuando de la misma forma con la parte transversal de la función de Green se deduce

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{G}}_{\text{e,t}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') &= -\frac{1}{k^2} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\nabla_t \psi_i(\mathbf{r}) \nabla_t' \psi_i(\mathbf{r}')}{k_{c,\text{TM}_i}^2} \\ &\quad + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\mathbf{e}_i^{\text{TE}}(\mathbf{r}) \mathbf{e}_i^{\text{TE}}(\mathbf{r}')}{k_{c,\text{TE}_i}^2} + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{k^2}{k_{c,\text{TE}_i}^2 - k^2} \frac{\mathbf{e}_i^{\text{TE}}(\mathbf{r}) \mathbf{e}_i^{\text{TE}}(\mathbf{r}')}{k_{c,\text{TE}_i}^2} \end{aligned} \quad (2.104)$$

donde también se ha aprovechado para expresar los vectores modales transversales \mathbf{e}_i^{TM} en función de sus potenciales normalizados $\psi_i(\mathbf{r})$.

En realidad, el término estático extraído en la componente axial coincide con la función de Green para la ecuación de Laplace escalar en el *box*, es decir, la asociada al potencial electrostático [100]

$$g(\mathbf{r}|\mathbf{r}') = \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\psi_i(\mathbf{r}) \psi_i(\mathbf{r}')}{k_{c,\text{TM}_i}^2} \quad (2.105)$$

mientras que el término estático extraído en (2.104) proporciona una función diádica de Green transversal, normal al contorno de la guía, solenoidal y estática, que viene dada por

$$\bar{\mathbf{G}}_{\text{st}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') = \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\mathbf{e}_i^{\text{TE}}(\mathbf{r}) \mathbf{e}_i^{\text{TE}}(\mathbf{r}')}{k_{c,\text{TE}_i}^2} \quad (2.106)$$

Empleando estas dos funciones, podemos reescribir de una forma más compacta (2.103) y (2.104) como

$$\bar{G}_{e,zz}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') = g(\mathbf{r}|\mathbf{r}') + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{k^2}{k_{c,\text{TM}_i}^2 (k_{c,\text{TM}_i}^2 - k^2)} \psi_i(\mathbf{r}) \psi_i(\mathbf{r}') \quad (2.107a)$$

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{G}}_{e,t}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') &= -\frac{1}{k^2} \nabla_t \nabla_t' g(\mathbf{r}|\mathbf{r}') + \bar{\mathbf{G}}_{\text{st}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') \\ &+ \sum_{i=1}^{\infty} \frac{k^2}{k_{c,\text{TE}_i}^2 (k_{c,\text{TE}_i}^2 - k^2)} \mathbf{e}_i^{\text{TE}}(\mathbf{r}) \mathbf{e}_i^{\text{TE}}(\mathbf{r}') \end{aligned} \quad (2.107b)$$

A cambio de conseguir que los últimos sumandos de las funciones de Green en (2.107) convergan con mayor velocidad gracias al término $k_{c,i}^4$ en el denominador, se han extraído las funciones de Green estáticas g y $\bar{\mathbf{G}}_{\text{st}}$ que convergen de forma considerablemente más lenta (con un término $k_{c,i}^2$ en el denominador, como se muestra en (2.105) y (2.106)). Estas funciones requerirían sumar un elevado número de términos para poder evaluarlas con precisión, haciendo que el método resultante fuera poco eficiente. Por dicha razón, se han acelerado mediante la formula de sumación de Poisson para obtener unas versiones equivalentes rápidamente convergentes [4], [97]. La expresión final de $g(\mathbf{r}|\mathbf{r}')$ para la caja rectangular de anchura a y altura b mostrada en la figura 2.19 es:

$$g(x, y | x', y') = -\frac{1}{4\pi} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \ln \frac{T_m^{11} T_m^{00}}{T_m^{01} T_m^{10}} ; \quad \begin{array}{l} 0 < x, x' < a \\ 0 < y, y' < b \end{array} \quad (2.108)$$

donde los términos T_m^{pq} vienen dados por

$$T_m^{pq} = \cosh\left(\frac{\pi}{b}(x - (-1)^p x' + 2am)\right) - \cos\left(\frac{\pi}{b}(y - (-1)^q y')\right) \quad (2.109)$$

mientras que para la función de Green diádica estática $\bar{\mathbf{G}}_{\text{st}}$

$$\bar{\mathbf{G}}_{\text{st}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') = \hat{\mathbf{x}} \bar{G}_{\text{st},xx} \hat{\mathbf{x}} + \hat{\mathbf{x}} \bar{G}_{\text{st},xy} \hat{\mathbf{y}} + \hat{\mathbf{y}} \bar{G}_{\text{st},yx} \hat{\mathbf{x}} + \hat{\mathbf{y}} \bar{G}_{\text{st},yy} \hat{\mathbf{y}} \quad (2.110)$$

podemos expresar sus cuatro componentes en la forma

$$\bar{G}_{\text{st,xx}}(x, y | x', y') = \frac{1}{8\pi} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \ln \frac{A_m^+}{A_m^-} - |X_m| (B_m^+ - B_m^-) \quad (2.111a)$$

$$\bar{G}_{\text{st,xy}}(x, y | x', y') = \frac{1}{8\pi} \sum_{m=-\infty}^{\infty} (-1)^m X_m (C_m^+ + C_m^-) \quad (2.111b)$$

$$\bar{G}_{\text{st,yx}}(x, y | x', y') = -\frac{1}{8\pi} \sum_{m=-\infty}^{\infty} X_m (C_m^+ - C_m^-) \quad (2.111c)$$

$$\begin{aligned} \bar{G}_{\text{st,yy}}(x, y | x', y') = & -\frac{1}{8\pi} \sum_{m=-\infty}^{\infty} (-1)^m \left[|X_m| (B_m^+ + B_m^-) \ln \left(4A_m^+ A_m^- e^{-2|X_m|} \right) \right] \\ & + \frac{x + x' - |x - x'|}{2b} - \frac{xx'}{ab} \end{aligned} \quad (2.111d)$$

siendo

$$X_m = \frac{\pi}{b} \left[x - \left(m + \frac{1}{2} \right) a - (-1)^m \left(x' - \frac{a}{2} \right) \right] \quad (2.112a)$$

$$Y^\pm = \frac{\pi}{b} (y \pm y') \quad (2.112b)$$

$$A_m^\pm = \cosh X_m - \cos Y^\pm \quad (2.112c)$$

$$B_m^\pm = \frac{\cos Y^\pm - e^{-|X_m|}}{A_m^\pm} \quad (2.112d)$$

$$C_m^\pm = \frac{\sin Y^\pm}{A_m^\pm} \quad (2.112e)$$

Los términos generales de las distintas series en (2.108) y (2.111) convergen muy rápidamente a cero conforme $|m| \rightarrow \infty$. Por esta razón, sólo es necesario sumar un número muy reducido de términos alrededor de $m = 0$ para lograr una excelente precisión [37].

Esta forma de representar las funciones de Green es la base del método BI-RME, ya que además de permitirnos evaluarlas de una forma más eficiente, nos va a conducir a un problema algebraico de autovalores cuya solución son los modos de la guía arbitraria.

Consideremos inicialmente los modos TM de la guía arbitraria. A la frecuencia de corte de dichos modos, el campo eléctrico sólo presentará componente axial [97], que en virtud de (2.98) y (2.107a) será

$$E_z^{\text{TM}}(\mathbf{r}) = -j\eta k \int_{\sigma} g(\mathbf{r} | \mathbf{r}') J_z(\mathbf{r}') dl' - j\eta k \sum_{m=1}^{\infty} a_m^{\text{TM}} \frac{\psi_m(\mathbf{r})}{k_{c,\text{TM}_m}^2} \quad (2.113)$$

y que en realidad es una representación del campo mediante una integral de contorno y un desarrollo en serie de los modos resonantes de la caja, siendo los coeficientes a_m^{TM}

de dicho desarrollo

$$a_m^{\text{TM}} = \frac{k^2}{k_{c,\text{TM}_m}^2 - k^2} \int_{\sigma} \psi_m(\mathbf{r}') J_z(\mathbf{r}') dl' \quad ; \quad m \geq 1 \quad (2.114)$$

Para determinar los modos TM forzaremos la condición de contorno sobre el campo E_z^{TM} . Dicho campo eléctrico debe ser nulo a lo largo de todo el contorno de la guía arbitraria, al ser una componente tangencial a la sección transversal. Como la función de Green $g(\mathbf{r}|\mathbf{r}')$ se anula en el contorno de la caja rectangular, al igual que los potenciales $\psi_i(\mathbf{r})$, por construcción $E_z^{\text{TM}}(\mathbf{r})$ será cero para cualquier $\mathbf{r} \in \partial S_0$. La condición de contorno, por tanto, sólo se debe forzar en el contorno σ de las perturbaciones metálicas introducidas en la caja, es decir

$$\int_{\sigma} g(\mathbf{r}|\mathbf{r}') J_z(\mathbf{r}') dl' + \sum_{m=1}^{\infty} a_m^{\text{TM}} \frac{\psi_m(\mathbf{r})}{k_{c,\text{TM}_m}^2} = 0 \quad \forall \mathbf{r} \in \sigma \quad (2.115)$$

y nuestra tarea consiste en buscar las soluciones no triviales del problema homogéneo (2.115). El autovalor k para el que exista una solución no nula será el número de onda de corte de dicha solución o modo TM, mientras que la corriente incógnita $J_z(\mathbf{r})$ en el contorno σ nos permitirá reconstruir la componente del campo axial E_z^{TM} mediante (2.113)–(2.114).

Para poder resolver (2.115) emplearemos la variante de Galerkin del método de los momentos. El primer paso consistirá por tanto en expandir la corriente incógnita J_z en el contorno σ como combinación lineal de un número finito NF de funciones base $u_i(l)$ convenientemente seleccionadas

$$J_z(\mathbf{r}) = J_z(\mathbf{r}(l)) = \sum_{i=1}^{NF} b_i^{\text{TM}} u_i(l) \quad (2.116)$$

donde l es una parametrización del contorno σ , de forma que $\mathbf{r}(l)$ va recorriendo dicho contorno donde se define la corriente incógnita J_z .

El segundo paso consiste en multiplicar ambos lados de la igualdad (2.115) por las distintas funciones base y realizar su integración a lo largo de σ . Como resultado obtenemos un conjunto de NF ecuaciones de la forma

$$\sum_{i=1}^{NF} b_i^{\text{TM}} \int_{\sigma} \int_{\sigma} u_j(l) g(\mathbf{r}(l)|\mathbf{r}(l')) u_i(l') dl' dl + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{a_m^{\text{TM}}}{k_{c,\text{TM}_m}^2} \int_{\sigma} u_j(l) \psi_m(\mathbf{r}(l)) dl = 0 \quad ; \quad j = 1, 2, \dots, NF \quad (2.117)$$

aunque sin embargo, es necesario disponer de más ecuaciones para completar nuestro problema de autovalores, ya que además de los coeficientes b_i^{TM} hemos de determinar también los coeficientes a_m^{TM} correspondientes a la expansión en serie de modos resonantes.

Si bien el número de coeficientes a_m^{TM} es infinito, la expansión en serie de modos resonantes tiende rápidamente a cero una vez el número de onda de corte de los modos del *box* rectangular supera a k , el cual como máximo será igual al número de onda de corte del modo TM de la guía arbitraria más alto que queramos obtener (ver (2.113) y (2.114)). Este hecho nos va a permitir reducir esta expansión a un número finito de términos sin una pérdida significativa de precisión. Sea $NM_{\text{box}}^{\text{TM}}$ el número de términos al que truncamos la expansión, es decir, el número de modos considerados en la caja rectangular, entonces (2.117) se puede reescribir de una forma más práctica como

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^{NF} b_i^{\text{TM}} \int_{\sigma} \int_{\sigma} u_j(l) g(\mathbf{r}(l) | \mathbf{r}(l')) u_i(l') dl' dl \\ + \sum_{m=1}^{NM_{\text{box}}^{\text{TM}}} \frac{a_m^{\text{TM}}}{k_{c,\text{TM}_m}^2} \int_{\sigma} u_j(l) \psi_m(\mathbf{r}(l)) dl = 0 \end{aligned} \quad (2.118)$$

y las $NM_{\text{box}}^{\text{TM}}$ ecuaciones restantes que necesitamos las podemos obtener directamente tras sustituir la expansión de la corriente en (2.114)

$$a_m^{\text{TM}} = \frac{k^2}{k_{c,\text{TM}_m}^2 - k^2} \sum_{i=1}^{NF} b_i^{\text{TM}} \int_{\sigma} \psi_m(\mathbf{r}(l')) u_i(l') dl' \quad (2.119)$$

y que tras arreglar términos quedaría

$$a_m^{\text{TM}} \left(1 - \frac{k^2}{k_{c,\text{TM}_m}^2} \right) - \frac{k^2}{k_{c,\text{TM}_m}^2} \sum_{i=1}^{NF} b_i^{\text{TM}} \int_{\sigma} \psi_m(\mathbf{r}(l')) u_i(l') dl' = 0 \quad (2.120)$$

donde $m = 1, 2, \dots, NM_{\text{box}}^{\text{TM}}$.

El conjunto de $NF + NM_{\text{box}}^{\text{TM}}$ ecuaciones (2.118) y (2.120) se puede representar de forma más compacta empleando la siguiente notación matricial

$$\left(\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{\text{TM}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} - k^2 \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{\text{TM}} & \mathbf{R}_{\text{TM}}^t \\ \mathbf{R}_{\text{TM}} & \mathbf{L}_{\text{TM}} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \mathbf{a}_{\text{TM}} \\ \mathbf{b}_{\text{TM}} \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (2.121)$$

donde \mathbf{I}_{TM} es la matriz identidad de $NM_{\text{box}}^{\text{TM}} \times NM_{\text{box}}^{\text{TM}}$ elementos, $\mathbf{0}$ denota un vector/matriz nulo de las dimensiones adecuadas, \mathbf{a}_{TM} y \mathbf{b}_{TM} son los vectores que contienen los coeficientes incógnita tanto de la expansión en serie de modos resonantes como de la expansión de la corriente $J_z(\mathbf{r})$, es decir

$$\mathbf{a}_{\text{TM}} = [a_1^{\text{TM}}, a_2^{\text{TM}}, \dots, a_{NM_{\text{box}}^{\text{TM}}}^{\text{TM}}]^t \quad (2.122a)$$

$$\mathbf{b}_{\text{TM}} = [b_1^{\text{TM}}, b_2^{\text{TM}}, \dots, b_{NF}^{\text{TM}}]^t \quad (2.122b)$$

mientras que D_{TM} es una matriz diagonal cuyos elementos son la inversa al cuadrado de los números de onda de corte, ordenados de menor a mayor, de los $NM_{\text{box}}^{\text{TM}}$ modos

TM considerados en la caja rectangular (es decir, $D_{\text{TM}_{m,m}} = k_{c,\text{TM}_m}^{-2}$). Finalmente, los elementos de las otras dos matrices involucradas en (2.121) tienen como expresión general

$$L_{\text{TM}_{j,i}} = \int_{\sigma} \int_{\sigma} u_j(l) g(\mathbf{r}(l) | \mathbf{r}(l')) u_i(l') dl' dl \quad (2.123a)$$

$$R_{\text{TM}_{i,m}} = \frac{1}{k_{c,\text{TM}_m}^2} \int_{\sigma} u_i(l') \psi_m(\mathbf{r}(l')) dl' \quad (2.123b)$$

donde $i, j = 1, 2, \dots, NF$ y $m = 1, 2, \dots, NM_{\text{box}}^{\text{TM}}$.

El sistema homogéneo (2.121) representa un problema generalizado de autovectores y autovalores que puede resolverse mediante las técnicas del algebra lineal. No obstante, y aprovechando la relación tan simple que existe entre los vectores \mathbf{a}_{TM} y \mathbf{b}_{TM} , se puede reducir a un problema estándar de autovalores y autovectores

$$(\mathbf{D}_{\text{TM}} - \mathbf{R}_{\text{TM}}^t \mathbf{L}_{\text{TM}}^{-1} \mathbf{R}_{\text{TM}}) \mathbf{a}_{\text{TM}} = k^{-2} \mathbf{a}_{\text{TM}} \quad (2.124)$$

que es más sencillo aun de resolver, y que admite $NM_{\text{box}}^{\text{TM}}$ autovalores k_r^{-2} y autovectores \mathbf{a}_{TM_r} . El número de onda de corte del r -ésimo modo TM de la guía arbitraria será obviamente $k'_{c,\text{TM}_r} = k_r$, mientras que el autovector \mathbf{a}_{TM_r} nos proporciona los coeficientes de su desarrollo en serie de modos resonantes de la caja. A partir de este vector se puede deducir a su vez los coeficientes de la expansión (2.116) de la corriente incógnita $J_{z,r}$ que origina este modo

$$\mathbf{b}_{\text{TM}_r} = -\mathbf{L}_{\text{TM}}^{-1} \mathbf{R}_{\text{TM}} \mathbf{a}_{\text{TM}_r} \quad (2.125)$$

como se deduce inmediatamente a partir de (2.121). Una vez conocidos todos estos coeficientes, ya disponemos de la información necesaria para obtener la componente axial del campo eléctrico de este modo

$$E'_{r,z}{}^{\text{TM}}(\mathbf{r}) = -j\eta k \left[\sum_{i=1}^{NF} b_{r,i}{}^{\text{TM}} \int_{\sigma} g(\mathbf{r} | \mathbf{r}(l')) u_i(l') dl' + \sum_{m=1}^{NM_{\text{box}}^{\text{TM}}} a_{r,m}{}^{\text{TM}} \frac{\psi_m(\mathbf{r})}{k_{c,\text{TM}_m}^2} \right] \quad (2.126)$$

y a partir de la cual podemos deducir las expresiones completas de los campos electromagnéticos asociadas al r -ésimo modo TM, ya que por definición la componente axial de su campo magnético $H'_{r,z}{}^{\text{TM}}$ es cero.

El proceso de obtención de los modos TM de la guía arbitraria consiste por tanto en (i) la construcción de las matrices L_{TM} y R_{TM} según (2.123), (ii) la resolución del problema algebraico de autovalores (2.124) y (iii) el cálculo de los vectores \mathbf{b}_{TM_i} de cada uno de los modos mediante la aplicación de (2.125). Este proceso requiere obtener la inversa de la matriz L_{TM} , tarea que se puede realizar de forma robusta y eficiente aprovechando que es una matriz simétrica y definida positiva (como se puede deducir fácilmente a partir de la expresión general de sus elementos en (2.123a) y la expresión de la función de Green escalar estática $g(\mathbf{r} | \mathbf{r}')$ en (2.105)).

Los modos TE en resonancia, por su parte, presentan componentes transversales no nulas de campo eléctrico. En virtud de (2.98) y (2.107b), dicho campo eléctrico se podrá expresar como

$$\mathbf{E}'_{\text{t}}{}^{\text{TE}}(\mathbf{r}) = j\eta k \left[\frac{1}{k^2} \int_{\sigma} \nabla_{\text{t}} \nabla'_{\text{t}} g(\mathbf{r}|\mathbf{r}(l')) \cdot \mathbf{J}_{\text{t}}(\mathbf{r}(l')) dl' - \int_{\sigma} \bar{\mathbf{G}}_{\text{st}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}(l')) \cdot \mathbf{J}_{\text{t}}(\mathbf{r}(l')) dl' - \sum_{m=1}^{NM_{\text{box}}^{\text{TE}}} a_m^{\text{TE}} \frac{\mathbf{e}_m^{\text{TE}}(\mathbf{r})}{k_{\text{c,TE}_m}^2} \right] \quad (2.127)$$

donde ya se ha truncado la expansión en serie de modos resonantes a los primeros $NM_{\text{box}}^{\text{TE}}$ modos de la caja rectangular con los números de onda de corte $k_{\text{c,TE}_m}$ más bajos. La expresión general de los coeficientes de este desarrollo será ahora

$$a_m^{\text{TE}} = \frac{k^2}{k_{\text{c,TE}_m}^2 - k^2} \int_{\sigma} \mathbf{e}_m^{\text{TE}}(\mathbf{r}') \cdot \mathbf{J}_{\text{t}}(\mathbf{r}') dl' \quad ; \quad m = 1, 2, \dots, NM_{\text{box}}^{\text{TE}} \quad (2.128)$$

Al igual que en el caso TM, expandiremos la corriente incógnita como una serie de NF funciones base adecuadas con coeficientes b_i^{TE} , es decir

$$\mathbf{J}_{\text{t}}(\mathbf{r}) = J_{\text{t}}(\mathbf{r}(l)) \hat{\boldsymbol{\tau}}(l) = \left(\sum_{i=1}^{NF} b_i^{\text{TE}} w_i(l) \right) \hat{\boldsymbol{\tau}}(l) \quad (2.129)$$

donde el vector unitario tangencial $\hat{\boldsymbol{\tau}}$ indica que esta corriente va dirigida en la dirección tangente al contorno de las perturbaciones metálicas σ .

Los siguientes pasos sería forzar que la componente tangencial del campo eléctrico al contorno σ sea cero (al ser el vector (2.127) normal a las paredes de la caja rectangular por construcción), y aplicar la variante de Galerkin del método de los momentos. Tras aplicar este procedimiento y realizar distintas manipulaciones, se deduce con facilidad el siguiente sistema homogéneo de $NF + NM_{\text{box}}^{\text{TE}}$ ecuaciones e incógnitas

$$\left(\left[\begin{array}{cc} \mathbf{I}_{\text{TE}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C}_{\text{TE}} \end{array} \right] - k^2 \left[\begin{array}{cc} \mathbf{D}_{\text{TE}} & \mathbf{R}_{\text{TE}}^{\text{t}} \\ \mathbf{R}_{\text{TE}} & \mathbf{L}_{\text{TE}} \end{array} \right] \right) \left[\begin{array}{c} \mathbf{a}_{\text{TE}} \\ \mathbf{b}_{\text{TE}} \end{array} \right] = 0 \quad (2.130)$$

donde nuevamente \mathbf{I}_{TE} es la matriz identidad de $NM_{\text{box}}^{\text{TE}} \times NM_{\text{box}}^{\text{TE}}$ elementos, $\mathbf{0}$ representan vectores y matrices nulas, \mathbf{a}_{TE} y \mathbf{b}_{TE} son los vectores con los coeficientes incógnita tanto de la expansión en serie de modos resonantes como de la corriente J_{t} , \mathbf{D}_{TE} es una matriz diagonal pero que ahora contiene la inversa al cuadrado de los números de onda de corte de los $NM_{\text{box}}^{\text{TE}}$ modos TE de la caja rectangular ordenados de la misma forma que en el caso TM, y el resto de las matrices tienen como elementos

a

$$C_{\text{TE}_{j,i}} = \int_{\sigma} \int_{\sigma} \frac{\partial w_j(l)}{\partial l} g(\mathbf{r}(l) | \mathbf{r}(l')) \frac{\partial w_i(l')}{\partial l'} dl' dl \quad (2.131a)$$

$$L_{\text{TE}_{j,i}} = \int_{\sigma} \int_{\sigma} w_j(l) \hat{\boldsymbol{\tau}}(l) \cdot \mathbf{G}_{\text{st}}(\mathbf{r}(l) | \mathbf{r}(l')) \cdot \hat{\boldsymbol{\tau}}(l') w_i(l') dl' dl \quad (2.131b)$$

$$R_{\text{TE}_{i,m}} = \frac{1}{k_{c,\text{TE}_m}^2} \int_{\sigma} w_i(l') \mathbf{e}_m^{\text{TE}}(\mathbf{r}(l')) \cdot \hat{\boldsymbol{\tau}}(l') dl' \quad (2.131c)$$

donde $i, j = 1, 2, \dots, NF$ y $m = 1, 2, \dots, NM_{\text{box}}^{\text{TE}}$

En el caso TE, el problema generalizado de autovalores y autovectores en (2.130) no se puede simplificar. Por lo tanto, se deberá resolver directamente empleando las técnicas estándar del álgebra lineal. En función de las perturbaciones que forman σ , la matriz \mathbf{C}_{TE} podría ser semidefinida positiva y por tanto obtener uno o unos pocos autovalores k^2 igual a cero. Estos autovalores y sus autovectores asociados hay que descartarlos al corresponder a soluciones espúreas [35].

A partir del resto de soluciones no triviales del problema (2.130), se puede obtener tanto el número de onda de corte como el campo electromagnético de los modos TE de la guía arbitraria. En concreto, el número de onda de corte del r -ésimo modo TE de la guía de sección transversal arbitraria sería $k'_{c,\text{TE}_r} = k_r$, donde k_r es la raíz cuadrada del r -ésimo autovalor k_r^2 no nulo de (2.130). El campo eléctrico de dicho modo se puede determinar a partir de su autovector asociado, es decir, a partir de los coeficientes $\mathbf{a}_{r,m}^{\text{TE}}$ y $\mathbf{b}_{r,i}^{\text{TE}}$ que forman los vectores \mathbf{a}_{TE_r} y \mathbf{b}_{TE_r} .

$$\begin{aligned} \mathbf{E}'_{r,\text{TE}}(\mathbf{r}) = \mathbf{E}'_{r,t,\text{TE}}(\mathbf{r}) = -j\eta k \left\{ \sum_{i=1}^{NF} b_{r,i}^{\text{TE}} \left[\frac{1}{k^2} \int_{\sigma} \nabla_t g(\mathbf{r} | \mathbf{r}(l')) \frac{\partial w_i(l')}{\partial l'} dl' \right. \right. \\ \left. \left. + \int_{\sigma} \bar{\mathbf{G}}_{\text{st}}(\mathbf{r} | \mathbf{r}(l')) \cdot \hat{\boldsymbol{\tau}}(l') w_i(l') dl' \right] + \sum_{m=1}^{NM_{\text{box}}^{\text{TE}}} a_{r,m}^{\text{TE}} \frac{\mathbf{e}_i^{\text{TE}}(\mathbf{r})}{k_{c,\text{TE}_i}^2} \right\} \quad (2.132) \end{aligned}$$

ya que la componente axial $E'_{r,z,\text{TE}}$ es nula al tratarse de un modo TE. La expresión del campo magnético del modo se puede deducir fácilmente aplicando las ecuaciones de Maxwell al campo eléctrico (2.132).

El último aspecto que queremos tratar en este apartado es la forma en la que se trunca la expansión en serie de modos resonantes. Normalmente el usuario está interesado en obtener los modos de la guía arbitraria hasta un cierto número de onda de corte $k'_{c,\text{máx}}$. Para generar estos modos con una cierta precisión es necesario incluir todos los modos TE y TM de la caja rectangular cuyo número de onda de corte esté por debajo de $\xi k'_{c,\text{máx}}$, donde ξ es una constante mayor que la unidad. Cuanto mayor sea dicha constante, obtendremos los modos de la guía arbitraria con mayor precisión a cambio de un aumento del coste de computación¹¹. El valor de este parámetro se

¹¹Hasta un cierto punto donde los errores numéricos debidos al tamaño del problema de autovalores

suele fijar en el intervalo entre 1,5 y 3, y normalmente se emplea $\xi = 2$ que es un buen compromiso entre precisión y eficiencia, ya que hace que el factor que depende de los números de onda de corte en la expansión en serie de modos resonantes del último modo aceptado sea inferior a $1/[\xi^2(\xi^2 - 1)] = 1/12$ (ver (2.113)–(2.114) y (2.127)–(2.128)).

Evidentemente, la precisión con la que se obtiene los modos de la guía arbitraria es mayor conforme más bajo es su número de onda de corte k'_c , ya que el desarrollo en serie y las aproximaciones de la corriente representan mejor al modo conforme su variación sea más suave (lo que se corresponde desde un punto de vista electromagnético con un k'_c más bajo). Por otro lado, los modos cuyos números de onda de corte k'_c estén por encima de $k'_{c,\text{máx}}/2$ pueden empezar a tener ciertos problemas de precisión, mientras que aquellos que superan a $k'_{c,\text{máx}}/1,5$ es mejor descartarlos directamente.

Si en vez de trabajar con números de onda de corte se estuviera considerando directamente el número de modos, aprovecharemos el hecho matemático constatado en [116] que indica que el número de autovalores de cualquier problema de contorno bidimensional por debajo de una cierta cota es directamente proporcional al producto de dicha cota por la superficie donde se extiende el problema. Como los autovalores del problema de Sturm-Liouville que da lugar a los modos TE y modos TM son en realidad k_c^2 , la ecuación que nos indica el número total de modos a considerar en la caja rectangular $NM_{\text{box}} = NM_{\text{box}}^{\text{TE}} + NM_{\text{box}}^{\text{TM}}$ en función del parámetro ξ anteriormente definido y el número total de modos NM_{arb} que se desean generar en la guía arbitraria sería

$$NM_{\text{box}} \simeq \xi^2 NM_{\text{arb}} \frac{ab}{S_{\text{arb}}} \quad (2.133)$$

donde a y b son la anchura y la altura de la caja rectangular y S_{arb} es la superficie de la guía arbitraria. Normalmente interesa añadir a la expresión anterior un 5% de margen adicional para asegurar que el cociente entre el número de onda de corte del último modo considerado en la caja rectangular y el del modo NM_{arb} de la guía arbitraria sea siempre superior al valor del parámetro ξ elegido.

2.5.3. Integrales de Acoplamiento

Entre las diversas ventajas que presenta la técnica BI-RME se encuentra la facilidad con la que se obtienen las integrales de acoplamiento con respecto a la caja utilizada, que en nuestro caso es de forma rectangular. En la inmensa mayoría de los dispositivos empleados en la práctica, las guías arbitrarias suelen estar conectadas a una guía de forma canónica con la que comparten una buena parte de su contorno a excepción de un número reducido de inserciones metálicas (como por ejemplo sucede en las guías *ridge* o en las *multiridge*). Las guías arbitrarias normalmente actúan en estos dos casos como guías pequeñas de las discontinuidades, y por tanto requieren

fueran el factor dominante sobre la precisión del método, bajando a partir de ese momento la precisión con un aumento del valor de este parámetro.

considerar en su interior un número de modos más reducido que los necesarios en la guía grande (que habitualmente es de forma canónica). Esto también sucede en la particularización de la técnica de ecuación integral descrita en la [sección 2.2](#) e implementada, que aunque necesita un número importante de modos de la guía grande para sumar el *kernel*, sólo requiere un número de modos igual al número de funciones base en la guía pequeña.

La información modal que proporciona el método BI-RME encaja perfectamente con estas necesidades, ya que va a permitir obtener de forma prácticamente inmediata las integrales de acoplamiento con todos los modos considerados en la caja rectangular. Además, este número de modos es bastante superior al que se van a generar en la guía arbitraria (como mínimo unas 4 veces más grande, como refleja (2.133)), y es bastante similar al número de modos normalmente requerido en el *kernel* de la formulación de ecuación integral para poder obtener unos resultados que hayan alcanzado un elevado grado de convergencia¹².

Denotemos por (1) a la caja rectangular y por (2) a la guía arbitraria, siguiendo la nomenclatura empleada en la descripción de la técnica de ecuación integral. Atendiendo a la definición de las integrales de acoplamiento ya recogida en la ecuación (2.20) de la página 36, éstas se pueden expresar de forma general como

$$\Gamma_{p,q}^{(\delta,\gamma)} = \int_{\text{ap}} \mathbf{h}_p^{(\delta)}(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{h}_q^{(\gamma)}(\mathbf{r}) dS = \int_{\text{st}^{(2)}} \mathbf{e}_p^{(\delta)}(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{e}_q^{(\gamma)}(\mathbf{r}) dS \quad ; \quad \delta, \gamma = 1, 2 \quad (2.134)$$

ya que la apertura común entre ambas guías se corresponde con la sección transversal $\text{st}^{(2)}$ de la guía arbitraria, y se ha aplicado la relación $\mathbf{h}_p = \hat{\mathbf{z}} \times \mathbf{e}_p$ que existe entre los vectores modales de campo eléctrico y magnético transversal normalizados de una guía.

Para poder generar el *kernel* de la ecuación integral en realidad sólo es necesario obtener las integrales de acoplamiento entre los modos de la guía grande y la guía pequeña (ver (2.30) de la página 41)

$$\Gamma_{p,q}^{(1,2)} = \int_{\text{st}^{(2)}} \mathbf{e}_p^{(1)}(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{e}_q^{(2)}(\mathbf{r}) dS \quad ; \quad \begin{array}{l} p = 1, 2, \dots, NM_{\text{box}} \\ q = 1, 2, \dots, NM_{\text{arb}} \end{array} \quad (2.135)$$

y cuya expresión dependerá de que estemos trabajando con un modo TE o un modo

¹²De hecho, no es raro tener que aumentar ligeramente el número de modos tomados en la caja rectangular para que coincida exactamente con el número de términos en el *kernel* que requiere la técnica de ecuación integral.

TM, obteniendo así los siguientes 4 tipos de integrales de acoplamiento

$$\Gamma_{p,q}^{\text{TE,TE}} = \int_{\Omega} \mathbf{e}_p^{\text{TE}}(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{e}'_q{}^{\text{TE}}(\mathbf{r}) dS \quad ; \quad \begin{array}{l} p = 1, 2, \dots, NM_{\text{box}}^{\text{TE}} \\ q = 1, 2, \dots, NM_{\text{arb}}^{\text{TE}} \end{array} \quad (2.136a)$$

$$\Gamma_{p,q}^{\text{TE,TM}} = \int_{\Omega} \mathbf{e}_p^{\text{TE}}(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{e}'_q{}^{\text{TM}}(\mathbf{r}) dS \quad ; \quad \begin{array}{l} p = 1, 2, \dots, NM_{\text{box}}^{\text{TE}} \\ q = 1, 2, \dots, NM_{\text{arb}}^{\text{TM}} \end{array} \quad (2.136b)$$

$$\Gamma_{p,q}^{\text{TM,TE}} = \int_{\Omega} \mathbf{e}_p^{\text{TM}}(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{e}'_q{}^{\text{TE}}(\mathbf{r}) dS \quad ; \quad \begin{array}{l} p = 1, 2, \dots, NM_{\text{box}}^{\text{TM}} \\ q = 1, 2, \dots, NM_{\text{arb}}^{\text{TE}} \end{array} \quad (2.136c)$$

$$\Gamma_{p,q}^{\text{TM,TM}} = \int_{\Omega} \mathbf{e}_p^{\text{TM}}(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{e}'_q{}^{\text{TM}}(\mathbf{r}) dS \quad ; \quad \begin{array}{l} p = 1, 2, \dots, NM_{\text{box}}^{\text{TM}} \\ q = 1, 2, \dots, NM_{\text{arb}}^{\text{TM}} \end{array} \quad (2.136d)$$

donde volvemos a utilizar la notación para los campos ya empleada en el apartado 2.5.2 para describir la formulación básica del método BI-RME. En (2.136), los vectores $\mathbf{e}'_q{}^{\text{TE}}$ y $\mathbf{e}'_q{}^{\text{TM}}$ representan al campo eléctrico transversal normalizado de los distintos modos TE y TM de la guía arbitraria, y que según [36], vienen dados por

$$\mathbf{e}'_q{}^{\text{TE}}(\mathbf{r}) = k'_{c,\text{TE}_q} \left\{ \sum_{i=1}^{NF} b_{q,i}^{\text{TE}} \left[\frac{1}{k_{c,\text{TE}_q}{}^2} \int_{\sigma} \nabla_t g(\mathbf{r}|\mathbf{r}(l')) \frac{\partial w_i(l')}{\partial l'} dl' \right. \right. \\ \left. \left. + \int_{\sigma} \bar{\mathbf{G}}_{\text{st}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}(l')) \cdot \hat{\mathbf{r}}(l') w_i(l') dl' \right] + \sum_{m=1}^{NM_{\text{box}}^{\text{TE}}} a_{q,m}^{\text{TE}} \frac{\mathbf{e}_i^{\text{TE}}(\mathbf{r})}{k_{c,\text{TE}_i}^2} \right\} \quad (2.137a)$$

$$\mathbf{e}'_q{}^{\text{TM}}(\mathbf{r}) = - \sum_{i=1}^{NF} b_{q,i}^{\text{TM}} \int_{\sigma} \nabla_t g(\mathbf{r}|\mathbf{r}(l')) u_i(l') dl' - \sum_{m=1}^{NM_{\text{box}}^{\text{TM}}} a_{q,m}^{\text{TM}} \frac{\nabla_t \psi_m(\mathbf{r})}{k_{c,\text{TM}_m}^2} \quad (2.137b)$$

suponiendo que los autovalores $a_{q,m}^{\text{TE}}$, $b_{q,i}^{\text{TE}}$ y $a_{q,m}^{\text{TM}}$, $b_{q,i}^{\text{TM}}$ están normalizados según la forma tradicional empleada por el algebra lineal al resolver los problema generalizado de autovalores (2.130) y (2.121) (ver el Anexo IV de [117]).

Sustituyendo las funciones de Green estáticas $g(\mathbf{r}|\mathbf{r}')$ y $\bar{\mathbf{G}}_{\text{st}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}')$ por sus expresiones (2.105) y (2.106), y aprovechando que la relación entre los potenciales de los modos TM de la caja rectangular normalizados y sus correspondientes vectores modales normalizados de campo eléctrico transversal es

$$\mathbf{e}_m^{\text{TM}}(\mathbf{r}) = - \frac{\nabla_t \psi_m(\mathbf{r})}{k_{c,\text{TM}_m}} \quad (2.138)$$

es prácticamente inmediato deducir las siguientes expresiones para todas las integrales

de acoplamiento (2.136)

$$\Gamma_{p,q}^{\text{TE,TE}} = \frac{k'_{c,\text{TE}_q}}{k_{c,\text{TE}_p}^2} \left[a_{q,p}^{\text{TE}} + \sum_{i=1}^{NF} b_{q,i}^{\text{TE}} \int_{\sigma} \mathbf{e}_p^{\text{TE}}(\mathbf{r}(l')) \cdot \hat{\boldsymbol{\tau}}(l') w_i(l') dl' \right] \quad (2.139a)$$

$$\Gamma_{p,q}^{\text{TE,TM}} = 0 \quad (2.139b)$$

$$\Gamma_{p,q}^{\text{TM,TE}} = \frac{-1}{k'_{c,\text{TE}_q} k_{c,\text{TM}_p}} \sum_{i=1}^{NF} b_{q,i}^{\text{TE}} \int_{\sigma} \psi_p(\mathbf{r}(l')) \frac{\partial w_i(l')}{\partial l'} dl' \quad (2.139c)$$

$$\Gamma_{p,q}^{\text{TM,TM}} = \frac{1}{k_{c,\text{TM}_p}} \left[a_{q,p}^{\text{TM}} + \sum_{i=1}^{NF} b_{q,i}^{\text{TM}} \int_{\sigma} \psi_p(\mathbf{r}(l')) u_i(l') dl' \right] \quad (2.139d)$$

y que se pueden expresar también como

$$\Gamma_{p,q}^{\text{TE,TE}} = k'_{c,\text{TE}_q} \left[\frac{a_{q,p}^{\text{TE}}}{k_{c,\text{TE}_p}^2} + \sum_{i=1}^{NF} b_{q,i}^{\text{TE}} R_{\text{TE}_{i,p}} \right] \quad (2.140a)$$

$$\Gamma_{p,q}^{\text{TE,TM}} = 0 \quad (2.140b)$$

$$\Gamma_{p,q}^{\text{TM,TE}} = \frac{-1}{k'_{c,\text{TE}_q}} \sum_{i=1}^{NF} b_{q,i}^{\text{TE}} R_{\text{TM-TE}_{i,p}} \quad (2.140c)$$

$$\Gamma_{p,q}^{\text{TM,TM}} = \frac{a_{q,p}^{\text{TM}}}{k_{c,\text{TM}_p}} + k_{c,\text{TM}_p} \sum_{i=1}^{NF} b_{q,i}^{\text{TM}} R_{\text{TM}_{i,p}} \quad (2.140d)$$

empleando los elementos de las matrices \mathbf{R}_{TM} y \mathbf{R}_{TE} ya calculadas para obtener los modos TE y TM de la guía arbitraria (ver (2.123b) y (2.131c)). Estas expresiones se pueden evaluar de forma muy eficiente si con anterioridad se han generado los distintos modos de la guía arbitraria, ya que entonces sólo se requiere calcular una nueva matriz $\mathbf{R}_{\text{TM-TE}}$ con elementos dados por

$$R_{\text{TM-TE}_{i,m}} = \frac{1}{k_{c,\text{TM}_m}} \int_{\sigma} \frac{\partial w_i(l')}{\partial l'} \psi_m(\mathbf{r}(l')) dl' \quad (2.141)$$

pues el resto de términos son conocidos. Obsérvese a su vez como la integral de acoplamiento entre un modo TE de la guía grande y un modo TM de la guía pequeña es cero, tal y como se predice en [118], [119].

Las expresiones (2.140) permiten obtener de forma muy eficiente las integrales de acoplamiento requeridas para caracterizar la mayor parte de las discontinuidades donde se encuentran involucradas guías de sección transversal arbitraria.

Hay ocasiones, sin embargo, en las que la guía grande de la discontinuidad no coincide con la caja empleada para la guía arbitraria. Esta situación se puede dar si la guía grande no es rectangular, o bien si ésta tiene unas dimensiones tan grandes con respecto a la guía arbitraria que compensa tomar una caja de dimensiones menores.

En ambos casos, las expresiones (2.140) no nos proporcionan directamente el valor de las integrales de acoplamiento buscadas

$$\Gamma_{p,q}^{(1,2)} = \int_{\Omega} \mathbf{e}_p^{(1)}(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{e}_q^{(2)}(\mathbf{r}) dS \quad ; \quad \begin{array}{l} p = 1, 2, \dots, NM^{(1)} \\ q = 1, 2, \dots, NM^{(2)} \end{array} \quad (2.142)$$

donde volvemos a utilizar la nomenclatura donde (1) y (2) representan, respectivamente, la guía grande y la guía pequeña de la discontinuidad.

Teniendo en cuenta que el método BI-RME proporciona de forma prácticamente inmediata las integrales entre la guía arbitraria y la caja rectangular empleada, en estos casos suele ser conveniente hacer una proyección empleando la caja rectangular como guía intermedia. Si utilizamos un cierto número de modos NM_{pry} en el *box* para realizar las proyecciones, podemos reconstruir el vector normalizado de campo eléctrico transversal del q -ésimo modo de la guía arbitraria en la superficie S_0 de la caja mediante la siguiente expansión

$$\mathbf{e}_q^{(2)}(\mathbf{r}) = \sum_{m=1}^{NM_{\text{pry}}} \Gamma_{m,q}^{(\text{box},2)} \mathbf{e}_m^{(\text{box})}(\mathbf{r}) \quad \forall \mathbf{r} \in S_0 \quad (2.143)$$

donde $\Gamma_{m,n}^{(\text{box},2)}$ denota a la integral de acoplo entre el m -ésimo modo de la caja utilizada en el método BI-RME y el q -ésimo modo de la guía arbitraria

$$\Gamma_{m,n}^{(\text{box},2)} = \int_{\Omega} \mathbf{e}_m^{(\text{box})}(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{e}_n^{(2)}(\mathbf{r}) dS = \int_{S_0} \mathbf{e}_m^{(\text{box})}(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{e}_n^{(2)}(\mathbf{r}) dS \quad (2.144)$$

y que se calculan de forma eficiente aplicando (2.140). Obsérvese como se ha ampliado el dominio de integración de Ω a S_0 aprovechando que el campo eléctrico de la guía (2) fuera de la sección transversal Ω es nulo.

Finalmente, tras introducir (2.143) en (2.142) obtenemos la expresión final de la integral de acoplo buscada¹³

$$\begin{aligned} \Gamma_{p,q}^{(1,2)} &= \int_{\Omega} \mathbf{e}_p^{(1)}(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{e}_q^{(2)}(\mathbf{r}) dS = \int_{S_0} \mathbf{e}_p^{(1)}(\mathbf{r}) \cdot \left[\sum_{m=1}^{NM_{\text{pry}}} \Gamma_{m,q}^{(\text{box},2)} \mathbf{e}_m^{(\text{box})}(\mathbf{r}) \right] dS \\ &= \sum_{m=1}^{NM_{\text{pry}}} \Gamma_{m,q}^{(\text{box},2)} \int_{S_0} \mathbf{e}_p^{(1)}(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{e}_m^{(\text{box})}(\mathbf{r}) dS = \sum_{m=1}^{NM_{\text{pry}}} \Gamma_{m,q}^{(\text{box},2)} \Gamma_{p,m}^{(1,\text{box})} \end{aligned} \quad (2.145)$$

Esta manera de realizar el cálculo resulta bastante adecuada cuando las integrales de acoplamiento $\Gamma_{m,n}^{(1,\text{box})}$ entre la guía grande de la discontinuidad y la caja rectangular se pueden calcular de forma eficiente. Esta situación normalmente se da cuando la

¹³Esta forma de calcular las integrales de acoplamiento entre las guías no es más que el resultado de realizar un cambio de base en algebra lineal.

guía grande es canónica, lo que permite obtener dichas integrales intermedias de forma analítica, o bien la guía grande es arbitraria y se ha empleado la misma caja rectangular para obtener los modos de la guía pequeña (en cuyo caso, dichas integrales son las que proporcionaría el método BI-RME de forma prácticamente directa).

La precisión en el cálculo de las integrales de acoplamiento entre la guía grande y la pequeña de la discontinuidad se incrementa conforme aumenta el valor de NM_{pry} . No obstante, no es raro alcanzar convergencia en la respuesta del dispositivo empleando para las proyecciones un número de términos inferior al número total de modos NM_{box} generados en la caja rectangular. En otras ocasiones, sin embargo, puede ser necesario aumentar ligeramente el número de modos considerados en la caja para poder obtener todas las integrales de acoplo mediante la expresión (2.145) con suficiente precisión.

2.5.4. Segmentación y Funciones Base

Las técnicas de segmentación tradicionales suelen aproximar los tramos curvos presentes en una amplia variedad de geometrías por una combinación de varios tramos rectos inclinados, o incluso de forma más burda realizando una aproximación en escalera o en inglés *staircase approximation* [120]. En las técnicas de discretización pura, como el método de los elementos finitos o de las diferencias finitas en sus diversas variantes, y hasta en procedimientos tan elaborados como el método BI-RME recién descrito, resulta prácticamente imposible encontrar algún procedimiento que a nivel práctico realice un tratamiento riguroso de los tramos curvos. Debido a la gran exactitud que tienen las técnicas de análisis actuales, la aproximación con segmentos rectos se puede convertir en el factor que limite la precisión de las técnicas más avanzadas al analizar estructuras que presenten tramos curvos.

Los tramos curvos que se suelen encontrar en la práctica casi siempre presentan forma circular o elíptica, debido a que son los más fáciles de implementar mediante las técnicas de fabricación actuales. En este subapartado y en el siguiente vamos a describir una ampliación de la técnica BI-RME que permite caracterizar los modos de guías de sección transversal arbitraria cuyo contorno pueda estar formado por tramos circulares y elípticos, además de por los tradicionales tramos rectos. Además, estos tramos pueden estar ubicados y conectados entre sí de forma prácticamente arbitraria¹⁴.

En general, consideraremos que el contorno σ formado por las perturbaciones metálicas sobre la caja rectangular se puede descomponer como la unión de N_p tra-

¹⁴Este procedimiento parte del trabajo realizado inicialmente por el Dr. Santiago Cogollo durante su tesis doctoral [37], que abordó la caracterización de guías con esquinas redondeadas para tener en cuenta efectos de mecanizado [121]. A continuación, este trabajo se ha ampliado añadiendo tramos elípticos y permitiendo una ubicación y conexión arbitraria de tramos rectos, circulares y elípticos. Esta generalización del método BI-RME fue publicada de forma preliminar en [122],[123], para luego ser extendida en [124] tras su inclusión en el número especial que recopila los trabajos más valorados que se presentaron en el IEEE International Microwave Symposium del año 2003.

mos o porciones de forma recta, circular o elíptica; los cuales pueden tener cualquier longitud y estar ubicados de forma arbitraria en el interior del *box*.

El primer paso consiste en dividir las N_p porciones en un conjunto de segmentos de tamaño adecuado para poder representar correctamente las variaciones de las corrientes incógnitas. La variación más rápida que nos encontraremos será la asociada al modo más alto de la caja rectangular, lo que nos sugiere tomar una longitud máxima para los segmentos

$$l_{\text{máx}} = \frac{\lambda_{c, NM_{\text{box}}}}{4} = \frac{\pi}{2k_{c, NM_{\text{box}}}} \quad (2.146)$$

donde $k_{c, NM_{\text{box}}}$ es el número de onda de corte del último modo considerado en el *box*. La condición (2.146) hace que el peor modo tuviera como máximo una variación de 90° a lo largo del segmento, que se corresponde con un cuarto de ciclo (o de forma equivalente, la separación entre un máximo de corriente y un nulo). De esta forma será posible representar con precisión las variaciones de corriente que produce cualquiera de los modos considerados (siendo lógicamente más exacta cuanto menor sea el número de onda de corte del modo, y por tanto más suave sea la variación de la corriente que induce en el contorno de la guía arbitraria).

Cada uno de los tramos o porciones se dividirá por tanto en un número entero de segmentos σ_i de la misma longitud y del mismo tipo (recto, circular o elíptico), de forma que su longitud sea lo más cercana posible a $l_{\text{máx}}$ pero sin llegar a superarla. Si se observa además que alguno de los extremos del tramo termina de forma abrupta (por ejemplo, porque el extremo de la porción se quede en abierto o se conecte de forma no tangente con otro tramo), los tres segmentos finales tendrán una longitud 0.1, 0.3 y 0.6 veces la del resto de segmentos del tramo. Esta reducción de la longitud de ciertos segmentos nos va a permitir representar con precisión unas variaciones potencialmente más rápidas de la corriente en ciertas zonas problemáticas, donde los campos y las corrientes pueden incluso llegar a tener un carácter singular aunque integrable [125].

Para realizar la segmentación de las porciones elípticas, se ha empleado la longitud ficticia $|\Delta\eta| a$; siendo $\Delta\eta$ el ángulo elíptico que recorre la porción/segmento elíptico, y a el eje mayor de dicha porción/segmento. Al emplear esta longitud ficticia, que siempre sobreestima la longitud real, nos aseguramos que la longitud física de los segmentos estará siempre por debajo de (2.146). Además conseguiremos que los segmentos sean más cortos en las regiones de la elipse donde la geometría varía de forma más abrupta, lo que permite representar mejor unas corrientes que pueden variar con mayor rapidez. Esta forma de proceder también evita el tener que realizar el cálculo de un elevado número de integrales elípticas hasta lograr que cada segmento tenga exactamente una cierta longitud concreta.

Las perturbaciones σ del contorno arbitrario se dividen por tanto en una serie de N_{seg} segmentos σ_i de forma recta, circular o elíptica y con longitudes equivalentes \tilde{l}_i . En el caso de segmentos rectos y circulares, esta longitud equivalente será igual a la

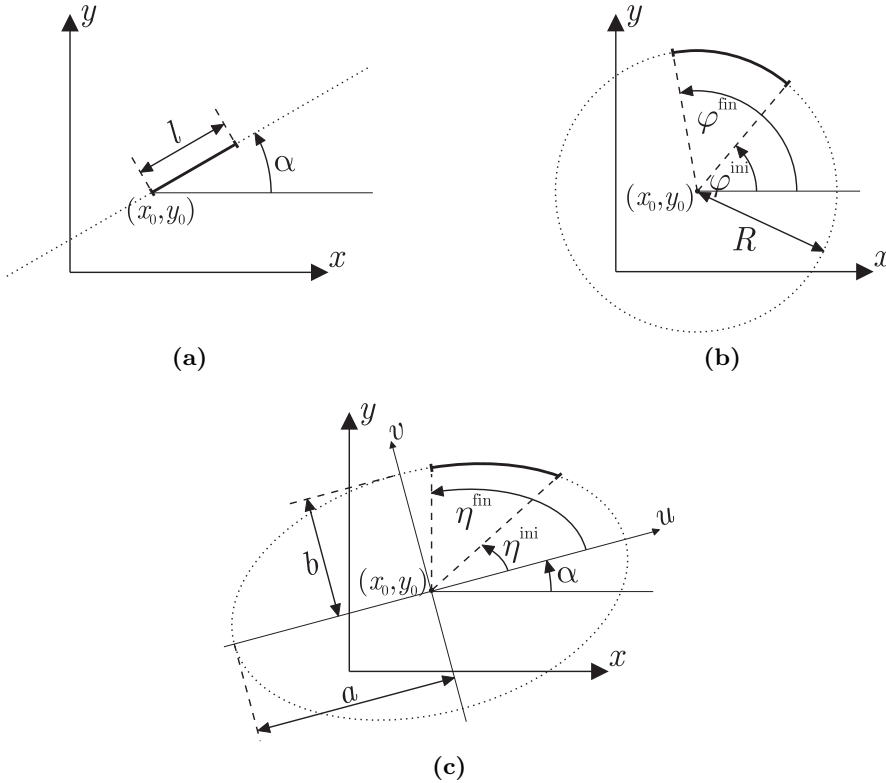


Figura 2.20. Diferentes tipos de segmentos permitidos en nuestra implementación de la técnica BI-RME, junto a las variables geométricas que los definen.

longitud física l_i del segmento, mientras que para los segmentos elípticos representa a su longitud ficticia

$$\bar{l}_i = |\Delta\eta_i| a \quad (2.147)$$

donde $\Delta\eta_i$ es el ángulo elíptico que cubre dicho segmento, y a es el semieje mayor de la elipse que lo contiene.

Los tres tipos de segmentos junto a sus variables geométricas se muestran en la **figura 2.20**, donde α denota al ángulo de un segmento recto o del semieje mayor de un segmento elíptico respecto al eje \hat{x} , las coordenadas (x_0, y_0) representan el centro del círculo de radio R o de la elipse de semiejes mayor a y menor b al que pertenecería un segmento circular o elíptico. Por su parte, las coordenadas (x_0, y_0) también representan el punto inicial de un segmento recto. Para un segmento circular, denotaremos sus ángulos inicial y final por φ^{ini} y φ^{fin} , siendo $\Delta\varphi = \varphi^{\text{fin}} - \varphi^{\text{ini}}$ el ángulo circular que cubre. Finalmente, para los segmentos elípticos emplearemos el ángulo

elíptico η definido por

$$\eta = \arctan\left(\frac{v}{b} \frac{a}{u}\right) \quad (2.148)$$

donde u y v representan las coordenadas de un punto de la elipse respecto a su eje mayor y menor. De esta forma, η^{ini} y η^{fin} serán los ángulos inicial y final del segmento, y por tanto el ángulo elíptico total ocupado por el segmento será $\Delta\eta = \eta^{\text{fin}} - \eta^{\text{ini}}$.

Para representar cada uno de los segmentos utilizaremos una parametrización en función de una variable normalizada t que varía entre $-0,5$ y $0,5$ para recorrer el segmento desde su inicio hasta su final. Esto hace que las coordenadas x e y de un segmento recto en función del parámetro t sean

$$x(t) = x_0 + (t + 0,5) l \cos \alpha \quad (2.149a)$$

$$y(t) = y_0 + (t + 0,5) l \sin \alpha \quad (2.149b)$$

para un segmento circular tendríamos

$$x = x_0 + R \cos(\varphi^{\text{ini}} + \Delta\varphi(t + 0,5)) \quad (2.150a)$$

$$y = y_0 + R \sin(\varphi^{\text{ini}} + \Delta\varphi(t + 0,5)) \quad (2.150b)$$

y para un segmento elíptico expresado en términos de las coordenadas de la elipse

$$u = a \cos(\eta^{\text{ini}} + \Delta\eta(t + 0,5)) \quad (2.151a)$$

$$v = b \sin(\eta^{\text{ini}} + \Delta\eta(t + 0,5)) \quad (2.151b)$$

que tras realizar el giro de ángulo α y referirlo respecto a los ejes cartesianos, se pueden expresar también como

$$x = x_0 + a \cos \alpha \cos(\eta^{\text{ini}} + \Delta\eta(t + 0,5)) - b \sin \alpha \sin(\eta^{\text{ini}} + \Delta\eta(t + 0,5)) \quad (2.152a)$$

$$y = y_0 + a \sin \alpha \cos(\eta^{\text{ini}} + \Delta\eta(t + 0,5)) + b \cos \alpha \sin(\eta^{\text{ini}} + \Delta\eta(t + 0,5)) \quad (2.152b)$$

Evidentemente, un segmento circular de radio R se puede considerar como un segmento elíptico con un semieje mayor y menor idénticos con $a = b = R$. Además, en este caso y tras tomar $\alpha = 0$ para eliminar el giro en los ejes de la elipse, el ángulo elíptico η definido en (2.148) se convierte en el ángulo circular φ . Esta propiedad nos permitirá particularizar al caso circular los resultados obtenidos para un segmento elíptico genérico.

Un aspecto en absoluto trivial es el hecho de que los segmentos se pueden recorrer tanto en un sentido como en el otro. Así por ejemplo, los tramos circulares o elípticos se recorrerán en sentido positivo o antihorario si $\Delta\varphi > 0$ o $\Delta\eta > 0$, y en sentido negativo u horario cuando $\Delta\varphi < 0$ o $\Delta\eta < 0$. Aunque en principio el sentido en el que se recorren los segmentos podría elegirse de forma arbitraria, resulta muy conveniente asignar siempre un cierto sentido de giro para poder identificar a que lado del contorno σ se encuentra la sección transversal de la guía arbitraria.

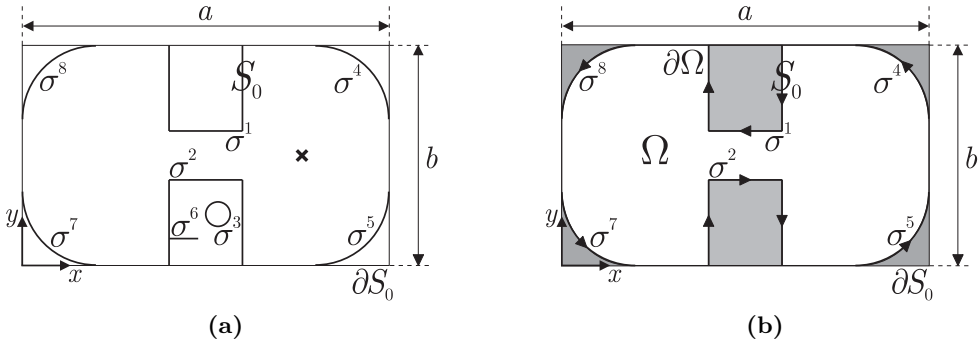


Figura 2.21. En (a) se muestra la caja rectangular, las distintas líneas conductoras σ^i introducidas por un usuario y un punto de la región de interés (marcado con una cruz), y en (b) se representa la guía una vez que el procesamiento de geometría ha orientado correctamente las líneas válidas, ha eliminado las superfluas y ha reordenado las restantes. La región de interés es la superficie en blanco, de manera que la técnica descartará los modos que se propaguen por las regiones de color gris.

En nuestro caso concreto, hemos elegido recorrer los segmentos de forma antihoraria con respecto a la superficie de la guía arbitraria, de modo que está siempre queda a mano izquierda con respecto al sentido por el que nos movemos en σ . Este hecho nos permite poder eliminar una ambigüedad importante. Al dibujar el contorno σ en la caja rectangular, vemos que aparecen varias regiones distintas que se podrían considerar como guías. Sin embargo, sólo una de ellas será la guía de sección transversal arbitraria que estamos interesados en caracterizar. Por ejemplo, al introducir sendas penetraciones metálicas o *ridges* en la pared superior e inferior de una guía rectangular con esquinas redondeadas, así como un círculo y una recta en una de las penetraciones, tenemos 8 posibles regiones en la estructura donde se pueden generar modos (ver la figura 2.21(a)): los dos huecos de las penetraciones, el interior del círculo, las cuatro regiones que quedan en las esquinas y la zona central de la estructura (que es la que normalmente sería la guía y de la que se querrán obtener sus distintos modos).

Para definir cuál de las posibles zonas es realmente la región de interés, el usuario debe proporcionar previamente un punto perteneciente a dicha región de interés. La parte del algoritmo que realiza el procesamiento de geometría se encarga de definir todas las porciones y segmentos de forma que se recorran en sentido positivo, es decir, dejando la guía arbitraria a la izquierda, tal y como se muestra en la figura 2.21(b)¹⁵. Este hecho nos permite definir el contorno de la guía arbitraria, determinar la región de interés y distinguirla del resto de regiones. Como primera aplicación, nos permi-

¹⁵Este proceso, pese a ser muy fácil de enunciar de palabra, es complicado de implementar de forma automatizada para una geometría totalmente arbitraria.

tiría poder detectar porciones que cayeran fuera de la región de interés y que por tanto se deben eliminar antes de aplicar la técnica BI-RME. Un ejemplo de este tipo serían la línea recta y el círculo en el interior de la penetración metálica inferior (ver la figura 2.21). Si dichos tramos dentro de la *ridge* se incluyeran dentro de σ , se segmentarían y causarían un aumento absurdo del tiempo de computación y, en algunos casos, una reducción de la precisión del método.

Una segunda aplicación muy importante de asignar un sentido de giro viene del principal inconveniente de la técnica BI-RME. Esta técnica obtiene los modos tanto de la guía arbitraria como del resto de regiones. Por tanto, es necesario poder identificar los modos correspondientes a otras regiones para poder descartarlos y no introducirlos en el análisis de la estructura (ya que permitiría la existencia de campo eléctrico no nulo en una zona donde no puede existir campo, dando lugar a una pérdida de precisión). Si la región de interés está siempre al lado izquierdo del sentido en el que recorreremos σ , será fácil poder detectar estos modos. En primer lugar tomaremos unos pocos puntos convenientemente seleccionados a la derecha y a la izquierda de σ y separados una distancia $\lambda_{c, NM_{\text{box}}}/4$ respecto a dicho contorno. A continuación evaluaremos el vector de campo eléctrico normalizado en ellos mediante (2.137), calcularemos la media del módulo al cuadrado del campo en dichos puntos, y se multiplicará dicha media por la superficie de cada región (para descontar el efecto de la normalización de los modos que realiza el método BI-RME). Tras realizar estas operaciones veremos que en una región el campo es mucho mayor que en la otra, indicándonos la región a la que pertenece el modo. Si se observa que un cierto modo no se encuentra en la región de interés, será automáticamente descartado.

El procesado de la geometría, uno de los aspectos relevantes (y rara vez explicado) cuando se pretende aplicar la técnica BI-RME a guías arbitrarias, además de asignar el sentido en el que se recorre el contorno σ para identificar la región de interés y eliminar porciones mal ubicadas, realiza otras funciones adicionales importantes. Combinando las porciones o tramos que define el usuario, también construye las distintas líneas que definen el contorno de las perturbaciones e identifica sus tipos. Existen líneas cerradas (que o bien contienen por completo a la región de interés o bien definen el contorno de un conductor interno a la guía arbitraria), líneas abiertas que empiezan y terminan en la caja rectangular, y líneas abiertas en las que uno o los dos extremos no están en contacto con nada. Así mismo, el procesado de la geometría clasifica los puntos ubicados al principio y al final de cada línea en función del comportamiento que presentará la corriente al acercarse a ellos. Esta clasificación se explota para ajustar el mallado y elegir un tipo de función base que nos permita representar mejor la corriente entorno al extremo de cada línea.

Tanto en el caso TM como en el TE la corriente incógnita se representa como una expansión en una serie de NF funciones base, como indican (2.116) y (2.129). Para cada caso tendremos un conjunto de funciones base ligeramente distintas, denotando por $u_i(l)$ a las funciones base del caso TM y $w_i(l)$ a las del caso TE. Las funciones base empleadas son las mismas que se utilizan en la versión original del método BI-RME descrita en [35], y que pueden estar sustentadas en 2 o en 3 segmentos (ver la

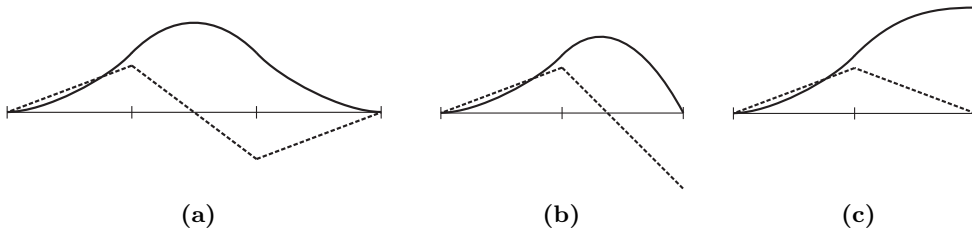


Figura 2.22. Diferentes tipos de funciones base (en línea continua) y su derivada (en línea discontinua) empleadas para expandir las corrientes incógnita. Para facilitar su representación gráfica, se han desplegado los segmentos σ_i que la soportan en una recta, y se ha supuesto además que dichos segmentos tienen la misma longitud.

figura 2.22). Se trata en todos los casos de funciones parabólicas a trozos (*splines*) definidas en tantos tramos como segmentos ocupe la función base, normalizadas de forma que la integral a lo largo de su longitud real sea igual a la unidad, y a su vez sean continuas y con derivada continua en los puntos de interconexión de los distintos tramos (para así poder representar mejor a una corriente que también es continua y con derivada continua en el contorno metálico).

La función base de la figura 2.22(a) ocupa 3 segmentos, su valor y el de su derivada es igual a cero en sus dos extremos, y es sin duda la más utilizada por el método. Tanto para el caso TE como TM, existe una función base de este tipo centrada en cada uno de los segmentos en los que se descompone el contorno de las perturbaciones σ , a excepción de los ubicados al principio y al final de cada línea σ^i generada por el procesado de la geometría.

Las funciones base en las figuras 2.22(b) y (c) se emplean en los segmentos iniciales y finales de cada línea, en función de las condiciones de contorno que verifique la corriente en sus extremos. Si la corriente tiende a cero, se empleará la función base de la figura 2.22(b) y si es su derivada la que tiende a cero, se utilizará entonces la de la figura 2.22(c). Si en el punto final se puede tener simultáneamente una corriente no nula y una derivada de la corriente no nula (lo que sucede, por ejemplo, en un punto ubicado al final de una línea que no está en contacto con nada), se añadirán las dos funciones base sobre el segmento en el que se encuentra dicho punto. Debido a que las condiciones de contorno que debe verificar la corriente axial J_z del caso TM y la componente tangencial de la corriente J_τ del caso TE son distintas [125], estas funciones base pueden ser diferentes en el caso TE y en el caso TM. Por ejemplo, la función base que se coloca al principio y al final de la línea que define el contorno de una *ridge* en el caso TE sería la mostrada en la figura 2.22(c) ya que la derivada de la corriente J_τ tiende a cero, mientras que para el caso TM se emplearía la figura 2.22(b) al ser ahora la propia corriente axial J_z la que tiende a cero.

En ocasiones, la corriente y/o su derivada puede presentar un comportamiento

singular cuando se llega al extremo de una línea σ^i del contorno metálico σ [125], o en el vértice que se puede producir en la unión entre dos porciones distintas de la misma línea cuando no son tangentes entre sí. Lo más adecuado desde el punto de vista de la precisión sería introducir algunos tipos de funciones base adicionales que puedan representar esta singularidad de la corriente, si bien dificultaría enormemente la implementación práctica (ya que el orden de la singularidad dependería de cada caso concreto). Para no aumentar aún más la complejidad del método, y aprovechando que dichas singularidades son en definitiva integrables, hemos optado en esos casos por una solución alternativa. Cuando se detecta esa situación, y tal y como se ha comentado con anterioridad, hemos reducido de forma gradual la longitud de los 3 segmentos anteriores al punto problemático. De esta forma permitimos funciones base de tamaño más reducido que una vez introducidas al aplicar el método de los momentos, puedan emular el comportamiento que tendría la corriente singular una vez integrada. Esta forma de tratar las singularidades queda validada por la gran precisión que muestran los resultados obtenidos por esta técnica en geometrías que contienen puntos donde la corriente o su derivada pueden ser localmente singulares.

2.5.5. Extracción de Singularidades

El último aspecto que vamos a tratar en nuestra implementación de la técnica BI-RME se centra en la forma de evaluar las matrices requeridas por el método para obtener el espectro modal de guías arbitrarias, las cuales se definen en (2.123), (2.131) y (2.141).

Para evaluar todas estas integrales, que involucran a las funciones base empleadas para expandir las corrientes, descompondremos el contorno σ en los 2 o 3 segmentos que soportan a dicha función base. La contribución de la integral en el resto del contorno σ será directamente cero debido a que la función base es nula fuera de los segmentos en los que está definida.

Las expresiones analíticas de los distintos términos incluidos en los integrandos son conocidas, tanto en lo que respecta a las funciones base, como a las funciones de Green estáticas y a los potenciales y vectores modales de la caja. Aprovechando a su vez que las funciones base están definidas en un dominio muy limitado, es incluso más eficiente evaluar las integrales de una forma numérica que puramente analítica. Empleando por ejemplo un esquema de integración por cuadratura gaussiana [101], podemos tomar siempre los mismos puntos en cada segmento para realizar la integración. Este hecho nos permite poder guardar a priori el valor de las distintas funciones en dichos puntos, para a continuación obtener rápidamente todos los elementos de cada una de las matrices. Además, debido a la suavidad de las funciones implicadas y a que los segmentos son como máximo de un cuarto de longitud de onda del modo con una variación más rápida de la caja (tal y como refleja (2.146)), en la práctica sólo es necesario tomar 3 puntos en cada segmento para obtener resultados precisos.

Esta forma de actuar es totalmente válida para el cálculo de los elementos de las matrices \mathbf{R}_{TM} , \mathbf{R}_{TE} y $\mathbf{R}_{\text{TE-TM}}$. Sin embargo, no se puede aplicar directamente en el cálculo de las integrales dobles que involucran a las funciones de Green $g(\mathbf{r}|\mathbf{r}')$ y $\bar{\mathbf{G}}_{\text{st}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}')$, ya que éstas presentan un comportamiento singular cuando $\mathbf{r} \rightarrow \mathbf{r}'$. Aunque se realizará una integración numérica para calcular las subintegrales extendidas sobre segmentos distintos, se debe buscar una alternativa si los segmentos tomados para las integrales en l y l' coinciden.

Para ilustrar la situación, consideremos por ejemplo el caso de un elemento de la matriz \mathbf{L}_{TM} cuya expresión general es la recogida en (2.123a), es decir

$$L_{\text{TM}_{j,i}} = \int_{\sigma} \int_{\sigma} u_j(l) g(\mathbf{r}(l)|\mathbf{r}(l')) u_i(l') dl' dl \quad (2.153)$$

La integral anterior se puede descomponer en varias subintegrales en función de los segmentos donde se encuentran definidas las funciones base u_i y u_j . Sea $N_{\text{seg},p}$ el número de segmentos sobre los que se define la función base u_p y sea $\sigma_{p(q)}$ el q -ésimo segmento sobre el que está definido dicha función base, entonces podemos decir que

$$L_{\text{TM}_{j,i}} = \sum_{m=1}^{N_{\text{seg},j}} \sum_{n=1}^{N_{\text{seg},i}} L_{\text{TM}_{j(m),i(n)}} \quad (2.154)$$

$$L_{\text{TM}_{j(m),i(n)}} = \int_{\sigma_{j(m)}} \int_{\sigma_{i(n)}} u_j(l) g(\mathbf{r}(l)|\mathbf{r}(l')) u_i(l') dl' dl$$

de forma que $L_{\text{TM}_{j(m),i(n)}}$ es la parte la integral que se extiende en el segmento m -ésimo de u_j y el segmento n -ésimo de la función base u_i .

Para el cálculo de cada una las subintegrales en las que se descompone el elemento $L_{\text{TM}_{j,i}}$ emplearemos la variable normalizada t sobre cada segmento, de forma que $L_{\text{TM}_{j(m),i(n)}}$ en (2.154) se puede reescribir como

$$L_{\text{TM}_{j(m),i(n)}} = \bar{l}_{j(m)} \bar{l}_{i(n)} \int_{-0,5}^{0,5} (a_{j,m} t^2 + b_{j,m} t + c_{j,m}) \gamma_{j(m)}(t) \left[\int_{-0,5}^{0,5} g(\mathbf{r}_{j(m)}(t)|\mathbf{r}_{i(n)}(t')) (a_{i,n} t'^2 + b_{i,n} t' + c_{i,n}) \gamma_{i(n)}(t') dt' \right] dt \quad (2.155)$$

donde se han reemplazado la j -ésima función base en su m -ésimo segmento y la función base $u_i(l')$ en su n -ésimo segmento por sus respectivas expresiones parabólicas, mientras que $\mathbf{r}_{p(q)}(t)$ representa la posición del punto asociado al valor t de la variable normalizada en el q -ésimo segmento que soporta a la función base u_p .

La expresión general (2.155) permite considerar segmentos de forma elíptica. Si el q -ésimo segmento de la función base u_p fuera en efecto elíptico, habría que tomar $\bar{l}_{p(q)} = \Delta \eta_{p(q)} a_{p(q)}$, es decir, como su longitud ficticia, y la función $\gamma_{p(q)}(t)$ se fijaría a

$$\gamma_{p(q)}(t) = \sqrt{1 - e_{p(q)}^2 \cos^2(\eta_{p(q)}(t))} \quad (2.156)$$

donde $\eta_{p(q)}(t)$ es el ángulo elíptico en el punto t de dicho segmento, y $e_{p(q)}$ es la excentricidad de la elipse a la que pertenece dicho segmento

$$e_{p(q)} = \sqrt{1 - (b_{p(q)}/a_{p(q)})^2} \quad (2.157)$$

ya que el diferencial de longitud de dicho segmento elíptico sería

$$dl = \Delta\eta_{p(q)} a_{p(q)} \sqrt{1 - e_{p(q)}^2 \cos^2(\eta_{p(q)}(t))} dt = \bar{l}_{p(q)} \gamma_{p(q)}(t) dt \quad (2.158)$$

La expresión (2.155) también la podemos particularizar para segmentos circulares y rectos. Si hacemos los semiejes a y b igual al radio R de la circunferencia de un tramos circular y tomamos el ángulo de giro $\alpha = 0$, la excentricidad e será igual a cero y el ángulo elíptico η se convertirá en φ . Como resultado, para segmentos circulares obtenemos $\gamma_{p(q)}(t) = 1$ y $\bar{l}_{p(q)} = \Delta\eta_{p(q)} a_{p(q)} = \Delta\varphi_{p(q)} R_{p(q)}$, coincidiendo esta última expresión con la longitud real $l_{p(q)}$ del segmento. Por otro lado, para el caso de un segmento lineal también se obtendría que $\gamma_{p(q)}(t) = 1$ y por tanto su longitud equivalente coincidiría nuevamente con su longitud real $l_{p(q)}$.

En el caso habitual en el que $\sigma_{j(m)}$ y $\sigma_{i(n)}$ hagan referencia a dos segmentos distintos, la integral (2.155) se puede resolver de forma numérica mediante una cuadratura de Gauss bidimensional. Esta situación es de largo la más común, ya que la mayor parte de las funciones base no tienen ningún segmento en común.

Cuando $\sigma_{j(m)}$ y $\sigma_{i(n)}$ hacen referencia al mismo segmento, el integrando en (2.155) diverge cuando $t \rightarrow t'$ por la expresión de la función de Green, lo que hace que dicha integral no se pueda obtener de forma precisa aplicando directamente integración numérica. La singularidad en la función de Green escalar estática $g(\mathbf{r}|\mathbf{r}')$ definida en (2.105), y cuya expresión rápidamente convergente se recoge en (2.108)–(2.109), proviene del término T_0^{00} ya que este término se puede aproximar por

$$\begin{aligned} T_0^{00} &= \cosh\left(\frac{\pi}{b}(x-x')\right) - \cos\left(\frac{\pi}{b}(y-y')\right) \\ &\cong \frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{b}\right)^2 \left[(x-x')^2 + (y-y')^2\right] \end{aligned} \quad (2.159)$$

lo que hace que el término con $m = 0$ en el sumatorio en (2.108) diverga como $\ln|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|^2$.

Para el caso de un segmento recto, podemos definir la parte regular de T_0^{00} como

$$T_0^{00,\text{reg}} = \frac{T_0^{00}}{(x-x')^2 + (y-y')^2} \quad (2.160)$$

que tiende a $(\pi/b)^2/2$ cuando $\mathbf{r} \rightarrow \mathbf{r}'$, siendo b la altura de la caja rectangular. Por lo tanto, la función de Green $g(\mathbf{r}|\mathbf{r}')$ la podríamos descomponer como

$$g(\mathbf{r}|\mathbf{r}') = g^{\text{reg}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') + g^{\text{sing}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') \quad (2.161)$$

siendo su parte regular y su parte singular

$$g^{\text{reg}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') = -\frac{1}{4\pi} \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \ln \frac{T_m^{11} T_m^{00}}{T_m^{01} T_m^{10}} - \frac{1}{4\pi} \ln \frac{T_0^{11} T_0^{00, \text{reg}}}{T_0^{01} T_0^{10}} \quad (2.162a)$$

$$g^{\text{sing}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') = -\frac{1}{4\pi} \ln \left(l_{\text{seg}}^2 (t - t')^2 \right) \quad (2.162b)$$

donde se ha aprovechado el hecho de que en un segmento recto, en virtud de (2.149), se verifica que $(x - x')^2 + (y - y')^2 = l_{\text{seg}}^2 (t - t')^2$, donde l_{seg} es la longitud de dicho segmento.

Esta forma de tratar la función de Green nos permite descomponer en dos partes el cálculo de $L_{\text{TM}_{j(m), i(n)}}$ cuando el m -ésimo segmento de la función base u_j y el n -ésimo segmento de la función base u_i representan a un mismo segmento recto de longitud física $l_{\text{seg}} = \bar{l}_{j(m)} = \bar{l}_{i(n)}$, es decir

$$L_{\text{TM}_{j(m), i(n)}} = L_{\text{TM}_{j(m), i(n)}}^{\text{reg}} + L_{\text{TM}_{j(m), i(n)}}^{\text{sing}} \quad (2.163)$$

donde la parte regular se obtiene empleando la parte de la función de Green en (2.162) que es regular, obteniendo así

$$L_{\text{TM}_{j(m), i(n)}}^{\text{reg}} = l_{\text{seg}}^2 \int_{-0,5}^{0,5} (a_{j,m} t^2 + b_{j,m} t + c_{j,m}) \left[\int_{-0,5}^{0,5} g_{\text{reg}}(\mathbf{r}_{j(m)}(t) | \mathbf{r}_{i(n)}(t')) (a_{i,n} t'^2 + b_{i,n} t' + c_{i,n}) dt' \right] dt \quad (2.164)$$

y que se puede realizar mediante integración numérica bidimensional. La segunda contribución, que incluye al término singular de la función de Green, será por su parte

$$L_{\text{TM}_{j(m), i(n)}}^{\text{sing}} = -\frac{l_{\text{seg}}^2}{4\pi} \int_{-0,5}^{0,5} (a_{j,m} t^2 + b_{j,m} t + c_{j,m}) \left[\int_{-0,5}^{0,5} \ln \left(l_{\text{seg}}^2 (t - t')^2 \right) (a_{i,n} t'^2 + b_{i,n} t' + c_{i,n}) dt' \right] dt \quad (2.165)$$

donde la integral interior correspondiente a la variable t' , que incluye la singularidad de la función de Green escalar, se puede realizar de forma analítica empleando las distintas integrales recogidas en ([124]; apéndice I). La integral que a continuación quedaría en la variable t ya no presenta ninguna singularidad, y por tanto se realizará de forma numérica empleando un procedimiento de cuadratura de Gauss con un número de puntos adecuado.

Si el segmento fuera de forma elíptica (lo que también incluye como caso particular al segmento circular), siendo a_{seg} y b_{seg} las longitudes del semieje mayor y menor de la elipse que incluye al segmento, aprovecharemos que según (2.152)

$$(x - x')^2 + (y - y')^2 \underset{\substack{x \rightarrow x' \\ y \rightarrow y'}}{\cong} (\eta(t) - \eta(t'))^2 (a_{\text{seg}}^2 \sin^2 \eta(t) + b_{\text{seg}}^2 \cos^2 \eta(t)) \quad (2.166)$$

para simplificar al máximo la integral singular que se resolverá de forma analítica. Por lo tanto, resultará más conveniente extraer el siguiente término regular $T_{0,\text{reg}}^{00}$

$$T_0^{00,\text{reg}} = \frac{T_0^{00}}{(\eta(t) - \eta(t'))^2} \quad (2.167)$$

y que tiene un comportamiento regular cuando $\mathbf{r} \rightarrow \mathbf{r}'$, ya que

$$\lim_{\substack{x \rightarrow x' \\ y \rightarrow y'}} \ln \left(T_0^{00,\text{reg}} \right) = \ln \left(\frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{b} \right)^2 \left[a_{\text{seg}}^2 \sin^2 \eta(t) + b_{\text{seg}}^2 \cos^2 \eta(t) \right] \right) \quad (2.168)$$

donde b es la altura de la caja rectangular.

Si empleamos (2.167) para el término $T_0^{00,\text{reg}}$, las expresiones (2.161)–(2.162) seguirán siendo válidas a excepción de la parte singular de la función de Green $g^{\text{sing}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}')$, que ahora será

$$g^{\text{sing}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') = -\frac{1}{4\pi} \ln \left(\Delta \eta_{\text{seg}}^2(t - t')^2 \right) \quad (2.169)$$

ya que en un mismo segmento elíptico $(\eta(t) - \eta(t'))^2 = \Delta \eta_{\text{seg}}^2(t - t')^2$.

Como resultado, la parte singular de la integral (2.155) cuando el m -ésimo segmento donde se define u_j y el n -ésimo segmento de u_i son un mismo segmento elíptico de longitud equivalente l_{seg} será

$$L_{\text{TM}_{j(m),i(n)}}^{\text{sing}} = -\frac{\bar{l}_{\text{seg}}^2}{4\pi} \int_{-0,5}^{0,5} (a_{j,m}t^2 + b_{j,m}t + c_{j,m}) \gamma_{j(m)}(t) \left[\int_{-0,5}^{0,5} \ln \left(\Delta \eta_{\text{seg}}^2(t - t')^2 \right) (a_{i,n}t'^2 + b_{i,n}t' + c_{i,n}) \gamma_{i(n)}(t') dt' \right] dt \quad (2.170)$$

donde el término elíptico $\gamma_{i(n)}(t')$ dificulta la resolución analítica de la ecuación en la variable t' . Por dicha razón, aplicaremos la siguiente manipulación algebraica

$$\begin{aligned} \gamma_{j(m)}(t) \gamma_{i(n)}(t') &= \gamma_{j(m)}(t) (\gamma_{i(n)}(t') - \gamma_{j(m)}(t) + \gamma_{j(m)}(t)) \\ &= \gamma_{j(m)}(t) (\gamma_{i(n)}(t') - \gamma_{j(m)}(t)) + \gamma_{j(m)}^2(t) \end{aligned} \quad (2.171)$$

para descomponer la integral singular $L_{\text{TM}_{j(m),i(n)}}^{\text{sing}}$ en (2.170) en las siguientes dos

partes

$$L_{\text{TM}_{j(m),i(n)}}^{\text{sing-reg}} = -\frac{\bar{l}_{\text{seg}}^2}{4\pi} \int_{-0,5}^{0,5} (a_{j,m}t^2 + b_{j,m}t + c_{j,m}) \sqrt{1 - e_{\text{seg}}^2 \cos^2 \eta_{\text{seg}}(t)} \left[\int_{-0,5}^{0,5} \left(\sqrt{1 - e_{\text{seg}}^2 \cos^2 \eta_{\text{seg}}(t')} - \sqrt{1 - e_{\text{seg}}^2 \cos^2 \eta_{\text{seg}}(t)} \right) \ln \left(\Delta \eta_{\text{seg}}^2(t - t')^2 \right) (a_{i,n}t'^2 + b_{i,n}t' + c_{i,n}) dt' \right] dt \quad (2.172a)$$

$$L_{\text{TM}_{j(m),i(n)}}^{\text{sing-sing}} = -\frac{\bar{l}_{\text{seg}}^2}{4\pi} \int_{-0,5}^{0,5} (a_{j,m}t^2 + b_{j,m}t + c_{j,m}) (1 - e_{\text{seg}}^2 \cos^2 \eta_{\text{seg}}(t)) \left[\int_{-0,5}^{0,5} \ln \left(\Delta \eta_{\text{seg}}^2(t - t')^2 \right) (a_{i,n}t'^2 + b_{i,n}t' + c_{i,n}) dt' \right] dt \quad (2.172b)$$

El integrando en (2.172a) ha pasado a ser regular, ya que tiende a cero cuando $\mathbf{r} \rightarrow \mathbf{r}'$, lo que nos permite realizar el cálculo de $L_{\text{TM}_{i(m),j(n)}}^{\text{sing-reg}}$ mediante integración numérica. Por otro lado, la integral en la variable t' en (2.172a) es del mismo tipo de la recogida en (2.165), y por tanto se resolverá nuevamente de forma analítica empleando las integrales recogidas en ([124]; apéndice I). Como el resultado de esta integral es una función regular, la integral externa en la variable t se podrá realizar con precisión de forma numérica.

Por lo tanto, el cálculo de $L_{\text{TM}_{j(m),i(n)}}$ se realizará mediante la suma de las tres contribuciones

$$L_{\text{TM}_{j(m),i(n)}} = L_{\text{TM}_{j(m),i(n)}}^{\text{reg}} + L_{\text{TM}_{j(m),i(n)}}^{\text{sing-reg}} + L_{\text{TM}_{j(m),i(n)}}^{\text{sing-sing}} \quad (2.173)$$

donde sólo nos queda por definir la parte regular, cuya expresión general es

$$L_{\text{TM}_{j(m),i(n)}}^{\text{reg}} = \bar{l}_{\text{seg}}^2 \int_{-0,5}^{0,5} (a_{j,m}t^2 + b_{j,m}t + c_{j,m}) \gamma_{j(m)}(t) \left[\int_{-0,5}^{0,5} g_{\text{reg}}(\mathbf{r}_{j(m)}(t) | \mathbf{r}_{i(n)}(t')) (a_{i,n}t'^2 + b_{i,n}t' + c_{i,n}) \gamma_{i(n)}(t') dt' \right] dt \quad (2.174)$$

utilizando como parte regular de la función de Green a la expresión en (2.162a), pero empleando esta vez (2.167) para el término $T_{0,\text{reg}}^{00}$.

El cálculo de $L_{\text{TM}_{j(m),i(n)}}$ para un segmento circular es idéntico al seguido para el caso elíptico, sin más que reemplazar a_{seg} y b_{seg} por el radio R_{seg} correspondiente al segmento circular, tomar $\alpha = 0$, y reemplazar por tanto el ángulo elíptico η por el circular φ . Además, como en esta caso la excentricidad e_{seg} pasa a ser cero, el término regular de la parte singular $L_{\text{TM}_{j(m),i(n)}}^{\text{sing-reg}}$ no se deberá calcular al anularse el integrando en (2.172a).

La función de Green escalar estática $g(\mathbf{r} | \mathbf{r}')$ también se utiliza en el cómputo de los elementos de la matriz \mathbf{C}_{TE} (ver (2.131a)). De hecho, la única diferencia entre la

matriz \mathbf{L}_{TM} y la matriz \mathbf{C}_{TE} son las funciones base, ya que en esta última se emplea la derivada con respecto a la longitud de las funciones base w_i del caso TE. Como resultado, podemos realizar el mismo procedimiento recién descrito para la matriz \mathbf{L}_{TM} con la diferencia que las longitudes \bar{l}_{seg} y los factores $\gamma_{\text{seg}}(t)$ no aparecen en este caso en el integrando por el efecto de la diferenciación de las funciones base con respecto a la longitud.

La expresión general de un elemento de la matriz \mathbf{C}_{TE} quedaría entonces

$$C_{\text{TE}_{j,i}} = \sum_{m=1}^{N_{\text{seg},j}} \sum_{n=1}^{N_{\text{seg},i}} C_{\text{TE}_{j(m),i(n)}} \quad (2.175)$$

$$C_{\text{TE}_{j(m),i(n)}} = \int_{\sigma_{j(m)}} \int_{\sigma_{i(n)}} \frac{\partial w_j(l)}{\partial l} g(\mathbf{r}(l), \mathbf{r}(l')) \frac{\partial w_i(l')}{\partial l'} dl' dl$$

siendo $C_{\text{TE}_{j(m),i(n)}}$ la parte de $C_{\text{TE}_{j,i}}$ que se extiende sobre el segmento m -ésimo de u_j y el segmento n -ésimo de la función base u_i .

Tras reemplazar las funciones base por su expresión parabólica en cada segmento, derivarlas con respecto a la longitud e introducir la parametrización en t , el término $C_{\text{TE}_{j(m),i(n)}}$ en cualquier tipo de tramo sería

$$C_{\text{TE}_{j(m),i(n)}} = \int_{-0,5}^{0,5} (2a_{j,m}t + b_{j,m}) \left[\int_{-0,5}^{0,5} g(\mathbf{r}_{j(m)}(t) | \mathbf{r}_{i(n)}(t')) (2a_{i,n}t' + b_{i,n}) dt' \right] dt \quad (2.176)$$

y que se descompondría para todos los tipos de segmentos en dos integrales

$$C_{\text{TE}_{j(m),i(n)}} = C_{\text{TE}_{j(m),i(n)}}^{\text{reg}} + C_{\text{TE}_{j(m),i(n)}}^{\text{sing}} \quad (2.177)$$

donde una de ellas incluiría la parte regular de la función de Green escalar estática, y la otra llevaría la parte singular de dicha función. La primera, regular e integrable numéricamente, sería por tanto

$$C_{\text{TE}_{j(m),i(n)}}^{\text{reg}} = \int_{-0,5}^{0,5} (2a_{j,m}t + b_{j,m}) \left[\int_{-0,5}^{0,5} g_{\text{reg}}(\mathbf{r}_{j(m)}(t) | \mathbf{r}_{i(n)}(t')) (2a_{i,n}t' + b_{i,n}) dt' \right] dt \quad (2.178)$$

siendo la función de Green regular la misma que se ha empleado para la matriz \mathbf{L}_{TM} , es decir, se empleará la expresión recogida en (2.162a), con el término $T_{0,\text{reg}}^{00}$ dado por (2.160) para un segmento recto y por (2.167) para un segmento elíptico o circular.

Por otro lado, la integral que incluye la singularidad para el caso de un segmento recto será

$$C_{\text{TE}_{j(m),i(n)}} = \frac{-1}{4\pi} \int_{-0,5}^{0,5} (2a_{j,m}t + b_{j,m}) \left[\int_{-0,5}^{0,5} \ln \left(l_{\text{seg}}(t-t')^2 \right) (2a_{i,n}t' + b_{i,n}) dt' \right] dt \quad (2.179)$$

mientras que para un segmento elíptico (que se podría particularizar en el caso de un segmento circular) quedaría

$$C_{\text{TE}_{j(m),i(n)}} = \frac{-1}{4\pi} \int_{-0,5}^{0,5} (2a_{j,m}t + b_{j,m}) \left[\int_{-0,5}^{0,5} \ln \left(\Delta\eta_{\text{seg}}(t-t')^2 \right) (2a_{i,n}t' + c_{i,n}) dt' \right] dt \quad (2.180)$$

de manera que en ambos casos, y como es habitual, la integral en la variable t' se realizará analíticamente apoyándonos en ([124]; apéndice I), para a continuación evaluar la integral exterior en la variable t de forma numérica.

La última matriz que hemos de tratar es la \mathbf{L}_{TE} que, como podemos ver en la expresión general de sus elementos en (2.131b), involucra a la función de Green diádica $\bar{\mathbf{G}}_{\text{st}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}')$. En su versión acelerada (2.110)–(2.112), el único término que puede dar lugar a un comportamiento singular es A_0^-

$$A_0^- = \cosh\left(\frac{\pi}{b}(x-x')\right) - \cos\left(\frac{\pi}{b}(y-y')\right) \quad (2.181)$$

y que claramente tiende a 0 cuando $\mathbf{r} \rightarrow \mathbf{r}'$.

En las diferentes componentes de la función de Green diádica $\bar{\mathbf{G}}_{\text{st}}$, la presencia de este término genera problemas cuando se pretende evaluar

$$\ln A_0^- = \ln \left(\cosh\left(\frac{\pi}{b}(x-x')\right) - \cos\left(\frac{\pi}{b}(y-y')\right) \right) \quad (2.182a)$$

$$|X_0| B_0^- = \frac{\frac{\pi}{b}|x-x'| \left[\cos\left(\frac{\pi}{b}(y-y')\right) - e^{-\frac{\pi}{b}|x-x'|} \right]}{\cosh\left(\frac{\pi}{b}(x-x')\right) - \cos\left(\frac{\pi}{b}(y-y')\right)} \quad (2.182b)$$

$$X_0 C_0^- = \frac{\frac{\pi}{b}(x-x') \sin\left(\frac{\pi}{b}(y-y')\right)}{\cosh\left(\frac{\pi}{b}(x-x')\right) - \cos\left(\frac{\pi}{b}(y-y')\right)} \quad (2.182c)$$

Las dos últimas expresiones en realidad tienen un límite finito, ya que es prácticamente inmediato comprobar que cuando $\mathbf{r} \rightarrow \mathbf{r}'$ se comportan como

$$|X_0| B_0^- \underset{\substack{x \rightarrow x' \\ y \rightarrow y'}}{\cong} \frac{2(x-x')^2}{(x-x')^2 + (y-y')^2} \quad (2.183a)$$

$$X_0 C_0^- \underset{\substack{x \rightarrow x' \\ y \rightarrow y'}}{\cong} \frac{2(x-x')(y-y')}{(x-x')^2 + (y-y')^2} \quad (2.183b)$$

y si estuviéramos por ejemplo en un segmento elíptico, tras reemplazar las coordenadas x, y y x', y' según la parametrización (2.152), obtendríamos en el límite

$$\lim_{\substack{x \rightarrow x' \\ y \rightarrow y'}} |X_0| B_0^- = 2 \frac{(a_{\text{seg}} \cos \alpha_{\text{seg}} \sin \eta_{\text{seg}}(t) + b_{\text{seg}} \sin \alpha_{\text{seg}} \cos \eta_{\text{seg}}(t))^2}{a_{\text{seg}}^2 \sin^2 \eta_{\text{seg}}(t) + b_{\text{seg}}^2 \cos^2 \eta_{\text{seg}}(t)} \quad (2.184a)$$

$$\begin{aligned} \lim_{\substack{x \rightarrow x' \\ y \rightarrow y'}} X_0 C_0^- &= \frac{\sin(2\alpha_{\text{seg}}) (a_{\text{seg}}^2 \sin^2 \eta_{\text{seg}}(t) - b_{\text{seg}}^2 \cos^2 \eta_{\text{seg}}(t))}{a_{\text{seg}}^2 \sin^2 \eta_{\text{seg}}(t) + b_{\text{seg}}^2 \cos^2 \eta_{\text{seg}}(t)} \\ &+ \frac{a_{\text{seg}} b_{\text{seg}} \sin(2\eta_{\text{seg}}(t)) (\sin^2 \alpha_{\text{seg}} - \cos^2 \alpha_{\text{seg}})}{a_{\text{seg}}^2 \sin^2 \eta_{\text{seg}}(t) + b_{\text{seg}}^2 \cos^2 \eta_{\text{seg}}(t)} \end{aligned} \quad (2.184b)$$

donde $\eta_{\text{seg}} = \eta_{\text{seg}}^{\text{ini}} + \Delta\eta_{\text{seg}}(t + 0, 5)$ representa el ángulo elíptico del punto (x, y) del segmento elíptico en el que nos encontramos y que se corresponde con el valor t de la parametrización empleada en el segmento. Si el segmento fuera recto, sería suficiente con tomar los límites de las expresiones anteriores cuando $b_{\text{seg}} \rightarrow 0$. Para un segmento circular tomaremos como es habitual $a_{\text{seg}} = b_{\text{seg}} = R_{\text{seg}}$, fijaremos $\alpha_{\text{seg}} = 0$ al no haber rotación de los ejes, y finalmente reemplazaremos el ángulo elíptico η_{seg} del punto por su ángulo circular φ_{seg} .

Por su parte, el término en (2.182a) sí que tiene un comportamiento singular, ya que diverge como $\ln |\mathbf{r} - \mathbf{r}'|^2$ cuando $\mathbf{r} \rightarrow \mathbf{r}'$. Esta singularidad, que aparece solamente en las componentes $G_{\text{st},xx}$ y $G_{\text{st},yy}$ de la función de Green diádica estática, es exactamente la misma que nos encontramos en el caso de la función de Green escalar estática $g(\mathbf{r}|\mathbf{r}')$. No en vano, el término A_0^- en (2.181) que nos encontramos ahora y el término T_0^{00} en (2.159) correspondiente a $g(\mathbf{r}|\mathbf{r}')$ son idénticos, y la singularidad que aparece en ambas funciones de Green se produce por tomar el logaritmo de estos términos.

Por lo tanto, la forma de tratar la singularidad de la función de Green diádica será exactamente la misma que hemos seguido para la función de Green escalar. Se extraerá la misma parte regular de dicho término, ya definida en (2.160) para un segmento recto y en (2.167) para un segmento elíptico/circular, para poder aislar la parte singular de la función de Green de la parte regular. La integral que incluye a la parte regular se realizará numéricamente, mientras que el término singular habrá que trabajarlo en mayor detalle para poder integrar la singularidad de forma analítica. La parte singular de las componentes $G_{\text{st},xx}$ y $G_{\text{st},yy}$ de la función de Green diádica serán

$$G_{\text{st},xx}^{\text{sing}}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = G_{\text{st},yy}^{\text{sing}}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = -\frac{1}{8\pi} \ln \left(l_{\text{seg}}^2 (t - t')^2 \right) \quad (2.185)$$

si se trata de un segmento recto, y

$$G_{\text{st},xx}^{\text{sing}}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = G_{\text{st},yy}^{\text{sing}}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = -\frac{1}{8\pi} \ln \left(\Delta\eta_{\text{seg}}^2 (t - t')^2 \right) \quad (2.186)$$

para el caso de un segmento elíptico, que se puede particularizar también para el caso de que el segmento sea circular.

Por otro lado, la expresión de los elementos de la matriz \mathbf{L}_{TE} indica que se debe realizar el producto escalar de la función de Green diádica por los versores tangenciales al contorno σ de las perturbaciones metálicas (ver (2.131b)). Para un segmento recto, el versor tangencial vendrá dado por

$$\hat{\boldsymbol{\tau}} = \cos \alpha_{\text{seg}} \hat{\boldsymbol{x}} + \sin \alpha_{\text{seg}} \hat{\boldsymbol{y}} \quad (2.187)$$

para todos los puntos del segmento, mientras para un segmento elíptico/circular es igual a

$$\hat{\boldsymbol{\tau}}(t) = \pm \left[\begin{aligned} & - \frac{a_{\text{seg}} \sin \eta_{\text{seg}}(t) \cos \alpha_{\text{seg}} + b_{\text{seg}} \cos \eta_{\text{seg}}(t) \sin \alpha_{\text{seg}}}{a_{\text{seg}} \sqrt{1 - e_{\text{seg}}^2 \cos^2 \eta_{\text{seg}}(t)}} \hat{\boldsymbol{x}} \\ & + \frac{b_{\text{seg}} \cos \eta_{\text{seg}}(t) \cos \alpha_{\text{seg}} - a_{\text{seg}} \sin \eta_{\text{seg}}(t) \sin \alpha_{\text{seg}}}{a_{\text{seg}} \sqrt{1 - e_{\text{seg}}^2 \cos^2 \eta_{\text{seg}}(t)}} \hat{\boldsymbol{y}} \end{aligned} \right] \quad (2.188)$$

siendo η_{seg} el ángulo elíptico del punto (x, y) del segmento correspondiente al parámetro t , y donde el signo exterior positivo o negativo se utiliza en función de que el segmento se recorra de forma antihoraria u horaria, respectivamente.

El procedimiento será esencialmente el mismo que el descrito con anterioridad en forma detallada para el cálculo de los elementos de la matriz \mathbf{L}_{TM} . La integral que define el elemento $L_{\text{TE}_{j,i}}$ expresada en (2.131b), se descompondrá en varias subintegrales $L_{\text{TE}_{j,i}(m),i(n)}$ atendiendo a los diferentes segmentos en los que se encuentran definidas las funciones base $w_j(l)$ y $w_i(l')$. En el caso habitual de que la subintegral se extienda sobre un segmento de la función base $w_j(l)$ y otro distinto de la función base $w_i(l')$, ésta se podrá resolver numéricamente. Si ambos segmentos coinciden, nos encontraremos con la singularidad de la función de Green diádica, que nos obligará a realizar la integral interior en la variable l' de forma analítica, mientras que la exterior en la variable l se podrá hacer numéricamente.

Debido a la forma en la que se expresa la función de Green diádica $\bar{\mathbf{G}}_{\text{st}}$ (ver (2.110)–(2.112)) resulta más adecuado descomponer la integral en sus cuatro componentes, y luego sumar las cuatro contribuciones. De esta forma, se considerarán los cuatro integrandos distintos siguientes

$$IG_{\text{st,xx}} = w_j(l) \hat{\tau}_x(l) G_{\text{st,xx}}(\mathbf{r}(l) | \mathbf{r}(l')) \hat{\tau}_x(l') w_i(l') \quad (2.189a)$$

$$IG_{\text{st,xy}} = w_j(l) \hat{\tau}_x(l) G_{\text{st,xy}}(\mathbf{r}(l) | \mathbf{r}(l')) \hat{\tau}_y(l') w_i(l') \quad (2.189b)$$

$$IG_{\text{st,yx}} = w_j(l) \hat{\tau}_y(l) G_{\text{st,yx}}(\mathbf{r}(l) | \mathbf{r}(l')) \hat{\tau}_x(l') w_i(l') \quad (2.189c)$$

$$IG_{\text{st,yy}} = w_j(l) \hat{\tau}_y(l) G_{\text{st,yy}}(\mathbf{r}(l) | \mathbf{r}(l')) \hat{\tau}_y(l') w_i(l') \quad (2.189d)$$

donde $\hat{\tau}_x(l) = \hat{\boldsymbol{\tau}}(l) \cdot \hat{\boldsymbol{x}}$ y $\hat{\tau}_y(l) = \hat{\boldsymbol{\tau}}(l) \cdot \hat{\boldsymbol{y}}$ son las componentes según $\hat{\boldsymbol{x}}$ e $\hat{\boldsymbol{y}}$ del versor $\hat{\boldsymbol{\tau}}$ tangencial al segmento.

Como ya hemos comentado, las integrales que involucran a las componentes xy e yx no presentan singularidades, y siempre se pueden evaluar numéricamente. Por su

parte, las que involucran a los integrandos $IG_{st,xx}$ e $IG_{st,yy}$ requieren una integración analítica de la singularidad que presenta su término $\ln A_0^-$. Las expresiones finales de las integrales que aíslan dicha singularidad serían

$$L_{TE_{j(m),i(n)}}^{xx,sing} = -\frac{l_{seg}^2}{8\pi} \cos^2 \alpha_{seg} \int_{-0,5}^{0,5} (a_{j,m}t^2 + b_{j,m}t + c_{j,m}) \left[\int_{-0,5}^{0,5} \ln \left(l_{seg}^2 (t-t')^2 \right) (a_{i,n}t'^2 + b_{i,n}t' + c_{i,n}) dt' \right] dt \quad (2.190a)$$

$$L_{TE_{j(m),i(n)}}^{yy,sing} = -\frac{l_{seg}^2}{8\pi} \sin^2 \alpha_{seg} \int_{-0,5}^{0,5} (a_{j,m}t^2 + b_{j,m}t + c_{j,m}) \left[\int_{-0,5}^{0,5} \ln \left(l_{seg}^2 (t-t')^2 \right) (a_{i,n}t'^2 + b_{i,n}t' + c_{i,n}) dt' \right] dt \quad (2.190b)$$

para el caso de un segmento recto (donde la integral en t' se realiza analíticamente y la externa en t se evalúa de forma numérica), y

$$L_{TE_{j(m),i(n)}}^{xx,sing} = -\frac{\bar{l}_{seg}^2}{8\pi} \int_{-0,5}^{0,5} (a_{j,m}t^2 + b_{j,m}t + c_{j,m}) \left(\cos \alpha_{seg} \sin \eta_{seg}(t) + \frac{b_{seg}}{a_{seg}} \sin \alpha_{seg} \cos \eta_{seg}(t) \right) \left[\cos \alpha_{seg} I_{s,i(n)}^{sing}(t) + \frac{b_{seg}}{a_{seg}} \sin \alpha_{seg} I_{c,i(n)}^{sing}(t) \right] dt \quad (2.191a)$$

$$L_{TE_{j(m),i(n)}}^{yy,sing} = \pm \frac{\bar{l}_{seg}^2}{8\pi} \int_{-0,5}^{0,5} (a_{j,m}t^2 + b_{j,m}t + c_{j,m}) \left(\sin \alpha_{seg} \sin \eta_{seg}(t) - \frac{b_{seg}}{a_{seg}} \cos \alpha_{seg} \cos \eta_{seg}(t) \right) \left[\sin \alpha_{seg} I_{s,i(n)}^{sing}(t) - \frac{b_{seg}}{a_{seg}} \cos \alpha_{seg} I_{c,i(n)}^{sing}(t) \right] dt \quad (2.191b)$$

en el caso de tener un segmento de forma elíptica, que como ya sabemos podemos particularizar también para un segmento circular. Las integrales en t recogidas en (2.191) se evalúan numéricamente mediante cuadratura gaussiana, una vez que las integrales singulares $I_{s,i(n)}^{sing}$ e $I_{c,i(n)}^{sing}$ dadas por

$$I_{s,i(n)}^{sing}(t) = \int_{-0,5}^{0,5} \sin(\eta_{seg}^{ini} + \Delta\eta_{seg}(t' + 0,5)) \ln \left(\Delta\eta_{seg}^2(t-t')^2 \right) (a_{i,n}t'^2 + b_{i,n}t' + c_{i,n}) dt' \quad (2.192a)$$

$$I_{c,i(n)}^{sing}(t) = \int_{-0,5}^{0,5} \cos(\eta_{seg}^{ini} + \Delta\eta_{seg}(t' + 0,5)) \ln \left(\Delta\eta_{seg}^2(t-t')^2 \right) (a_{i,n}t'^2 + b_{i,n}t' + c_{i,n}) dt' \quad (2.192b)$$

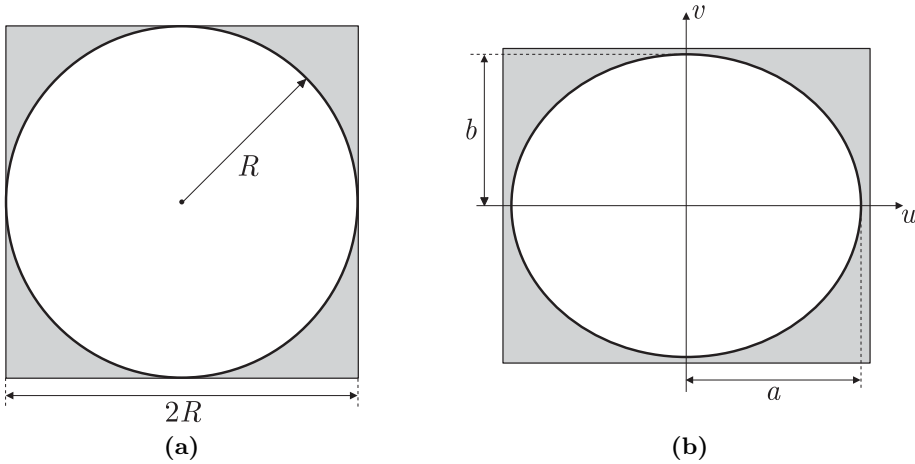


Figura 2.23. Guías caracterizadas mediante el método BI-RME en los dos primeros ejemplos de este apartado. En (a) se muestra una guía circular de radio R empleando una caja cuadrada de lado $2R$. En (b) se presenta una guía elíptica de semieje mayor a y semieje menor $b = \sqrt{3}a/2$ (excentricidad $e = 0,5$), junto a una caja rectangular que la engloba con una pequeña holgura y cuyo centro coincide con el de la guía elíptica.

se hayan calculado analíticamente empleando la relación de integrales recopiladas en el apéndice I de [124].

2.5.6. Resultados

La ampliación del método BI-RME desarrollada en este capítulo ha sido verificada ampliamente, por ejemplo con la amplia gama de resultados recopilados en [124]. Por su parte, el simulador electromagnético desarrollado en esta tesis, que incluye una implementación del método de caracterización modal recién descrito, quedará completamente validado en los siguientes capítulos mediante la comparativa con medidas de prototipos, así como con los resultados proporcionados por otros simuladores electromagnéticos. En cualquier caso, y al igual que en la [sección 2.4](#), en este apartado vamos a mostrar e interpretar algunos resultados relativos al cálculo de modos en guías arbitrarias.

El primer ejemplo consiste en una guía de onda circular de radio R , que hemos representado mediante cuatro porciones circulares de 90° encerradas en una caja cuadrada de lado $2R$ (ver [la figura 2.23\(a\)](#)). En este caso vamos a obtener los primeros 15 modos de la guía circular para distintos valores del parámetro ξ de precisión (que relaciona los números de onda de corte k_c del modo más alto tomado en la caja y el

Tabla 2.5
NÚMEROS DE ONDA DE CORTE NORMALIZADOS $k_c R$ DE LOS PRIMEROS 15
MODOS DE UNA GUÍA CIRCULAR

Modo	Valor	Error relativo BI-RME			
	Exacto	$\xi = 1,5$	$\xi = 2$	$\xi = 2,5$	$\xi = 3$
TE ₁₁	1,8411841	0,033 %	0,019 %	0,011 %	0,008 %
TM ₀₁	2,4049449	0,049 %	0,021 %	0,011 %	0,010 %
TE ₂₁	3,0541447	0,094 %	0,045 %	0,033 %	0,025 %
TE ₀₁	3,8317362	0,129 %	0,044 %	0,030 %	0,017 %
TM ₁₁	3,8317362	0,108 %	0,062 %	0,034 %	0,024 %
TE ₃₁	4,2011879	0,236 %	0,111 %	0,066 %	0,039 %
TM ₂₁	5,1356374	0,191 %	0,092 %	0,047 %	0,038 %
TE ₄₁	5,3175504	0,464 %	0,133 %	0,120 %	0,056 %
TE ₁₂	5,3314520	0,260 %	0,119 %	0,055 %	0,032 %
TM ₀₂	5,5200868	0,319 %	0,113 %	0,056 %	0,040 %
TM ₃₁	6,3801611	0,406 %	0,198 %	0,083 %	0,060 %
TE ₅₁	6,4156121	0,800 %	0,347 %	0,192 %	0,114 %
TE ₂₂	6,7061368	0,311 %	0,111 %	0,073 %	0,058 %
TE ₀₂	7,0155911	0,584 %	0,163 %	0,106 %	0,058 %
TM ₁₂	7,0155911	0,465 %	0,225 %	0,108 %	0,067 %
Modos en el <i>box</i>		74	123	192	272
Segmentos circulares		40	56	68	80
Tiempo CPU (s.)		0,98	1,79	2,78	4,01

último modo aceptado en la guía arbitraria). Como se conoce la solución analítica al problema¹⁶, este estudio nos permitirá evaluar la precisión del método y el compromiso existente entre precisión y tiempo de cálculo.

Los resultados mostrados en la tabla 2.5 nos indican claramente la elevada precisión del método BI-RME y su gran eficiencia numérica. Es importante destacar que estos resultados se han obtenido con un ordenador portátil de prestaciones moderadas dotado de un procesador Intel Core 2 Duo T7250 de 2 GHz (y que podrían ser rebajadas en un orden de magnitud por los potentes ordenadores de sobremesa que existen en la actualidad). Un aumento del parámetro de precisión ξ da lugar a un incremento en el número de modos NM_{box} considerados en la caja. El consiguiente aumento en el número de onda de corte del último modo de la guía rectangular $k_{c,NM_{\text{box}}}$, origina una reducción en la longitud máxima de los segmentos $l_{\text{máx}}$ empleada como referen-

¹⁶En realidad, y aunque se conozca una expresión analítica cerrada, los cálculos de las funciones que aparecen en dichas expresiones se deben hacer normalmente de forma numérica. No obstante, dichas evaluaciones se puede realizar de forma muy precisa, por lo que se pueden tener errores de ordenes tan reducidos como se quiera dentro de los límites que fija la precisión numérica del ordenador.

cia para realizar la segmentación (ver (2.146)), y por tanto un aumento en el número de segmentos en los que se divide el contorno. Todo esto al final se traduce en un incremento de la precisión y del tiempo de cálculo necesario para obtener los modos requeridos. Obsérvese como el aumento en el número de modos es aproximadamente proporcional a ξ^2 (tal y como predice (2.133)), mientras que el número de segmentos aumenta de forma proporcional a ξ .

También se puede observar claramente en la tabla 2.5 como el error aumenta conforme mayor sea el orden del modo generado en la guía arbitraria, siendo más o menos proporcional a $k'_c{}^2$. Este hecho juega a nuestro favor en la práctica, ya que cuanto más bajo sea el modo, más importante será en la estructura, y por tanto conviene que se obtenga con una mayor precisión. El incremento del error con k'_c viene normalmente derivado de la menor capacidad de la expansión de la corriente y de la serie truncada de modos resonantes para representar las variaciones de mayor orden que presentan estos modos.

Estos resultados nos indican que el parámetro ξ se debe fijar buscando un compromiso adecuado entre precisión y velocidad de cálculo, el cual dependerá en muchas ocasiones de la aplicación concreta. En cualquier caso, un valor de $\xi = 2$ resulta ser más que válido para la mayor parte de las aplicaciones prácticas (pudiendo llegar a tomar $\xi = 2, 5$ o incluso 3 para dispositivos especialmente sensibles), ya que el error en los primeros y cruciales modos está por debajo de 5 partes por 10.000, y no llegará a superar el 5 por 1.000 en los peores modos generados. Un valor de $\xi = 1, 5$ empezaría a introducir pequeños errores que producirían una perceptible pérdida de precisión en el análisis de las estructuras. Por otro lado, tomar un valor alto de ξ superior a 3 no produce cambios perceptibles en las respuestas, si bien dan lugar a un aumento importante en el tiempo de computación. La aplicación desarrollada toma por defecto un valor para el parámetro ξ de 2.

Si en vez de emplear segmentos circulares, se hubiera aproximado el contorno circular por segmentos rectos, tal y como realiza el *software* ANAPLAN-W basado también en el método BI-RME [126], el error relativo en el cálculo de los números de onda de corte sería de un 0,16 % para el primer modo TM, y se movería entre el 0,2 % y el 0,6 % para el resto de modos TM recogidos en la tabla 2.5 [124]. El error que produce aproximar los segmentos circulares por segmentos rectos es casi un orden de magnitud superior al que presenta nuestra implementación del método, y sería claramente el que limitaría la precisión de la caracterización modal de guías arbitrarias con tramos circulares o elípticos. Esta variación supondría por ejemplo un desplazamiento de más de 10 MHz en la respuesta de un dispositivo centrado a 10 GHz, claramente inaceptable en muchas aplicaciones prácticas (y muy especialmente en las de banda estrecha).

En el ejemplo de la guía circular recién analizado se ha generado un número reducido de modos en la guía arbitraria, normalmente insuficiente para los requerimientos habituales de las técnicas de análisis modal de dispositivos pasivos de microondas. El siguiente ejemplo va dirigido a mostrar la capacidad de nuestra implementación

Tabla 2.6
LONGITUDES DE ONDA DE CORTE NORMALIZADAS λ'_c/a DE CIERTOS MODOS DE
UNA GUÍA ELÍPTICA DE EXCENTRICIDAD $e = 0,5$

Número de Modo	Tipo de Modo	Valor en [127]	Calculado con BI-RME	
			Valor	Error(%)
1	TE	3,394477	3,394426	0,001%
5	TE	1,907951	1,907890	0,003%
10	TE	1,397908	1,397804	0,007%
20	TE	0,916072	0,915912	0,017%
30	TM	0,775601	0,775505	0,012%
50	TM	0,592141	0,592021	0,020%
70	TE	0,494027	0,493878	0,029%
90	TM	0,434155	0,433990	0,038%
100	TE	0,416166	0,415935	0,054%

para generar un número elevado de modos en cualquier tipo de geometría. Para poder comparar con valores exactos, volveremos a utilizar una guía canónica, en este caso la guía elíptica de excentricidad $e = 0,5$ y semieje mayor $a = 10$ mm mostrada en la figura 2.23(b).

Tras considerar 1000 modos en una caja rectangular de 21 mm de ancho y 18 mm de altura ($\lambda_{c, NM_{\text{box}}} = 1,54265$ mm), el método segmentó el contorno de la guía en un total de 176 segmentos elípticos y tardó 22,71 segundos en calcular todos los modos de la estructura en el ordenador portátil de propósito general anteriormente referido. Fijando el parámetro de precisión $\xi = 2$, se aceptaron los 181 primeros modos de la guía elíptica, 100 de ellos TE y 81 TM. En la tabla 2.6 se muestran las longitudes de onda de corte normalizadas de algunos de los modos obtenidos, y se comparan con los valores de referencia obtenidos en [127] mediante el uso de funciones de Matthieu y métodos numéricos de búsqueda de ceros.

La precisión alcanzada en los números de onda de corte de los primeros modos es excepcional, con desviaciones en la sexta cifra significativa. Este incremento en la precisión con respecto al ejemplo anterior se debe al mayor número de modos considerados en el *box*, y por tanto a la segmentación más fina realizada para poder obtener un mayor número de modos de la guía arbitraria. Aunque no se disponen de los valores exactos de las longitudes de onda de corte de modos superiores al número 100, la tendencia en la tabla 2.6 nos hace pensar que el error relativo de los últimos modos aceptados volvería a estar posiblemente entorno al 0,1% – 0,2% observado en el ejemplo de la guía circular con $\xi = 2$.

Nos queda verificar el correcto comportamiento de nuestra implementación para segmentos rectos, para lo que de nuevo es conveniente caracterizar una guía canónica cuyo espectro modal sea conocido. En este ejemplo vamos a obtener los 10 primeros

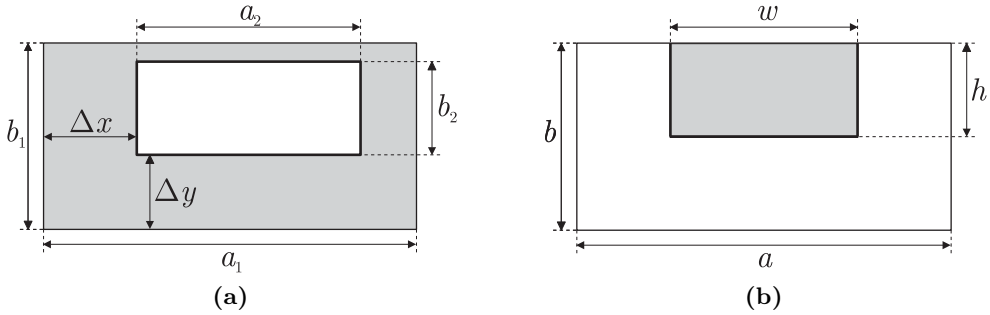


Figura 2.24. Guías caracterizadas mediante el método BI-RME en los dos últimos ejemplos de este apartado. En (a) se muestra una guía rectangular de tamaño $a_2 \times b_2$ desplazada con respecto a la caja rectangular de dimensiones $a_1 \times b_1$. En (b) se representa una guía *ridge* con una penetración metálica de anchura w y altura h , siendo la caja una guía rectangular con la misma anchura a y altura b de la guía *ridge*.

Tabla 2.7

FRECUENCIAS DE CORTE (en GHz) DE LOS 10 PRIMEROS MODOS DE UNA GUÍA RECTANGULAR ANALIZADA MEDIANTE BI-RME

Modo	Valor		Calculado con BI-RME Error(%)
	Exacto	Valor	
TE ₁₀	24,9827	24,9865	0,015 %
TE ₂₀	49,9654	49,9950	0,059 %
TE ₀₁	59,9584	60,0099	0,086 %
TE ₁₁	64,9550	65,0595	0,161 %
TM ₁₁	64,9550	65,0054	0,078 %
TE ₃₀	74,9481	75,0517	0,138 %
TE ₂₁	78,0485	78,2417	0,248 %
TM ₂₁	78,0485	78,1415	0,119 %
TE ₃₁	95,9804	96,3563	0,392 %
TM ₃₁	95,9804	96,1648	0,192 %

modos de una guía rectangular de dimensiones 6 x 2,5 mm. Dicha guía se encerrará dentro de una caja rectangular de 10 x 5 mm, e introduciremos un desplazamiento Δx de 2,5 mm en anchura y Δy de 2 mm en altura entre las esquinas inferior izquierda de ambas guías (ver la figura 2.24(a)).

La tabla 2.7 muestra la comparativa entre las frecuencias de corte obtenidas por el método BI-RME y los valores teóricos exactos. Para obtener estos resultados, se han considerado 200 modos en la caja rectangular (que se corresponde con un parámetro

Tabla 2.8
ESTADÍSTICOS DE LOS ERRORES EN LAS INTEGRALES DE ACOPLAMIENTO
CALCULADAS POR BI-RME

Modo	Error Máximo			Error Medio	Desviación Típica	Error RMS
	Modo	Calculado	Error			
TE ₁₀	TE ₂₀ ^(box)	-0,15176	0,00041	0,00002	0,00004	0,00004
TE ₂₀	TE ₄₀ ^(box)	-0,37858	0,00174	0,00006	0,00015	0,00016
TE ₀₁	TE ₄₀ ^(box)	-0,00798	0,00798	0,00037	0,00086	0,00093
TE ₁₁	TE ₁₂ ^(box)	-0,30299	0,01974	0,00109	0,00230	0,00254
TM ₁₁	TM ₄₁ ^(box)	0,08079	0,00389	0,00020	0,00056	0,00060
TE ₃₀	TE ₆₀ ^(box)	0,35189	0,00611	0,00047	0,00071	0,00085
TE ₂₁	TE ₅₁ ^(box)	0,00898	0,01738	0,00099	0,00216	0,00238
TM ₂₁	TM ₂₂ ^(box)	-0,35528	0,01285	0,00058	0,00154	0,00165
TE ₃₁	TE ₃₃ ^(box)	0,00046	0,03026	0,00181	0,00345	0,00390
TM ₃₁	TM ₄₂ ^(box)	0,20998	0,00949	0,00044	0,00120	0,00128

de precisión $\xi = 2,51$), el contorno rectangular se ha dividido en 70 segmentos, y el tiempo de cálculo se ha situado en 2,22 segundos.

Esta guía presenta unas características que dificultan la labor del método BI-RME. Por una parte, la guía arbitraria es de dimensiones relativamente reducidas con respecto a la caja, y por otro lado, el hueco entre la guía arbitraria y la caja deja una única región bastante amplia donde se producirán bastantes más modos que en el interior de la guía arbitraria. Si cerca de la frecuencia de corte de un modo de la guía arbitraria aparecen uno o varios modos ubicados fuera de la región de interés, la técnica numérica los puede acoplar ligeramente y por tanto reducir la precisión con la que se obtiene el modo de la guía arbitraria. Esta situación se puede resolver aumentando el factor de precisión ξ para dotar al método BI-RME de más capacidad para poder distinguirlos. En nuestro caso hemos aumentado el valor del factor ξ a 2,5 para tener unos modos mejor definidos que con $\xi = 2$, pero que al mismo tiempo nos permita mostrar la degradación existente.

En la [tabla 2.7](#) se observa como los modos TE se han visto más afectados por esta situación, ya que en el hueco se generan más modos TE que TM. La precisión es inferior a la del ejemplo de la guía circular con $\xi = 2,5$, especialmente en los modos TE. Si el factor de precisión ξ se aumenta a 3, el error en todos los modos pasaría a estar por debajo del 0,1% (dichos errores serían ya muy cercanos a los cometidos con $\xi = 3$ en el ejemplo de la guía circular), a excepción de los modos TE₂₁ y TE₃₁, donde bajan a la mitad, hasta el 0,123% y 0,182% respectivamente. El conjunto de modos obtenido para $\xi = 3$ ya sería bastante preciso, si bien un ligero aumento de este parámetro terminaría de completar el desacoplo de estos dos últimos modos TE.

Tabla 2.9
 NÚMEROS DE ONDA DE CORTE DE LOS 4 PRIMEROS MODOS TE Y TM DE UNA
 GUIA RIDGE ($a = 10$ mm, $b = 5$ mm, $w = 2,5$ mm, $h = 2,5$ mm)

Modo	k'_c (mm^{-1})		
	En [128]	En [129]	BI-RME
TE ₁	0,22496	0,22493	0,22495
TE ₂	0,49436	0,48372	0,48593
TE ₃	0,65189	0,64524	0,64562
TE ₄	0,75642	0,75151	0,75199
TM ₁	1,20381	1,21453	1,21399
TM ₂	1,22938	1,24252	1,24239
TM ₃	1,39964	1,40300	1,40155
TM ₄	1,55871	1,56203	1,56001

Este ejemplo, en el que el método BI-RME presenta un peor comportamiento, se ha aprovechado también para evaluar la precisión en el cálculo de las integrales de acoplamiento con los modos de la caja rectangular. Se han comparado las integrales obtenidas por BI-RME mediante el procedimiento descrito en el apartado 2.5.3 con los valores exactos que se pueden obtener de forma analítica. Debido al elevado número de integrales de acoplamiento, se ha preferido realizar una caracterización estadística empleando el error medio, la desviación típica y el error RMS. Así mismo, se ha determinado la integral de acoplo con una mayor desviación absoluta y el modo de la caja rectangular con el que se ha producido. Todos estos resultados se recogen en la tabla 2.8 para los 10 modos de la guía rectangular calculados numéricamente.

Los resultados obtenidos nos muestran que a nivel estadístico la variación está bastante limitada, aunque puntualmente una integral de acoplo pueda tener un error algo más grande de lo normal. De hecho, el error medio de toda la matriz de integrales de acoplo en este caso desfavorable (que podría requerir aumentar el parámetro ξ ligeramente por encima de 2,51) sería de sólo $6,03 \cdot 10^{-4}$, con una desviación típica y un error RMS de $1,73 \cdot 10^{-3}$ y $1,83 \cdot 10^{-3}$, respectivamente.

La tabla muestra como la mayor parte de los errores máximos se producen en integrales de acoplo con valores relativamente elevados, lo que hace que los modos que no se deben excitar apenas tomen fuerza. Así mismo, también se observa claramente como los modos que peor han sido generados, es decir, los que tienen un error mayor de lo esperado en su frecuencia de corte (ver la tabla 2.7), presentan una mayor degradación en las integrales de acoplamiento (lo que se debe a que BI-RME los combina ligeramente con modos ubicados fuera de la región de interés). Así por ejemplo los modos TM, al generarse de una forma más precisa, presentan menores errores máximos y tienen unos estadísticos bastante mejores. Los modos TM también se ven favorecidos por el hecho de que sus integrales con los modos TE de la caja rectangular

son siempre igual a cero [130], lo que permite obtenerlas siempre de forma exacta.

El último ejemplo que vamos a tratar es el caso de una guía *ridge*, componente básico de los filtros de modo evanescente que serán abordados en el capítulo 4. Al no ser una guía canónica, no se dispone de sus números de onda de corte de forma exacta. Para poder comparar con los pocos ejemplos en la literatura que incluyen modos de orden superior, hemos considerado una guía *ridge* de 10 mm x 5 mm en la que se introduce una penetración metálica rectangular de 5 mm de anchura y 2,5 mm de altura. La caja será la guía rectangular que se tendría si no existiera la penetración metálica (ver la figura 2.24(b)). Esta elección permite aprovechar casi todo el contorno de la caja, reduciendo la perturbación metálica σ que es necesario introducir para definir el contorno de la guía arbitraria.

En la tabla 2.9 se muestran los números de onda de corte para los 4 primeros modos TE y TM, y se comparan con los valores calculados en la literatura mediante dos formulaciones diferentes del método de los momentos [128], [129]. Los resultados que proporciona nuestra implementación del método BI-RME en sólo 0,96 segundos se han obtenido con 175 modos en la caja rectangular, lo que ha dado lugar a un total de 40 segmentos en el conjunto de los tres tramos rectos que forman el contorno σ de la *ridge*.

Para el cuarto modo TM, el más alto considerado en la tabla y el modo número 15 de la guía, el parámetro ξ es prácticamente igual a 3, lo que nos indica el gran grado de precisión que deben tener nuestros resultados¹⁷. Aceptando como es habitual los modos con un número de onda de corte inferior a la mitad de $k_{c, NM_{\text{box}}}$ ($\xi = 2$), se hubieran obtenido los 31 primeros modos de la guía *ridge* (10 de ellos TM). La tabla sólo recoge los 4 primeros modos de cada familia, ya que son para los que se han publicado resultados en la literatura técnica.

Los valores obtenidos con nuestro método se acercan bastante a los ya obtenidos en [129], con una diferencia inferior al 0,15 % para los últimos modos TE y TM (la mayor variación que se produce en el segundo modo TE es muy probable que se deba a un error de escritura de los resultados en [129]). No obstante, nuestros resultados deben ser los más precisos atendiendo al elevado grado de convergencia alcanzado por el método BI-RME.

Si comparamos estos resultados con la última columna de la tabla 2.5 del ejemplo con la guía circular, vemos que en ambos casos se han obtenido 15 modos y con un valor del parámetro ξ cercano a 3. Sin embargo, el número de segmentos empleado y el tiempo de cálculo requerido han sido considerablemente inferiores en esta ocasión. Hay dos motivos que explican esta situación. En primer lugar, al ser la superficie de la caja algo más pequeña por su forma rectangular, se tomará un número inferior de modos para llegar a $k_{c, NM_{\text{box}}}$. En segundo lugar, se ha reducido notablemente la longitud de σ , y por tanto el número de segmentos en los que se divide, al aprovechar

¹⁷De hecho, si se aumenta el número de modos en la guía rectangular a 300 (lo que se corresponde con un valor de ξ de prácticamente 4 para el cuarto modo TM), la variación es inferior al 0,002 % en los 4 primeros modos TE y no supera el 0,02 % en los cuatro primeros modos TM.

el contorno de la caja. Si se hubiera tenido que definir toda la geometría de la guía arbitraria, el número de segmentos habría aumentado a 131, y el tiempo de cómputo se hubiera multiplicado por más de 7 y llegaría casi a 7 segundos. Este incremento innecesario del número de segmentos suele ocasionar además una pequeña reducción en la precisión, al tener que emplear aproximaciones de las corrientes en una parte mayor del contorno de la guía arbitraria.

Los resultados mostrados en este apartado ponen claramente de manifiesto la gran precisión y eficiencia numérica de nuestra implementación del método BI-RME, que permite caracterizar prácticamente cualquier guía de contorno arbitrario con interés práctico. Estas excelentes características, junto al hecho de poder aprovechar una buena parte del contorno de la caja rectangular en las guías *ridge* y *multiridge* que aparecerán en los filtros de modo evanescente y los filtros doblemente corrugados tratados en los capítulos 4 y 5, nos van a permitir poder analizar de forma precisa dichas estructuras en unos tiempos muy reducidos.

2.6. Caracterización de Líneas Multiconductor¹⁸

2.6.1. Introducción

Cuando el contorno de una guía con dieléctrico homogéneo está formado por un único conductor, las distintas soluciones modales de campo electromagnético se pueden clasificar como modo TM o modo TE. Sin embargo, cuando el contorno de la guía está formado por más de un conductor, la estructura también admite modos TEM. Estos modos, caracterizados por tener un campo eléctrico y magnético sin componentes axiales, son en realidad soluciones relacionadas con el problema estático en continua. La frecuencia de corte de estos modos es de hecho cero, lo que además los convierte en los más importantes de la estructura al ser siempre modos fundamentales.

En general, y como demostraremos más adelante, una guía formada por un conductor externo y N_{ci} conductores internos admite un total de N_{ci} modos TEM linealmente independientes entre sí. Como los modos TEM, de existir, son los que habitualmente se emplean para propagar las señales por la guía, y como además cada modo TEM se puede caracterizar de forma rigurosa y sin ambigüedad mediante una línea de transmisión de la misma impedancia que la del modo [18], a estas guías se las denomina habitualmente como líneas de transmisión multiconductor.

Como ejemplos de estructuras basadas en líneas de transmisión con dieléctrico homogéneo y un único conductor interno (además del externo), podemos citar las guías de onda coaxial y *stripline*, así como una amplia gama de componentes fabricados en estas tecnologías. Existen a su vez varios componentes muy habituales en tecnología

¹⁸Este apartado dió lugar a un excelente Proyecto Final de Carrera en Ingeniería Técnica de Telecomunicación realizado por Eva Tarín (ver [131]), en el que se acometió una implementación parcial y la verificación final de la técnica que se describe con detalle en esta sección del documento.

guiada que están basados en líneas de transmisión con dos o más conductores internos, como pueden ser los acopladores direccionales en guía rectangular-coaxial [40] o los filtros interdigitales y *comblíne* [93].

Como muchos de estos componentes se pueden emplear en aplicaciones que cubran un cierto ancho de banda, sería muy interesante que esta tesis también abordara la caracterización completa y precisa de las soluciones TEM que aparecen en estas geometrías.

La literatura técnica muestra que se ha dedicado bastante esfuerzo al cálculo de las soluciones modales cuasi TEM que surgen en líneas multicapa infinitas, principalmente por su inmediata aplicación a un amplio rango de estructuras planares (como por ejemplo en [132] y [133], por solo citar un par de ejemplos). La caracterización de líneas multiconductor en guías homogéneas cerradas por un contorno externo metálico, sin embargo, se ha limitado a ciertos casos muy particulares. En [134] se deduce, mediante la aplicación de técnicas de mapeado conforme, la matriz de inmitancias características de un array de tiras metálicas de grosor nulo en una guía de ondas rectangular. Más recientemente, en [38] y [135], se han estudiado líneas formadas por dos conductores internos circulares o rectangulares ubicados de forma simétrica en una guía de onda rectangular. En estos trabajos se han situado paredes conductoras eléctricas y magnéticas en el eje de simetría, con el objeto de obtener de forma eficiente la impedancia característica par e impar de estas líneas.

Sin embargo, en el momento en el que se planteó esta tesis, no había ningún procedimiento que pudiera caracterizar líneas multiconductor de dieléctrico homogéneo formadas por cualquier número de conductores metálicos de geometría arbitraria. El trabajo presentado en este apartado rellena este hueco, generalizando el método recogido en [39] para obtener el modo TEM de una guía rectangular-coaxial de un único conductor interno en los siguientes aspectos:

- Admitir un número arbitrario de conductores, y por tanto de soluciones o modos TEM.
- Permitir que cada conductor esté formado por una combinación arbitraria de tramos rectos, circulares y elípticos.
- Calcular las capacidades que se producen entre los distintos conductores de la línea multiconductor.

Con este trabajo se complementa y aprovecha, a su vez, la ampliación del método BI-RME ya presentada en la sección 2.5 y publicada en [124]. En efecto, combinando la técnica descrita en las dos últimas secciones de este capítulo, se puede obtener la solución modal completa de guías de sección transversal arbitraria con un número cualquiera de conductores, incluyendo tanto los modos TE y TM como los modos TEM. Una buena parte del trabajo descrito a continuación ha sido presentado en [136], [137].

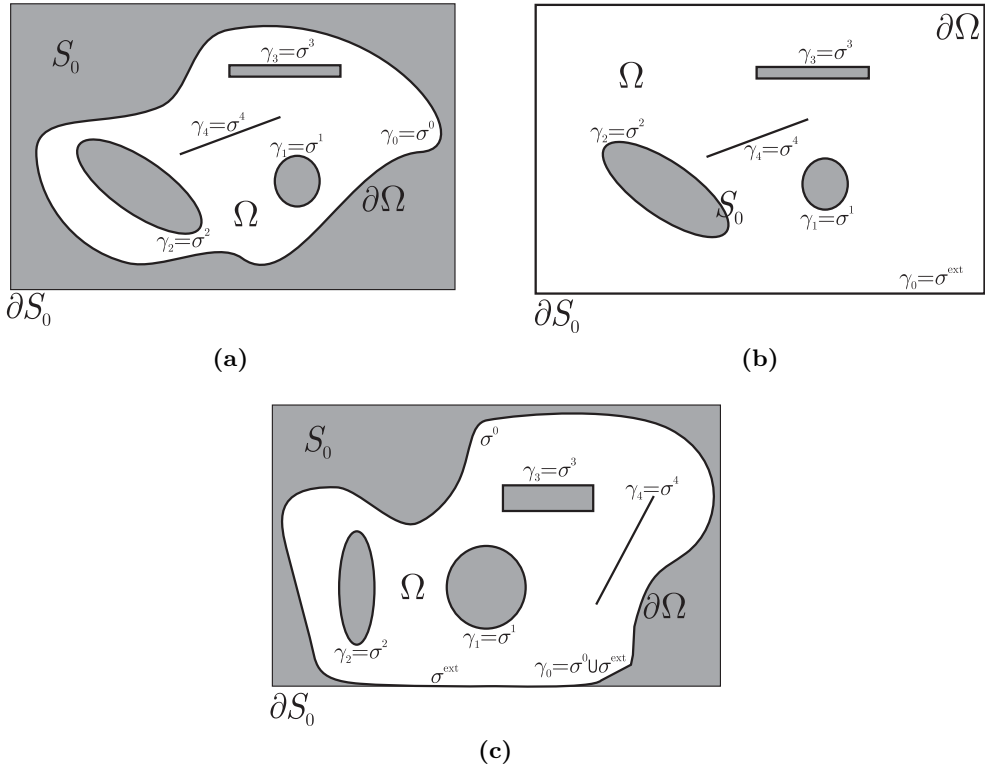


Figura 2.25. Diferentes tipos de líneas multiconductor con cuatro conductores internos. En (a) se muestra una línea donde el conductor externo tiene forma arbitraria, en (b) el conductor externo es el propio contorno de la caja rectangular utilizada, mientras que en (c) el conductor externo está formado tanto con tramos arbitrarios como con parte del contorno del *box*.

2.6.2. Formulación General

Consideremos nuevamente el problema consistente en una guía de sección transversal arbitraria Ω y contorno $\partial\Omega$, insertada en el interior de una caja o *box* rectangular de sección transversal S_0 y contorno ∂S_0 . Sea N_c el número de conductores que componen el contorno $\partial\Omega$ de la guía, los cuales pueden tener una forma arbitraria resultado de combinar tramos rectos, circulares y elípticos. El número de conductores internos a dicho contorno, N_{ci} , será obviamente igual a $N_c - 1$, y denotaremos por conductor 0 al conductor externo que forma el contorno exterior de la guía.

Sea γ_i el contorno del i -ésimo conductor de la guía arbitraria. El contorno de todos los conductores internos, es decir, cuando $i \geq 1$, será evidentemente el de alguna de

las líneas con las que se definen las perturbaciones metálicas σ introducidas sobre la caja rectangular. En concreto, denotaremos por σ^i a la línea de σ que forma el contorno del conductor γ_i . Por otro lado, el contorno γ_0 del conductor externo puede estar formado tanto por partes del contorno ∂S_0 de la caja rectangular como de las perturbaciones metálicas σ . Llamaremos σ^{ext} a la parte de σ que forma parte del contorno del conductor exterior. Para ilustrar estos conceptos y esta nomenclatura, en la figura 2.25 se muestran diferentes guías arbitrarias en las que se puede observar distintos tipos de conductores externos.

A la hora de obtener los modos TEM que se propagan por la guía de sección transversal arbitraria Ω , asumiremos en todo momento que el potencial eléctrico de la caja rectangular (contorno ∂S_0) es igual al potencial V_0 del conductor externo de la guía (es decir, el conductor 0). Esta elección de los potenciales nos garantiza que no va a existir campo en las regiones que puedan quedar entre el conductor exterior y el *box* rectangular, haciendo que las soluciones TEM obtenidas queden confinadas dentro de la superficie Ω . De esta forma, no es necesario implementar un procedimiento para eliminar soluciones espúreas que aparezcan en el hueco entre γ_0 y la caja rectangular.

Una onda TEM que propaga por una guía arbitraria con N_{ci} conductores interiores se puede obtener a partir de la solución de la ecuación de Laplace bidimensional para el potencial eléctrico ϕ

$$\nabla_{\text{t}}^2 \phi(\mathbf{r}) = 0 \quad ; \quad \mathbf{r} \in S_0 \quad (2.193)$$

sujeta a las siguientes condiciones de contorno en los conductores eléctricos

$$\phi|_{\gamma_i} = V_i \quad ; \quad i = 0, 1, 2, \dots, N_{\text{ci}} \quad (2.194)$$

El potencial solución del problema anterior se puede expresar en términos de la función de Green de la ecuación diferencial (2.193) mediante

$$\phi(\mathbf{r}) = \frac{1}{\varepsilon} \iint_{S_0} g(\mathbf{r}|\mathbf{r}') \rho(\mathbf{r}') dS' = \frac{1}{\varepsilon} \int_{\sigma} g(\mathbf{r}|\mathbf{r}(l')) \lambda(\mathbf{r}(l')) dl' \quad (2.195)$$

siendo ε la permitividad eléctrica del medio y $\lambda(\mathbf{r})$ es la densidad lineal de carga en el contorno de las perturbaciones metálicas σ (que depende de las tensiones en cada conductor). Por tanto, el campo eléctrico de la correspondiente onda TEM se podrá obtener como

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = -\nabla_{\text{t}} \phi(\mathbf{r}) = -\frac{1}{\varepsilon} \int_{\sigma} \nabla_{\text{t}} g(\mathbf{r}|\mathbf{r}(l')) \lambda(\mathbf{r}(l')) dl' \quad (2.196)$$

y que presenta solamente componentes tangenciales.

Para poder deducir las expresiones (2.195)–(2.196) y hacerlas manejables en la práctica, es de gran importancia haber extendido el dominio del problema (2.193) a la superficie S_0 de la caja rectangular. Este hecho nos permite poder tomar la función

de Green del problema de Laplace extendido a la guía rectangular, que viene dada por [97]

$$g(\mathbf{r}|\mathbf{r}') = \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\psi_i(\mathbf{r})\psi_i(\mathbf{r}')}{k_{c,\text{TM}_i}^2} \quad (2.197)$$

siendo ψ_i el vector potencial normalizado del i -ésimo modo TM de la caja rectangular, con número de onda de corte k_{c,TM_i} . Esta función de Green es exactamente igual a la función de Green escalar estática (2.105) de la página 83 empleada por la técnica BI-RME, y para la que se dispone de una forma acelerada que permite evaluarla eficientemente (ver (2.108)–(2.109)).

Esta elección de la función de Green nos permite además reducir la integral de superficie en la expresión (2.195) a una integral de línea extendida sólo sobre σ , ya que dicha función de Green se anula en el contorno ∂S_0 de la caja rectangular. Para realizar esta simplificación, es importante destacar que la densidad de carga $\rho(\mathbf{r})$ se encuentra ubicada exclusivamente en el contorno metálico de los conductores en la forma de una distribución lineal de carga $\lambda(\mathbf{r})$.

Para obtener la onda TEM solución de (2.193)–(2.194), hemos de resolver la ecuación integral (2.195) en la incógnita $\lambda(l)$ sobre la parte del contorno de la guía σ . Como esta distribución de carga ha de cumplir las mismas condiciones de contorno que la corriente J_z , podemos expandirla en serie de las funciones base $u_i(l)$ ya utilizadas para obtener los modos TM mediante la técnica BI-RME (ver el apartado 2.5.4)

$$\begin{aligned} \frac{\lambda(l)}{\varepsilon} &= \sum_{j=1}^{NF} b_j^{\text{TEM}} u_j(l) \\ &= \sum_{j=1}^{NF_0} b_j^{\text{TEM}} u_j(l) + \sum_{j=NF_0+1}^{NF_0+NF_1} b_j^{\text{TEM}} u_j(l) + \dots + \sum_{j=NF-NF_{N_c}+1}^{NF} b_j^{\text{TEM}} u_j(l) \end{aligned} \quad (2.198)$$

donde NF_i es el número de funciones base definidas en el parte del contorno γ_i del i -ésimo conductor de la guía que pertenece a σ (es decir, que no coincide con las paredes de la caja rectangular utilizada), y NF es el número total de funciones base utilizadas.

Al aplicar la variante de Galerkin del método de los momentos a (2.195), se deduce rápidamente el siguiente sistema no homogéneo de ecuaciones

$$\mathbf{L}_{\text{TM}} \mathbf{b}_{\text{TEM}} = \mathbf{f} \quad (2.199)$$

donde $\mathbf{b}_{\text{TEM}} = [b_1^{\text{TEM}}, b_2^{\text{TEM}}, \dots, b_{NF}^{\text{TEM}}]^t$ es el vector columna que contiene a los coeficientes de la expansión de la carga (2.198), \mathbf{L}_{TM} es la matriz \mathbf{L} utilizada en la resolución de los modos TM mediante BI-RME y cuyos elementos vienen dados por (2.123a). Por último, \mathbf{f} es un vector columna cuyo elemento f_i es igual al potencial del conductor en el que se asienta la i -ésima función base $u_i(l)$ utilizada para expandir la densidad de carga eléctrica.

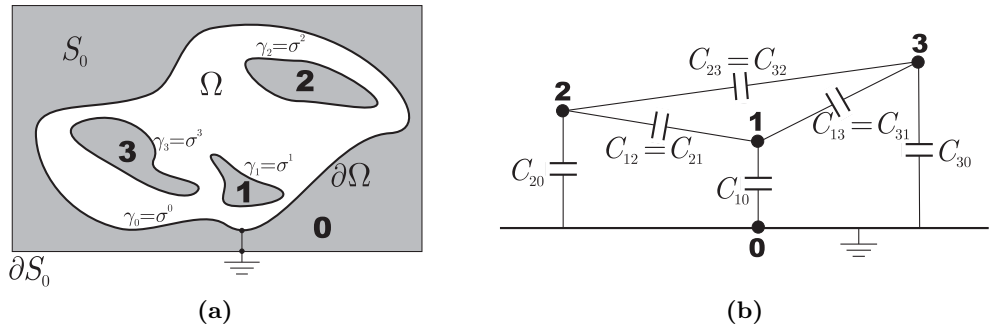


Figura 2.26. En (a) se muestra una línea multiconductor formada por 3 conductores internos y un conductor externo conectado a masa. Su circuito equivalente se muestra en (b), donde se representan las capacidades mutuas entre los conductores internos y las capacidades de cada uno de estos conductores con masa.

La única solución del sistema de ecuaciones (2.199), garantizada por el hecho de que la matriz \mathbf{L}_{TM} es definida positiva, nos dará los coeficientes b_i^{TEM} de la expansión de la carga en los conductores. A partir de dichos coeficientes, y tras sustituir (2.198) en (2.196), podremos evaluar el campo eléctrico en cualquier punto de la guía arbitraria mediante

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = -\nabla_{\mathbf{t}}\phi(\mathbf{r}) = -\sum_{i=1}^{NF} b_i^{\text{TEM}} \int_{\sigma} \nabla_{\mathbf{t}}g(\mathbf{r}|\mathbf{r}(l')) u_i(l') dl' \quad (2.200)$$

Si se han obtenido con anterioridad los modos TM de la guía, ya se dispondrá de la inversa de la matriz \mathbf{L}_{TM} (al ser necesaria para resolver (2.124)), lo que hace que sea prácticamente inmediato resolver el sistema (2.199) para un cierto conjunto de condiciones de contorno (2.194) que fijan el vector independiente \mathbf{f} . Como cualquier solución TEM, la frecuencia de corte a partir de la cual ésta se propaga por la guía será cero.

2.6.3. Capacidades y Matrices de Inmitancia Característica

Entre los diferentes conductores que forman una línea de transmisión multiconductor se producen unos efectos capacitivos. Estas capacidades tienen bastante interés práctico al poder caracterizar las interacciones que se producen entre los distintos conductores del sistema (ver la figura 2.26). En este apartado vamos a describir un método para obtener las capacidades que se producen entre los diferentes conductores, y a partir de éstas se deducirán a su vez las matrices de impedancia y admitancia característica del sistema multiconductor.

Para poder obtener las capacidades de una línea de transmisión multiconductor, el primer paso consiste en representar la carga total en términos de los potenciales de

cada uno de los conductores. Si colocamos el conductor exterior γ_0 a masa, es decir, tomamos $V_0 = 0$, la carga total Q_i almacenada en el i -ésimo conductor interno se puede expresar por medio de los coeficientes de capacidad $c_{i,i}$ y los coeficientes de inducción $c_{i,j}$ ($i \neq j$) mediante

$$Q_i = c_{i,1}V_1 + c_{i,2}V_2 + \dots + c_{i,N_{ci}}V_{N_{ci}} \quad ; \quad i = 1, 2, \dots, N_{ci} \quad (2.201)$$

La relación (2.201) nos proporciona una forma de obtener los coeficientes de capacidad e inducción, ya que a partir de ésta es inmediato deducir que un coeficiente $c_{p,q}$ arbitrario (donde p y q pueden ser iguales o distintos) será

$$c_{p,q} = \left. \frac{Q_p}{V_q} \right|_{V_k=0 \quad \forall k \neq q} \quad (2.202)$$

de donde se puede deducir que los coeficientes de capacidad (cuando $p = q$) serán positivos, mientras que los de inducción (si $p \neq q$) serán negativos ya que la carga en el conductor p tiene que compensar en parte la carga que se ubica en el q -ésimo conductor interno al aplicarle una tensión V_q .

Consideramos ahora el problema (2.193)–(2.194) tras fijar la tensión del q -ésimo conductor $V_q = 1$ y dejar el resto de conductores internos a la misma tensión que el conductor externo (es decir, $V_k = 0 \quad \forall k \neq q$). Si llamamos $\tilde{b}_{q,i}^{\text{TEM}}$ a los coeficientes de la expansión de la carga solución del sistema de ecuaciones resultante (2.199), el valor de los coeficientes $c_{p,q}$ se obtendrá fácilmente aplicando

$$c_{p,q} = \left. \frac{Q_p}{V_q} \right|_{V_k=0 \quad \forall k \neq q} = \frac{\int_{\sigma_p} \lambda(l) dl}{1} = \varepsilon \sum_{i \in \sigma_p} \tilde{b}_{q,i}^{\text{TEM}} \int_{\sigma_p} u_i(l) dl = \varepsilon \sum_{i \in \sigma_p} \tilde{b}_{q,i}^{\text{TEM}} \quad (2.203)$$

ya que las funciones base $u_i(l)$ están normalizadas de forma que su integral a lo largo de los segmentos en los que están definidas (y que pertenecen todos al mismo conductor) es igual a la unidad.

Por lo tanto, si obtenemos todas las soluciones asociadas a fijar la tensión de un conductor interno a 1 y conectar el resto de conductores a masa (incluyendo también el conductor externo), es posible obtener de forma prácticamente inmediata todos los coeficientes de capacidad e inducción. A partir del conocimiento de estos coeficientes, se puede deducir fácilmente el valor de las capacidades $C_{i,0}$ entre el i -ésimo conductor interno y el conductor externo 0, así como las capacidades mutuas $C_{i,j}$ entre los conductores i y j , ya que estas vienen dadas por [138]

$$C_{i,0} = \sum_{n=1}^{N_{ci}} c_{i,n} \quad , \quad C_{i,j} = -c_{i,j} \quad (i \neq j) \quad (2.204)$$

donde por reciprocidad, se deberá cumplir siempre que $C_{i,j} = C_{j,i}$.

A partir de los coeficientes de capacidad $c_{i,i}$ y de inducción $c_{i,j}$, es también inmediato derivar la matriz de admitancia que relaciona las tensiones y las corrientes en cada uno de los conductores internos. Aprovechando el hecho de que la corriente dirigida según $\hat{\mathbf{z}}$ que circula a través del i -ésimo conductor es proporcional a la carga total Q_i que este conductor acumula

$$I_i = \int_{\gamma_i} \mathbf{H} \cdot (-\hat{\boldsymbol{\tau}}) dl = \frac{1}{\eta} \int_{\gamma_i} \mathbf{E} \cdot (-\hat{\mathbf{n}}) dl = \frac{1}{\eta} \int_{\gamma_i} \frac{\lambda(l)}{\varepsilon} dl = vQ_i \quad (2.205)$$

ya que, por un lado, los vectores de campo eléctrico y magnético de un modo TEM no tienen componente axial y están relacionados mediante $\mathbf{E} = \eta(\mathbf{H} \times \hat{\mathbf{z}})$, y por otro, la discontinuidad en la componente normal del vector desplazamiento eléctrico $\mathbf{D} = \varepsilon\mathbf{E}$ entre dos medios es igual a la densidad de carga ubicada en el interfaz entre ambos [2]. En la expresión anterior $\hat{\boldsymbol{\tau}}$ es el versor tangencial al contorno que deja la superficie de la guía al lado izquierdo (y por tanto el conductor al lado derecho), $\hat{\mathbf{n}}$ es el versor normal a dicho contorno saliente de la guía, y por último $v = 1/\sqrt{\mu\varepsilon}$ representa a la velocidad de propagación de un onda TEM en el medio dieléctrico homogéneo de permitividad ε del sistema multiconductor.

La relación (2.205) nos permite expresar las admitancias entre conductores en términos de los coeficientes de capacidad $c_{i,i}$ y de inducción $c_{i,j}$

$$Y_{0,p,q} = \left. \frac{I_p}{V_q} \right|_{V_k=0 \ \forall k \neq q} = \left. \frac{vQ_p}{V_q} \right|_{V_k=0 \ \forall k \neq q} = vc_{p,q} \quad (2.206)$$

mientras que la matriz de impedancias características \mathbf{Z}_0 se puede obtener invirtiendo la matriz de admitancias características \mathbf{Y}_0 cuyos elementos vienen dados por (2.206).

Estas dos matrices relacionan las tensiones entre los conductores del sistema y la corriente que circula por cada uno de ellos, y son muy útiles en la práctica para evaluar su comportamiento ante la presencia de una cierta excitación concreta en los distintos conductores.

2.6.4. Representación Multimodal. Ortonormalización

Como todas las soluciones TEM a la ecuación (2.193) con unas condiciones de contorno de la forma (2.194) comparten un mismo número de onda de corte, no podemos garantizar, en general, que la solución obtenida para un cierto conjunto de tensiones V_i sea linealmente independiente y ortogonal a cualquier otra solución TEM asociada a una combinación diferente de tensiones en los conductores.

Sin embargo, si queremos analizar una estructura en línea que incluya una guía arbitraria formada por varios conductores, es necesario obtener un conjunto de modos TEM ortonormalizados que permita expandir cualquier posible solución TEM que admita la línea multiconductor. Sería conveniente disponer además de una representación adecuada del campo de dichos modos, por ejemplo en forma de integrales de

acoplamiento con respecto a la caja rectangular empleada. Esta información modal completaría a la que proporciona la técnica BI-RME para los modos TE y TM, y nos permitiría modelar tanto la guía multiconductor como las discontinuidades en las que está involucrada en un dispositivo de microondas. En este subapartado damos respuesta a estas necesidades, lo que nos permitirá completar la caracterización modal de guías arbitrarias con múltiples conductores.

Para poder ortogonalizar las distintas soluciones TEM, es necesario poder evaluar el producto escalar entre los campos eléctricos de dos soluciones del problema (2.193)–(2.194) sujetos a distintos potenciales en los conductores. Sean $\mathbf{E}^{(a)}$ y $\mathbf{E}^{(b)}$ los campos eléctricos de dos de dichas soluciones TEM. El producto escalar entre dichos modos se puede desarrollar como

$$\begin{aligned} \langle \mathbf{E}^{(a)}, \mathbf{E}^{(b)} \rangle &= \iint_{\Omega} \mathbf{E}^{(a)}(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{E}^{(b)}(\mathbf{r}) dS = \iint_{\Omega} \nabla \phi^{(a)}(\mathbf{r}) \cdot \nabla \phi^{(b)}(\mathbf{r}) dS \\ &= \oint_{\partial\Omega} \phi^{(a)}(\mathbf{r}) \left(\nabla \phi^{(b)}(\mathbf{r}) \cdot \hat{\mathbf{n}} \right) dl - \iint_{\Omega} \phi^{(a)}(\mathbf{r}) \cdot \nabla^2 \phi^{(b)}(\mathbf{r}) dS \quad (2.207) \end{aligned}$$

donde la última igualdad se ha obtenido aplicando la primera identidad de Green [97], siendo $\hat{\mathbf{n}}$ el versor normal al contorno $\partial\Omega$ de la guía arbitraria y saliente de ésta. La última integral de superficie se anula, debido a que $\phi^{(b)}(\mathbf{r})$ es solución de (2.193) en todo el dominio Ω . Desarrollando aún más la expresión anterior obtenemos

$$\begin{aligned} \langle \mathbf{E}^{(a)}, \mathbf{E}^{(b)} \rangle &= \oint_{\partial\Omega} \phi^{(a)}(\mathbf{r}) \left(\nabla \phi^{(b)}(\mathbf{r}) \cdot \hat{\mathbf{n}} \right) dl = \sum_{i=0}^{N_{ci}} \int_{\gamma_i} \phi^{(a)} \Big|_{\gamma_i} \left(\nabla \phi^{(b)}(\mathbf{r}) \cdot \hat{\mathbf{n}} \right) dl \\ &= - \sum_{i=0}^{N_{ci}} \phi^{(a)} \Big|_{\gamma_i} \int_{\gamma_i} \mathbf{E}^{(b)}(\mathbf{r}) \cdot \hat{\mathbf{n}} dl = \sum_{i=0}^{N_{ci}} \phi^{(a)} \Big|_{\gamma_i} \int_{\gamma_i} \frac{\lambda^{(b)}(l)}{\varepsilon} dl \quad (2.208) \end{aligned}$$

ya que la tensión en la superficie de cada conductor es una constante conocida, y la componente normal de campo eléctrico $\mathbf{E} \cdot \hat{\mathbf{n}} = -\lambda/\varepsilon$ como consecuencia de las condiciones de contorno asociadas a las ecuaciones de Maxwell en el interfaz entre un medio dieléctrico de permitividad ε y un conductor perfecto.

Al no haber campo en el exterior de la guía, y como consecuencia directa de la Ley de Gauss, la carga neta en cualquier superficie que englobe a la guía y a sus conductores ha de ser cero. Este hecho hace que la carga que acumula el conductor externo de la guía compense exactamente la carga presente en los conductores interiores, es decir:

$$\sum_{i=0}^{N_{ci}} \int_{\gamma_i} \lambda(l) dl = 0 \Rightarrow Q_0 = \int_{\gamma_0} \lambda(l) dl = - \sum_{i=1}^{N_{ci}} \int_{\gamma_i} \lambda(l) dl = - \sum_{i=1}^{N_{ci}} Q_i \quad (2.209)$$

lo que permite obtener una expresión muy compacta y fácil de evaluar para el producto

escalar entre dos modos TEM

$$\begin{aligned}
 \langle \mathbf{E}^{(a)}, \mathbf{E}^{(b)} \rangle &= \phi^{(a)} \Big|_{\gamma_0} \int_{\gamma_0} \frac{\lambda^{(b)}(l)}{\varepsilon} dl + \sum_{i=1}^{N_{ci}} \phi^{(a)} \Big|_{\gamma_i} \int_{\gamma_i} \frac{\lambda^{(b)}(l)}{\varepsilon} dl \\
 &= \phi^{(a)} \Big|_{\gamma_0} \left(-\frac{1}{\varepsilon} \sum_{i=1}^{N_{ci}} Q_i^{(b)} \right) + \sum_{i=1}^{N_{ci}} \phi^{(a)} \Big|_{\gamma_i} \frac{Q_i^{(b)}}{\varepsilon} \\
 &= \frac{1}{\varepsilon} \sum_{i=1}^{N_{ci}} \Delta\phi^{(a)} \Big|_{\gamma_i, \gamma_0} Q_i^{(b)} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\Delta\phi^{(a)t} \mathbf{Q}^{(b)} \right] \quad (2.210)
 \end{aligned}$$

donde \mathbf{Q} es un vector columna que contiene la carga almacenada en cada uno de los conductores internos, y $\Delta\phi$ es otro vector columna cuyo i -ésimo elemento es $\Delta\phi|_{\gamma_i, \gamma_0} = \phi|_{\gamma_i} - \phi|_{\gamma_0}$, es decir, la diferencia de tensión entre el i -ésimo conductor interno y el conductor externo.

La expresión (2.210) nos revela que a nivel de campo, el parámetro que distingue una solución de otra es la diferencia de potencial de cada uno de los conductores con respecto a uno tomado como referencia, en lugar del potencial absoluto que tenga cada conductor. Esto hace que las distintas soluciones se puedan construir tomando como referencia al conductor externo, el cual normalmente se considera conectado a masa. Por tanto, se dispondrá de un total de N_{ci} grados de libertad, asociados a la diferencia de potencial entre cada conductor interior y el conductor externo de referencia. Como el problema (2.193)–(2.194) es claramente lineal, existirán un total de N_{ci} modos TEM linealmente independientes entre sí, ya que cualquier conjunto de diferencias de potencial entre los conductores internos y masa se podrá siempre expresar como una combinación lineal de las diferencias de potencial que presentan un conjunto de N_{ci} soluciones TEM linealmente independientes.

Desde un punto de vista de caracterización modal, estamos interesados en obtener un conjunto de N_{ci} soluciones ortonormalizadas, que serían los modos TEM de la guía multiconductor. Para determinar dicho conjunto, se construyen en primer lugar las N_{ci} soluciones TEM linealmente independientes que se derivan del problema (2.193)–(2.194) cuando el conductor externo (y por tanto la caja rectangular) está conectado a masa, al igual que todos los conductores internos excepto uno concreto (que irá variando para cada solución TEM) que se pone a una tensión unidad. Estas son las soluciones TEM que precisamente se emplean en el procedimiento descrito en el apartado 2.6.3 para deducir las capacidades del sistema multiconductor. Evidentemente, la elección de las diferencias de potenciales hace que ninguna de estas N_{ci} soluciones se puedan expresar como una combinación lineal de las restantes, lo que hace que formen un conjunto linealmente independiente.

Sea \mathbf{E}^i el vector de campo eléctrico de la i -ésima solución asociada a fijar $\Delta\phi|_{\gamma_i, \gamma_0}$ a 1 y conectar el resto de conductores a masa. Según (2.210) el producto escalar entre

la p -ésima y la q -ésima solución TEM obtenidas será

$$\langle \mathbf{E}^p, \mathbf{E}^q \rangle = \frac{1}{\varepsilon} \sum_{i=1}^{N_{ci}} \Delta\phi^p|_{\gamma_i, \gamma_0} Q_i^q = \Delta\phi^p|_{\gamma_p, \gamma_0} \frac{Q_p^q}{\varepsilon} = \frac{Q_p^q}{\varepsilon} \quad (2.211)$$

es decir, es proporcional a la carga que se acumula en el p -ésimo conductor interno cuando se pone el q -ésimo conductor a una tensión de 1 voltio y el resto de conductores (incluidos el externo y la caja rectangular) se conectan a masa.

Como en general (2.211) no será igual a la delta de Kronecker, el conjunto de soluciones linealmente independiente \mathbf{E}^i ($i = 1, 2, \dots, N_{ci}$) no estará ortonormalizado. Para poder derivar los modos, se realizará a continuación un proceso de ortonormalización de Gram-Schmidt que explote (2.210) para realizar los cálculos necesarios. Según este procedimiento, el vector de diferencias de potencial $\widetilde{\Delta\phi}_r^{\text{TEM}}$ y de cargas en cada conductor $\widetilde{Q}_r^{\text{TEM}}$ correspondientes al r -ésimo modo TEM sin normalizar se obtendría como

$$\begin{aligned} \widetilde{\Delta\phi}_r^{\text{TEM}} &= \Delta\phi^i - \sum_{j=1}^{i-1} \langle \mathbf{E}^i, \mathbf{e}_j^{\text{TEM}} \rangle \Delta\phi_j^{\text{TEM}} \\ &= \Delta\phi^i - \frac{1}{\varepsilon} \sum_{j=1}^{i-1} [\Delta\phi^{i^t} \mathbf{Q}_j^{\text{TEM}}] \Delta\phi_j^{\text{TEM}} \end{aligned} \quad (2.212a)$$

$$\widetilde{Q}_i^{\text{TEM}} = Q^i - \sum_{j=1}^{i-1} \langle \mathbf{E}^i, \mathbf{e}_j^{\text{TEM}} \rangle Q_j^{\text{TEM}} = Q^i - \frac{1}{\varepsilon} \sum_{j=1}^{i-1} [\Delta\phi^{i^t} \mathbf{Q}_j^{\text{TEM}}] Q_j^{\text{TEM}} \quad (2.212b)$$

y que tras la normalización quedarán

$$\Delta\phi_i^{\text{TEM}} = \frac{\widetilde{\Delta\phi}_i^{\text{TEM}}}{\sqrt{\widetilde{\Delta\phi}_i^{\text{TEM}^t} \widetilde{Q}_i^{\text{TEM}} / \varepsilon}} \quad ; \quad Q_i^{\text{TEM}} = \frac{\widetilde{Q}_i^{\text{TEM}}}{\sqrt{\widetilde{\Delta\phi}_i^{\text{TEM}^t} \widetilde{Q}_i^{\text{TEM}} / \varepsilon}} \quad (2.213)$$

siendo en las expresiones anteriores $\Delta\phi_j^{\text{TEM}}$ y Q_j^{TEM} los vectores que contienen las diferencias de potencial respecto al conductor externo y la carga de los distintos conductores para el j -ésimo modo TEM ortonormalizado.

Una vez conocidas las diferencias de potencial entre los conductores interno y el externo que hace falta para generar cada uno de los modos TEM, se podría volver a resolver el problema inicial (2.193)–(2.194) con las condiciones de contorno adecuadas. Como resultado, al final se obtendrían los vectores $\mathbf{b}_{\text{TEM},r}$ de cada modo TEM que contienen a los coeficientes $b_{r,i}^{\text{TEM}}$ de la expansión de la carga (2.198) en el contorno σ . Explotando la linealidad del problema a resolver, estos vectores se pueden obtener de una forma más directa aplicando las mismas operaciones realizadas por el procedimiento de Gram-Schmidt en (2.212) y (2.213). De esta forma, el vector de coeficientes

para el r -ésimo modo TEM quedaría

$$\mathbf{b}_{\text{TEM},r} = \frac{\mathbf{b}^r - \frac{1}{\varepsilon} \sum_{j=1}^{r-1} [\Delta\phi^{r,t} \mathbf{Q}_j^{\text{TEM}}] \mathbf{b}_j^{\text{TEM}}}{\sqrt{\widetilde{\Delta\phi}_r^{\text{TEM}t} \tilde{\mathbf{Q}}_r^{\text{TEM}} / \varepsilon}} \quad (2.214)$$

donde \mathbf{b}^r representa el vector de coeficientes incógnita de la expansión de la carga a lo largo de σ de la solución TEM que produce el campo \mathbf{E}^r del conjunto original de N_{ci} soluciones linealmente independientes.

Independientemente de la forma en la que finalmente se deduzcan los coeficientes incógnitas, una vez determinados se puede construir el campo eléctrico del r -ésimo modo TEM de la guía mediante (2.200)

$$\mathbf{e}_r^{\prime\text{TEM}}(\mathbf{r}) = - \sum_{i=1}^{NF} b_{r,i}^{\text{TEM}} \int_{\sigma} \nabla_{\text{tg}} g(\mathbf{r}|\mathbf{r}') u_i(l') dl' \quad (2.215)$$

que lógicamente estará normalizado en la superficie Ω de la guía arbitraria, generará una diferencia de potencial $\Delta\phi_r^{\text{TEM}}$ entre sus conductores internos y el externo, y acumulará en cada conductor interno una carga total que vendrá reflejada en el vector $\mathbf{Q}_r^{\text{TEM}}$.

Tras obtener un conjunto de modos TEM ortonormalizados de la guía con múltiples conductores, sería conveniente disponer de una representación de su campo eléctrico de una forma más simple y manejable que (2.215). Si queremos analizar un componente que incluya este tipo de guías, lo mejor sería disponer de una representación en forma de integrales de acoplamiento para poder caracterizar, mediante la técnica de ecuación integral descrita en la sección 2.2, las discontinuidades en las que participa. Debido a que se está empleando la función de Green escalar $g(\mathbf{r}|\mathbf{r}')$ de la caja rectangular, es especialmente sencillo obtener las integrales de acoplamiento con respecto a los modos de dicha caja rectangular

$$\Gamma_{p,q}^{\text{TE,TEM}} = \int_{\Omega} \mathbf{e}_p^{\text{TE}}(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{e}_q^{\prime\text{TEM}}(\mathbf{r}) dS \quad (2.216a)$$

$$\Gamma_{p,q}^{\text{TM,TEM}} = \int_{\Omega} \mathbf{e}_p^{\text{TM}}(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{e}_q^{\prime\text{TEM}}(\mathbf{r}) dS \quad (2.216b)$$

siendo \mathbf{e}_p^{TE} y \mathbf{e}_p^{TM} los vectores modales de campo eléctrico transversal normalizado del p -ésimo modo TE y del p -ésimo modo TM de la caja rectangular considerada, mientras que $\mathbf{e}_q^{\prime\text{TEM}}$ representa al q -ésimo modo TEM de la guía arbitraria ($q = 1, 2, \dots, N_{\text{ci}}$).

Teniendo en cuenta la expresión de la función de Green $g(\mathbf{r}|\mathbf{r}')$ en términos de los potenciales normalizados de los modos TM de la caja $\psi_m(\mathbf{r})$ (ver (2.105) o (2.197)) y que, según (2.138), sus vectores de campo eléctrico transversal normalizado vienen

dados por $\mathbf{e}_m^{\text{TM}} = -\nabla_t \psi_m / k_{c,\text{TM}_m}$, es inmediato deducir que

$$\Gamma_{p,q}^{\text{TE,TEM}} = 0 \quad (2.217a)$$

$$\Gamma_{p,q}^{\text{TM,TEM}} = \frac{1}{k_{c,\text{TM}_p}} \sum_{i=1}^{NF} b_{q,i}^{\text{TEM}} \int_{\sigma} \psi_p(\mathbf{r}(l')) u_i(l') dl' \quad (2.217b)$$

Las integrales con los modos TE de la caja rectangular son cero, ya que los vectores \mathbf{e}_m^{TM} y \mathbf{e}_m^{TE} forman un conjunto ortogonal en S_0 ¹⁹. Este hecho era por otro lado esperable, ya que en [130] se demuestra como la integral de acoplamiento entre un modo TE de una cierta guía y un modo TEM de otra guía más pequeña a la que engloba es siempre cero.

Por su parte, las integrales entre los modos TM de la caja rectangular y los modos TEM de la guía multiconductor se pueden expresar empleando la matriz \mathbf{R}_{TM} ya definida en (2.123b), y necesaria para obtener los modos TM de la guía arbitraria con múltiples conductores

$$\Gamma_{p,q}^{\text{TM,TEM}} = k_{c,\text{TM}_p} \sum_{i=1}^{NF} b_{q,i}^{\text{TEM}} R_{\text{TM}_{i,p}} \quad (2.218)$$

lo que permite obtener estas integrales de acoplamiento de una forma muy eficiente. Si se quisieran obtener los integrales de acoplamiento con modos TM de la caja rectangular por encima del último modo considerado por la técnica BI-RME, $NM_{\text{box}}^{\text{TM}}$, se podría seguir empleando la expresión inicial (2.217) pero realizando ahora el cálculo numérico de las integrales de línea que aparecen en las expresiones (y que ya no se encuentran recogidas en \mathbf{R}_{TM}).

El hecho de disponer de las integrales de acoplamiento de los modos de la caja rectangular con los modos TEM de la guía arbitraria multiconductor, al igual que con los modos TE y TM generados mediante la técnica BI-RME descrita en la sección 2.5, nos van a permitir calcular de forma eficiente la representación multimodal equivalente de una discontinuidad planar entre una guía arbitraria con múltiples conductores y una caja rectangular. Si se quisiera caracterizar una discontinuidad con otra guía diferente, se podrían emplear dichas integrales para realizar una proyección que se apoyara en la caja rectangular, tal y como se describe al final del apartado 2.5.3.

2.6.5. Aplicaciones

En este apartado vamos a describir algunas aplicaciones de la técnica desarrollada para la caracterización de sistemas multiconductor.

¹⁹Aunque las integrales de acoplamiento se realizan en Ω , dicho dominio se puede extender a S_0 ya que $\mathbf{e}_q^{\text{TEM}}$ es cero fuera de Ω .

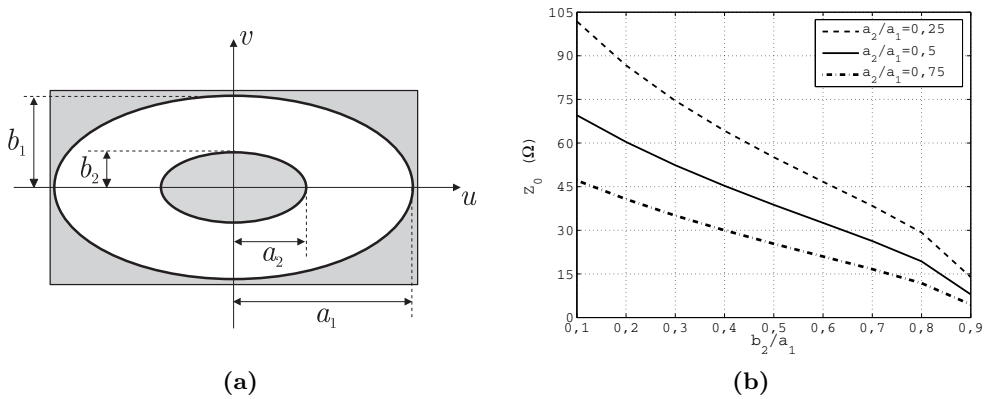


Figura 2.27. En (a) se muestra la geometría de una guía coaxial con conductores elípticos concéntricos, y en (b) la impedancia característica de dicha línea para un conductor externo de excentricidad $e = 0,4$ (que se corresponde, por ejemplo, con un semieje mayor $a_1 = 10$ mm y distancia focal c igual a 4 mm).

Una primera aplicación importante consiste en el cómputo de la impedancia característica de líneas de transmisión de interés práctico. Empezaremos inicialmente por una línea de transmisión para la que existe solución analítica, y que por tanto nos permitirá evaluar la precisión del método numérico desarrollado. Esta línea, mostrada en la figura 2.27(a), está formada por dos conductores elípticos concéntricos y con la misma distancia focal $c = \sqrt{a_1^2 - b_1^2} = \sqrt{a_2^2 - b_2^2}$. La impedancia característica de esta línea se puede obtener de forma analítica aplicando una transformación conforme a la ecuación de Laplace [139], obteniendo así

$$Z_0 = \frac{\sqrt{\mu/\varepsilon}}{2\pi} (\arg \sin(a_2/c) - \arg \sin(a_1/c)) \quad (2.219)$$

Consideremos un ejemplo con una elipse exterior de semieje mayor $a_1 = 10$ mm y una interior de semieje mayor $a_2 = 5$ mm, en el que se fija la distancia focal c de ambas elipses a 4 mm. El medio dieléctrico se asume que es vacío. La expresión (2.219) nos dice que la impedancia característica de dicha línea de transmisión es $Z_0 = 52,38190 \Omega$. Aplicando nuestra técnica numérica con 140 funciones base en el contorno de los dos conductores elípticos, se calculó primero la capacidad entre ambos conductores y a partir de ésta se dedujo un valor de $Z_0 = 52,38155$ ohmios para la impedancia característica de la línea. El tiempo de cómputo ascendió sólo a 98,6 ms en un PC con un procesador Pentium IV a 2,8 GHz, y el error relativo cometido está entorno al 0,0025%. Si el número de funciones base se reduce a 80, el error relativo sube a aproximadamente 0,01% a costa de reducir el tiempo de computación por debajo de 40 ms. Todos estos resultados nos muestran claramente la gran precisión y eficiencia del método desarrollado.

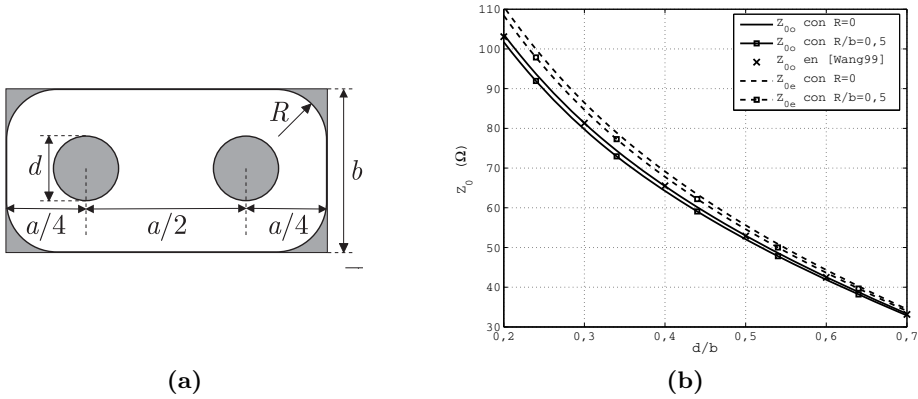


Figura 2.28. En (a) se muestra la geometría y las dimensiones de una línea rectangular coaxial con dos conductores internos cilíndricos, y en (b) la impedancia característica par e impar de dicha línea para el caso de esquinas rectas y para esquinas redondeadas de radio $R = 0,5b$.

Cuando las dos elipses no son cofocales (es decir, la distancia focal c de ambas es distinta) o no son concéntricas, no existe una solución analítica general al problema. En ese caso hay que recurrir obligatoriamente a un método de cálculo numérico. La **figura 2.27(b)** muestra la impedancia característica obtenida mediante nuestro método para una línea que mantiene la misma elipse exterior como conductor externo, y a la que se le cambian las dimensiones del conductor elíptico interior. Aunque ambas elipses siguen siendo concéntricas, en la mayoría de los casos han dejado de ser cofocales y por tanto no se dispone de una fórmula que proporcione el valor exacto.

El segundo ejemplo que vamos a considerar es la caracterización de una línea de transmisión formada por una caja rectangular en cuyo interior hay colocados dos conductores circulares ubicados de forma simétrica (ver **la figura 2.28(a)**). Este tipo de líneas tiene bastante interés práctico, ya que se utilizan en acopladores direccionales en tecnología rectangular-coaxial (es decir, guías coaxiales donde el conductor externo es rectangular en lugar de circular). Al disponer de tres conductores diferentes, la línea admite dos soluciones TEM. A nivel de diseño, suele interesar la caracterización del modo TEM par que se produce cuando ambos conductores internos están al mismo potencial con respecto a masa (es decir, con respecto al contorno rectangular externo), y el modo impar ortogonal asociado a que dichos potenciales sean iguales en valor absoluto pero de signo contrario. La relación entre el potencial y la corriente que circula por los conductores en cada caso se denomina, respectivamente, impedancia característica par Z_{0e} e impar Z_{0o} de la línea.

Sean Z_{011} , Z_{012} , Z_{021} y Z_{011} los elementos de la matriz de impedancia característica Z_0 que se obtendría aplicando el procedimiento descrito en **el apartado 2.6.3**. En ese

caso, las tensiones y las corrientes de los dos conductores internos (asumiendo que el conductor exterior, como es habitual, esté conectado a masa) serán por definición

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{011} & Z_{012} \\ Z_{021} & Z_{022} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.220)$$

si ahora forzamos que $V_2 = V_1$, lo que como consecuencia traerá que $I_2 = I_1$ por la simetría de la línea, tendremos que

$$Z_{0_e} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=V_1} = Z_{011} + Z_{012} = Z_{022} + Z_{021} \quad (2.221)$$

mientras que si hubiéramos forzado $V_2 = -V_1$, con lo que $I_2 = -I_1$, podremos deducir la impedancia característica impar

$$Z_{0_o} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=-V_1} = Z_{011} - Z_{012} = Z_{022} - Z_{021} \quad (2.222)$$

donde las expresiones deducidas para Z_{0_e} y Z_{0_o} reflejan que $Z_{012} = Z_{021}$ por reciprocidad y que $Z_{011} = Z_{022}$ por la simetría de la línea.

Debido a su interés práctico y a la ausencia de soluciones analíticas, recientemente se han desarrollado algunos métodos numéricos para obtener las impedancias características de líneas rectangular-coaxial. Así por ejemplo, en [38] se analiza una línea rectangular-coaxial formada por un contorno rectangular y un conductor interno circular. Aplicando teoría de imágenes, esta geometría sería equivalente a una caja rectangular el doble de ancha, con dos conductores eléctricos circulares dispuestos de forma simétrica y excitados con tensiones iguales pero de signo contrario. Por lo tanto, la impedancia característica obtenida en [38] se puede comparar con la impedancia característica impar Z_{0_o} de la línea con dos conductores internos bajo consideración. En la figura 2.28(b) se muestran las impedancias características par e impar de la línea rectangular-coaxial analizada. Para poder comparar con los resultados disponibles en [38], se ha tomado $a/b = 1,8 + d/b$. Como podemos ver, el ajuste con los datos de la impedancia característica impar Z_{0_o} recogida en la literatura es excelente.

En nuestro caso, al haber desarrollado un código más genérico, podemos analizar prácticamente cualquier geometrías en tecnología rectangular-coaxial. Así por ejemplo, podríamos caracterizar líneas donde uno o ambos conductores presenten un desplazamiento que hagan que la línea deje de ser simétrica. También podríamos caracterizar la línea en el caso de que el conductor exterior de forma rectangular presentara esquinas redondeadas originadas por el proceso de fabricación empleado. En la figura 2.28(b) mostramos de hecho los resultados obtenidos para el caso con las mayores esquinas redondeadas posibles, en el que $R = 0,5b$. Aunque la reducción observada en las impedancias características par e impar no es elevada, al situarse entorno al 2%, sí que es relevante para el rango de precisión normalmente requerido en los dispositivos de microondas actuales, especialmente si se quiere realizar una implementación que no incluya tornillos de sintonía.

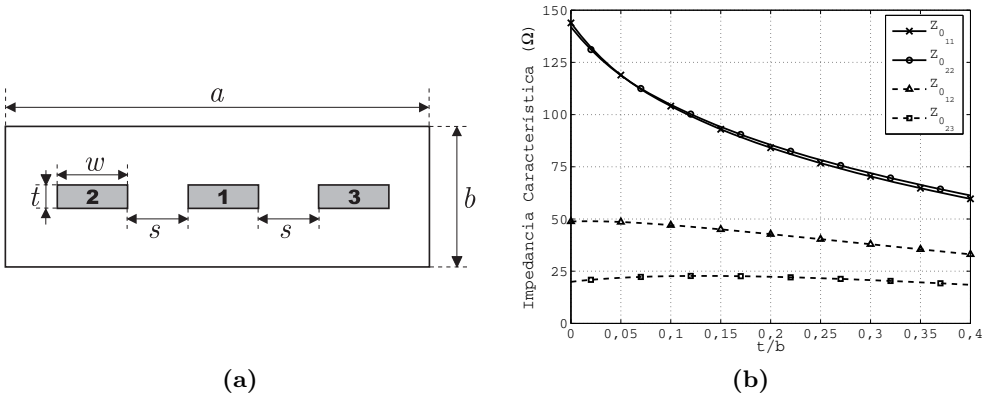


Figura 2.29. Geometría y dimensiones físicas de la línea en tecnología *stripline* con 3 conductores internos rectangulares en (a), y elementos representativos de la matriz de impedancias característica en función del grosor t/b de los conductores en (b).

Tabla 2.10

POTENCIALES EN LOS CONDUCTORES Y PRODUCTOS ESCALARES PARA LA LÍNEA STRIPLINE ANTES Y DESPUÉS DE LA ORTONORMALIZACIÓN

Solución	Potencial Conductores			Producto Escalar		
	$\Delta\phi_1$	$\Delta\phi_2$	$\Delta\phi_3$	1	2	3
TEM						
\mathbf{E}^1	1	0	0	7.4947	-2.9697	-2.9697
\mathbf{E}^2	0	1	0	-2.9697	5.9051	-0.0579
\mathbf{E}^3	0	0	1	-2.9697	-0.0579	5.9051
$\mathbf{e}_1^{\text{TEM}}$	0.3653	0	0	1	$< 10^{-15}$	$< 10^{-15}$
$\mathbf{e}_2^{\text{TEM}}$	0.1822	0.4599	0	$< 10^{-15}$	1	$< 10^{-15}$
$\mathbf{e}_3^{\text{TEM}}$	0.2381	0.1234	0.4764	$< 10^{-15}$	$< 10^{-15}$	1

Consideremos ahora la línea multiconductor en tecnología *stripline* mostrada en la figura 2.29(a), la cual está compuesta por tres conductores internos de forma rectangular de grosor t , centrados, de anchura $w = 0,2b$ y con una separación $s = 0,1b$ entre ellos. La anchura del conductor rectangular externo es $a = 1,5b$. En primer lugar, hemos estudiado como afecta el grosor t de los conductores internos a su impedancia característica, ya que los únicos resultados presentados para este tipo de líneas consideraban un grosor despreciable [134]. En la figura 2.29(b) se muestran los parámetros relevantes de la matriz de impedancias características de la línea (el resto se deducen por simetría o por reciprocidad) en función de t/b . La variación de las im-

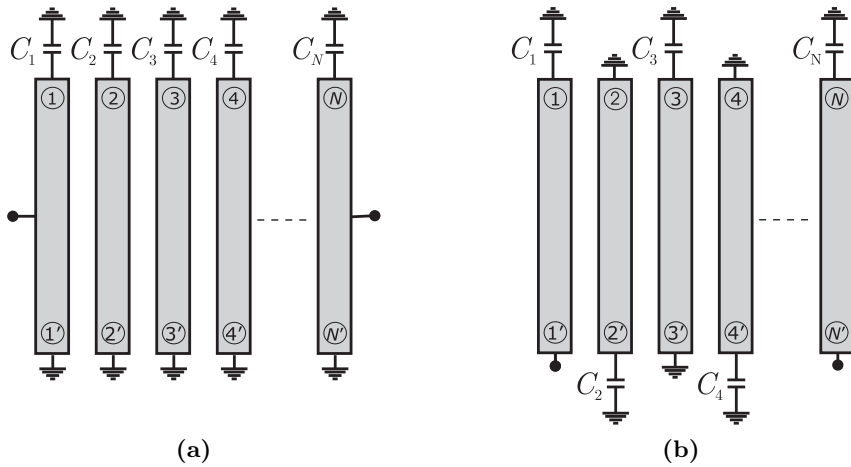


Figura 2.30. Topología simplificada en (a) de un filtro *combline* y en (b) de un filtro *interdigital* acoplados mediante proximidad. Los condensadores representan las capacidades de cada barra con el conductor externo conectado a masa.

pedancias características propias de cada conductor con el grosor es muy significativa, indicando la gran importancia de este parámetro.

Este ejemplo también lo vamos a emplear para ilustrar el procedimiento de ortonormalización de los modos, considerando el caso en el que el grosor t de los conductores internos es $0,2b$. Al tener 3 conductores internos, sería necesario obtener un conjunto de 3 modos TEM ortonormalizados para poder caracterizar esta guía dentro de un componente de microondas. Tras tomar las soluciones TEM que salen al cortocircuitar a masa todos los conductores, excepto el i -ésimo conductor interno (con $i = 1, 2, 3$) que se pondrá a una tensión de 1 V, obtendremos un conjunto de 3 soluciones TEM con campo eléctrico \mathbf{E}^i que aunque es linealmente independiente, no estará ortonormalizado (ver sus productos interiores en la tabla 2.10). La aplicación del procedimiento de Gram-Schmidt recogido en las expresiones (2.212)–(2.214), nos permite deducir las tensiones que deben tener los conductores internos con masa para generar 3 modos TEM ortonormales. Los resultados obtenidos para estos 3 modos TEM, con campo eléctrico $\mathbf{e}_i^{\prime\text{TEM}}$, también se muestran en la tabla 2.10. Los productos interiores demuestran claramente como el conjunto de modos TEM obtenido es ortonormal dentro de la precisión numérica del computador empleado.

Existen distintas formas de realizar la ortonormalización de las soluciones TEM linealmente independientes \mathbf{E}^i , siendo el resultado de aplicar el procedimiento de Gram-Schmidt una de las infinitas opciones. Por ejemplo, aprovechando la simetría de la estructura, podríamos obtener un conjunto formado sólo por modos TEM pares e impares. Como el modo $\mathbf{e}_1^{\prime\text{TEM}}$ ya es par por la simetría de sus potenciales, nos

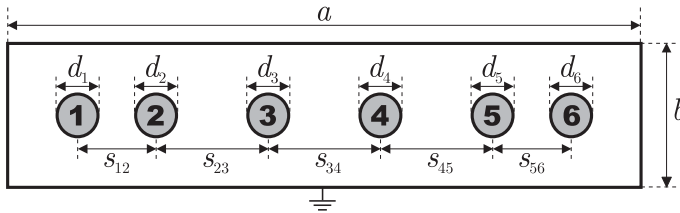


Figura 2.31. Sección transversal de un filtro con 6 barras conductoras cilíndricas, junto a las variables típicas empleadas en su diseño. Mediante el diámetro d_i de los conductores se modifica la capacidad de estos con masa (la cual también se suele ajustar con los tornillos de sintonía introducidos en el extremo en abierto de cada conductor), mientras que la separación $s_{i,i+1}$ permite ajustar las capacidades mutuas entre los conductores internos.

quedaría obtener combinaciones lineales del segundo y el tercer modo TEM que den lugar a distribuciones de campo pares o impares. En concreto, si hacemos las siguientes combinaciones lineales de dichos modos

$$\frac{\mathbf{e}_2^{\prime\text{TEM}} - \alpha \mathbf{e}_3^{\prime\text{TEM}}}{\sqrt{1 + \alpha^2}} ; \frac{\alpha \mathbf{e}_2^{\prime\text{TEM}} + \mathbf{e}_3^{\prime\text{TEM}}}{\sqrt{1 + \alpha^2}} \quad (2.223)$$

con $\alpha = 0,767$ obtenemos nuevamente dos modos TEM ortonormalizados, el primero de ellos con un vector de potenciales $[0 \ 0,290 \ -0,290]$ que genera una distribución de campo impar, mientras que el último modo TEM sería par al colocar los conductores internos a una diferencia de potencial respecto al conductor externo igual a $[0,3 \ 0,378 \ 0,378]$, es decir, el conductor central se encontraría a una tensión de 0,3 voltios, mientras que los otros dos ubicados de forma simétrica tendrían la misma tensión de 0,378 V.

El último ejemplo que vamos a tratar se centra en la aplicación de los sistemas multiconductor al diseño de filtros *comblíne* e *interdigital*. Estos filtros de tamaño compacto son capaces de proporcionar respuestas paso banda de prácticamente cualquier ancho de banda. Además, se pueden diseñar para que presenten una amplia banda eliminada libre de espúreos, ya que la segunda resonancia se suele producir entorno a 3 ó 4 veces la frecuencia central del filtro.

Un filtro *comblíne* o *interdigital* de orden N se suele construir a partir de N barras metálicas en paralelo encerradas en una caja metálica. Uno de los extremos de cada barra está conectado a la caja, quedando el otro extremo al aire. En los filtros *comblíne* todas las barras conductoras están unidas a la caja por el mismo extremo, mientras que en los filtros *interdigital*, se va alternando el extremo de las barras metálicas conectado a la caja. En la [la figura 2.30](#) se muestra un esquema simplificado de ambas topologías en tecnología coaxial. Los filtros *comblíne* son los más habituales en la práctica, al ser más compactos y tener todos los tornillos de sintonía en la misma pared (por el lado en el que los extremos de las barras conductoras quedan al aire).

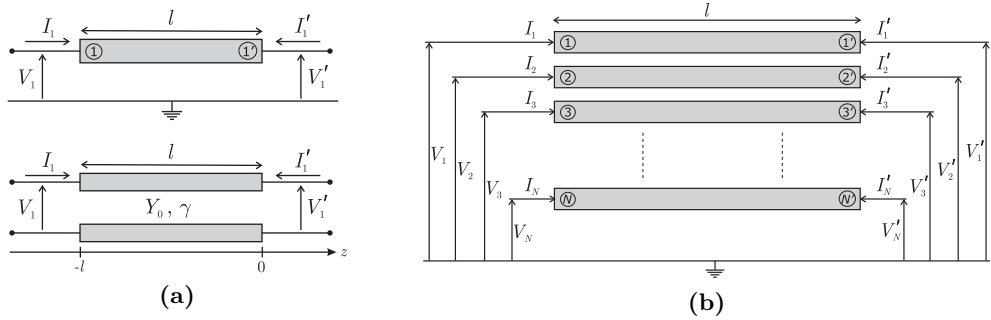


Figura 2.32. En (a) se muestra una barra conductora enfrentada al conductor que representa masa y su circuito equivalente en forma de una línea de transmisión. En (b) se representa un conjunto de N barras conductoras en paralelo acopladas entre sí y con un conductor puesto a masa.

Por su parte, entre las ventajas de los filtros *interdigital* habría que citar que presentan una respuesta más simétrica y con un mejor comportamiento en la banda eliminada.

Cuando el ancho de la banda de paso es moderado o alto, los distintos conductores suelen estar acoplados por proximidad. Si la banda de paso a implementar es estrecha, se prefiere implementar el acoplo mediante aperturas, evitando así tener que separar mucho los conductores con el consiguiente aumento en el tamaño de la estructura. La mayor parte de las secciones transversales de estos filtros son en realidad la de una línea multiconductor. La figura 2.31 representa la sección transversal más habitual de un filtro de gran ancho de banda con 6 barras conductoras cilíndricas.

Los procedimientos clásicos de síntesis de estas estructuras están basados en la matriz de admitancias de un conjunto de N barras conductoras paralelas de la misma longitud física l . Partiremos en primer lugar de la relación entre las tensiones y las corrientes en cada extremo de una única barra conductora enfrentada con masa (ver la figura 2.32(a)). Según la teoría clásica de líneas de transmisión, esta relación viene dada por

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_1' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_0 \coth(\gamma l) & Y_0 \operatorname{csch}(\gamma l) \\ Y_0 \operatorname{csch}(\gamma l) & Y_0 \coth(\gamma l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_1' \end{bmatrix} \quad (2.224)$$

donde en el caso ideal sin pérdidas el exponente lineal de propagación a una pulsación ω viene dado por $\gamma = j\omega/v$, siendo v la velocidad de propagación en el medio, mientras que la admitancia característica Y_0 es igual a vC , con C denotando la capacidad entre la barra y el conductor puesto a masa. En este caso en el que sólo existe una barra conductora, y en virtud de (2.204), la capacidad C coincidirá con el coeficiente de capacidad c de dicha barra.

Tras deducir que el coeficiente de capacidad c es una constante que multiplica a toda la matriz de admitancias correspondiente a una barra, no es difícil generalizar

la relación (2.224) entre tensiones y corrientes para el caso de N barras conductoras en paralelo de longitud l (ver la figura 2.32(b)) y obtener [93]:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ \mathbf{I}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_0 \coth(\gamma l) & \mathbf{Y}_0 \operatorname{csch}(\gamma l) \\ \mathbf{Y}_0 \operatorname{csch}(\gamma l) & \mathbf{Y}_0 \coth(\gamma l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V} \\ \mathbf{V}' \end{bmatrix} \quad (2.225)$$

siendo $\mathbf{I} = [I_1, I_2, \dots, I_N]^t$ y $\mathbf{V} = [V_1, V_2, \dots, V_N]^t$ los vectores de corrientes y tensiones a la entrada de las barras conductoras, e \mathbf{I}' y \mathbf{V}' los mismos vectores para las corrientes y tensiones medidas a la salida de las barras. Por su parte, $\mathbf{Y}_0 = \mathbf{vc}$ es la matriz de admitancias característica del sistema multiconductor cuyos elementos están definidos en (2.206).

Aplicando ahora las condiciones de contorno a las que se ve sometida cada una de las barras conductoras, se puede establecer tanto el circuito equivalente de los filtros *combliné e interdígital* como un procedimiento analítico aproximado para poder sintetizarlos [73], [140], [141]. A partir del tipo de respuesta seleccionada se determinarían los parámetros del circuito equivalente (es decir, la frecuencia de resonancia de los distintos resonadores y las constantes de acoplo entre ellos). Estos parámetros se relacionarían a continuación con las capacidades mutuas entre resonadores y la capacidad de cada resonador con masa. El problema de diseño, por tanto, se podría reducir a ajustar las dimensiones de los distintos elementos de la estructura hasta conseguir unas ciertas capacidades objetivo.

Estos procedimientos clásicos de diseño, no obstante, presentan una serie de aproximaciones que reducen su precisión, entre las que cabe destacar:

- Determinan las capacidades considerando sólo un conductor y la caja metálica (para obtener los coeficientes de capacidad $c_{i,i}$) y parejas de conductores aislados (para obtener los coeficientes de inductancia $c_{i,j}$). En la realidad cada resonador influye sobre el resto y modifica el valor de todas las capacidades existentes en el sistema multiconductor (la variación será mayor conforme mayor sea el grado de acoplo).
- Sólo hay un conjunto limitado de geometrías para las que se pueden calcular de forma más o menos aproximada las capacidades entre conductores [9].
- Se asume que la caja rectangular exterior no tiene paredes laterales (con lo que la caja tendría una anchura infinita).
- No se tiene en cuenta el efecto de bordes asociado a los extremos de la estructura, donde o bien la barra conductora está unida a la caja de la estructura o bien se encuentra en abierto.
- Tampoco se considera el efecto de los modos de orden superior. No obstante, el efecto predominante en estas estructuras está asociado a los modos TEM, ya que los modos superiores aparecen a frecuencias bastante más elevadas.

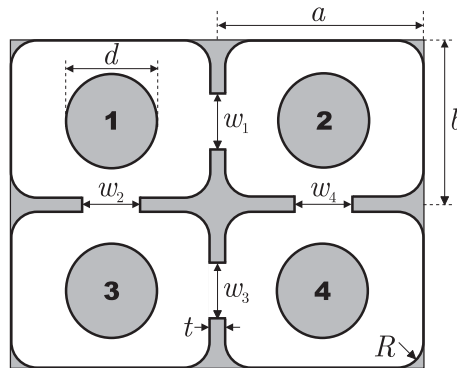


Figura 2.33. Conjunto de 4 resonadores *combline* acoplados mediante aperturas. Dimensiones: $a = 60$ mm, $b = 50$ mm, $d = 30$ mm, $t = 6$ mm, $R = 12$ mm, $w_1 = 12$ mm, $w_2 = w_4 = 20$ mm, $w_3 = 14$ mm.

La técnica de caracterización de sistemas multiconductor es muy útil en este contexto, ya que es capaz de eliminar las tres primeras limitaciones de las metodologías clásicas. De hecho es capaz, por una parte, de caracterizar de forma precisa el sistema multiconductor en su conjunto, y por otra permite emplear conductores de sección transversal arbitraria, siempre que su contorno se pueda representar combinando tramos rectos, circulares y elípticos (que además, son los más habituales en la práctica).

Desafortunadamente, las dos últimas limitaciones de las técnicas clásicas no podrán ser resueltas con precisión más allá de la aplicación de correcciones semiempíricas. Por ejemplo, para tener en cuenta el efecto de los extremos, que afectará sobre todo a la capacidad existente entre cada conductor y masa, sería necesario generalizar este método para geometrías 3D empleando las implementaciones tridimensionales del método BI-RME [4], [142], [143]. En cualquier caso, la técnica presentada en esta sección permite obtener unos valores iniciales para las dimensiones de la estructura. Estos valores deberían ser posteriormente refinados mediante el empleo de potentes (y normalmente lentos) simuladores 3D y, en muchas ocasiones, ajustando los tornillos de sintonía normalmente introducidos en estas topologías para poder corregir las tolerancias de fabricación y las imprecisiones del proceso de diseño.

Para ilustrar las posibilidades en el modelado de geometrías en tecnología coaxial, se han determinado las capacidades del sistema multiconductor de la figura 2.33 compuesto por 4 resonadores *combline* acoplados mediante aperturas. Utilizando la técnica descrita en el apartado 2.6.3, se han evaluado tanto la capacidad de cada conductor interno con el externo (que suponemos conectado a masa) como las capacidades mutuas entre ellos. Gracias a la capacidad para tratar geometrías de sección arbitraria, se ha podido también incluir el efecto de las esquinas redondeadas que normalmente presentan este tipo de geometrías, y que en este caso introducen un error del orden del 1 – 2 % en los resultados. La tabla 2.11 recopila las capacidades de este sistema mul-

Tabla 2.11
CAPACIDADES DEL SISTEMA MULTICONDUCTOR FORMADO POR RESONADORES
COMBLINE

Capacidades a masa		Capacidades mútuas	
$C_{1,0}$	84,3761 pF/m	$C_{1,2}$	0,2135 pF/m
$C_{2,0}$	84,3759 pF/m	$C_{1,3} = C_{2,4}$	2,4224 pF/m
$C_{3,0}$	83,9208 pF/m	$C_{1,4} = C_{2,3}$	0,0852 fF/m
$C_{4,0}$	83,9209 pF/m	$C_{3,4}$	0,3507 pF/m

ticonductor. El diseñador podría ir variando las dimensiones físicas de la estructura hasta conseguir las capacidades objetivo que se deducen a partir del procedimiento de síntesis empleado. Este proceso se podría realizar de una forma bastante rápida gracias a la eficiencia numérica de la técnica desarrollada.

Capítulo 3

Filtros Inductivos

Una vez ha quedado completamente descrita la herramienta de simulación electromagnética desarrollada, en los capítulos siguientes la utilizaremos para abordar el diseño de diferentes tipos de filtros de microondas empleados habitualmente en aplicaciones de banda amplia.

En concreto, en este capítulo se describen las técnicas de diseño desarrolladas para la primera de las estructuras objeto de estudio en la presente memoria, los filtros inductivos en guía onda rectangular.

En primer lugar, se realiza una breve introducción donde se comentan las ventajas e inconvenientes de estas estructuras, sus principales aplicaciones prácticas, y se enumeran las topologías concretas que van a ser abordadas en esta tesis.

A continuación se presenta una nueva técnica para el diseño automatizado de los filtros inductivos convencionales en guía onda rectangular. Este procedimiento introduce un cambio importante de filosofía con respecto a las técnicas clásicas, y nos va a permitir dejar prácticamente resuelto el diseño de la estructura tras completar la fase de síntesis dimensional. Para conseguirlo, se propone un prototipo circuital muy general y flexible, capaz de representar de forma precisa el comportamiento de la estructura en un gran ancho de banda. Así mismo, se presenta una nueva técnica de síntesis combinada del prototipo y la estructura, en la que ambas se realimentan y evolucionan conjuntamente hasta obtener unas excelentes dimensiones iniciales del dispositivo real, y que en la mayoría de los casos ni siquiera requiere realizar un reajuste final mediante optimización.

Por último, se va a describir una técnica de optimización basada en el procedimiento del mapeado espacial agresivo, y que va a permitir el diseño de filtros inductivos con tornillos de sintonía. Este tipo de optimizadores se podrían también integrar con la nueva técnica de síntesis propuesta para completar aquellos diseños que necesiten un pequeño reajuste final.

3.1. Introducción

Las topologías inductivas en guía onda rectangular fueron una de las primeras formas de implementar filtros paso banda [42], y por su simplicidad de fabricación, siguen siendo a día de hoy unos de los dispositivos de filtrado más habituales en tecnología guiada.

La respuesta de estos filtros es independiente de la altura de la estructura cuando se excitan con modos TE_{m0} . Este hecho se debe por un lado a la distribución uniforme de campo de estos modos con la altura, y por otro a que el corte longitudinal de la estructura es el mismo a cualquier altura. Ante la incidencia del modo fundamental TE_{10} o cualquier otro modo TE_{m0} , y tal y como hemos demostrado en el apartado 2.2.5, estas estructuras se pueden tratar directamente como si fueran topologías bidimensionales tras obviar la inexistente variación en altura.

Los filtros inductivos se forman al acoplar cavidades resonantes en guía onda rectangular mediante obstáculos inductivos invariantes en altura. Las cavidades deben ser voluminosas ya que el modo TE_{10} tiene que estar en propagación, y además deben medir del orden de media longitud de onda en la guía para poder explotar su primera resonancia. Como contrapartida a este considerable tamaño, probablemente su principal inconveniente, el factor de calidad de las cavidades de la estructura es bastante elevado ($Q \simeq 3000 - 6000$), lo que normalmente da lugar a unas pérdidas de inserción bastante atractivas. Proporcionan así mismo una elevada capacidad de manejo de potencia, al tener un campo eléctrico completamente vertical en una estructura voluminosa y sin obstáculos en altura. Además, como la altura de la estructura no afecta en teoría a su respuesta electromagnética, la potencia máxima a la entrada se puede aumentar simplemente incrementando la altura de toda la geometría. No obstante, y desde un punto de vista más práctico, esta mejora se produciría probablemente a cambio de una degradación de las prestaciones en la banda eliminada, por la mayor presencia de espúreos asociados a modos con variación en altura.

La selectividad de la respuesta de estos filtros cerca de la banda de paso es bastante buena, aunque presenta una caída asimétrica. La selectividad es de hecho mayor a frecuencias por debajo de la banda de paso debido a su mayor cercanía a la frecuencia de corte del modo fundamental, lo que implica una mayor variación de la longitud de onda en la guía λ_g con la frecuencia.

El final de la banda eliminada en estas estructuras se debe principalmente a dos factores. El primero se produce cuando los modos en las ventanas de acoplo pasan a estar en propagación y resuenan, generando espúreos afilados en la banda de paso. El segundo factor limitante es la aparición de una segunda banda de paso asociada a las resonancias TE_{102} de las cavidades de la estructura. Con una elección adecuada del tipo de obstáculo inductivo, es posible tener bajo control el primero de estos factores y conseguir que la banda eliminada cubra hasta aproximadamente 1.5~1.6 veces la frecuencia central de la banda de paso, es decir, una extensión de 1.5~1.6:1. Este límite, asociado a la aparición del segundo factor, se ve favorecido por el uso

habitual de resonadores muy similares y que por tanto tienen su segunda resonancia a prácticamente la misma frecuencia.

Una banda eliminada máxima de 1.6:1 es una prestación bastante pobre para muchas aplicaciones prácticas. Afortunadamente, es posible mejorar esta extensión si se emplean resonadores de distinta anchura que tengan la resonancia TE_{101} prácticamente a la misma frecuencia, pero cuya segunda frecuencia de resonancia, asociada al modo TE_{102} de la cavidad, sea muy distinta. Esta posibilidad fue propuesta hace muchos años en [69], y aunque los resultados obtenidos inicialmente no fueron mucho mejores (se ampliaba la banda eliminada a 1.75:1), si se utiliza de forma apropiada permite obtener filtros que cubran más allá del segundo armónico [71]. Esta mejora sólo se puede conseguir utilizando filtros con resonadores de anchuras diferentes, es decir, mediante filtros inhomogéneos en los que el cociente entre las longitudes de onda en la guía en distintas partes de la estructura (en este caso cavidades y puertos de acceso) no es constante con la frecuencia ([9]; p. 257). De hecho, los mejores resultados se obtienen siempre con topologías fuertemente inhomogéneas.

Los filtros inductivos se utilizan en una amplia gama de aplicaciones prácticas. De hecho, al ser una de las topologías en guía de onda más fáciles y económicas de construir, se emplean con bastante asiduidad para filtrar señales en sistemas de comunicaciones en las bandas de RF, microondas y milimétricas donde el espacio y el peso no sean una limitación, y se requiera trabajar con ciertos requisitos de potencia y atenuación que no puedan ser satisfechos por la tecnología impresa. También se utilizan en sistemas que requieran de un dispositivo de filtrado que tenga un trato exquisito con la potencia, bien porque necesiten una buena capacidad de manejo de potencia y/o unas bajas pérdidas de inserción. Así por ejemplo, y pese a su mayor volumen, se utilizan con frecuencia en los satélites de comunicaciones. Se suelen usar en primer lugar en la rama de recepción del diplexor de entrada, donde se debe filtrar con unas pérdidas muy bajas la señal recibida por la antena (ver la figura 1.2 de la página 4). En segundo lugar, se pueden también emplear en la parte de transmisión seguido por un filtro paso bajo corrugado, para eliminar los armónicos generados por los amplificadores de potencia. Esta última aplicación requiere soportar elevados niveles de potencia, presentar una baja atenuación, y al mismo tiempo proporcionar una buena selectividad para no interferir con otros grupos de canales del satélite [13], [14].

Existen diversas variedades de filtros paso banda inductivos, en función de los obstáculos que se deseen emplear para implementar los acoplamientos. La solución más habitual es usar ventanas inductivas, dando lugar a la topología representada en la figura 3.1(a) de la próxima página. Normalmente este tipo de estructuras se suelen fabricar en una configuración basada en cuerpo y tapa. El cuerpo se realiza con una microfresadora que vacía un bloque metálico, y que va dejando esquinas redondeadas en los cambios de anchura de la estructura. Esto ocasiona que, en la práctica, la estructura real fabricada tenga en la mayoría de las ocasiones la forma mostrada en la figura 3.1(b).

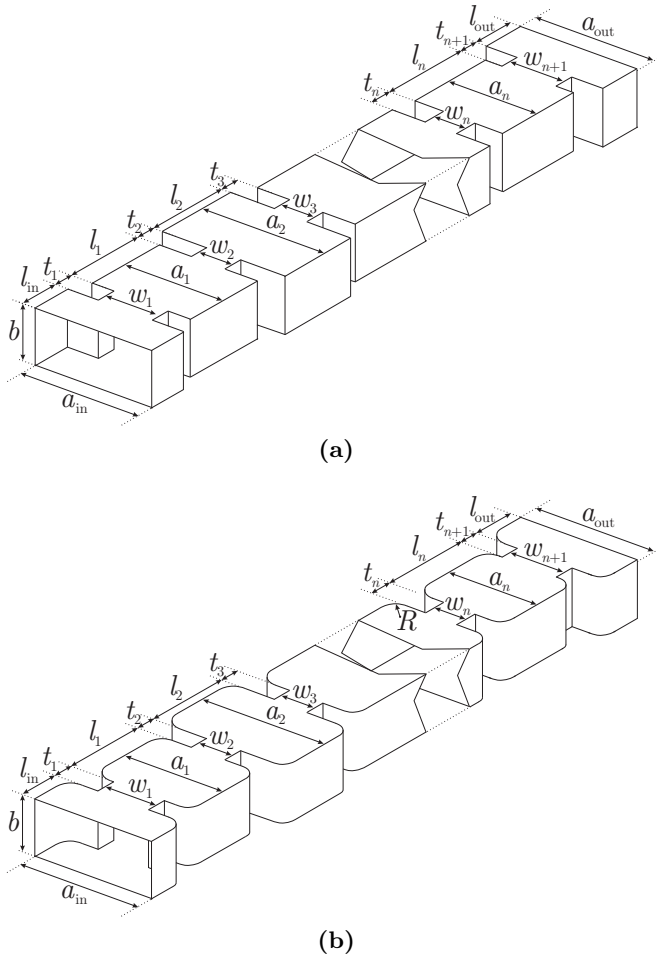


Figura 3.1. Filtros paso banda de orden n con ventanas de acoplamiento inductivas, junto a sus dimensiones físicas relevantes. En (a) se muestra una topología inhomogénea y en (b) la misma topología incluyendo esquinas redondeadas de radio R producidas por el proceso de fabricación.

Otras alternativas de implementación, normalmente a un coste más reducido, son los filtros en plano E o *E-plane*. Estos filtros se construyen introduciendo delgadas placas longitudinales con los obstáculos metálicos que separan y acoplan a los distintos resonadores de la estructura (ver la figura 3.2). La solución más habitual por su menor coste es un filtro en plano E homogéneo con una única placa metálica en el centro de la estructura [67], [144]. Esta topología tan fácil de fabricar tiene el inconveniente de presentar una banda eliminada que a duras penas llega a 1.4:1. Para mejorar

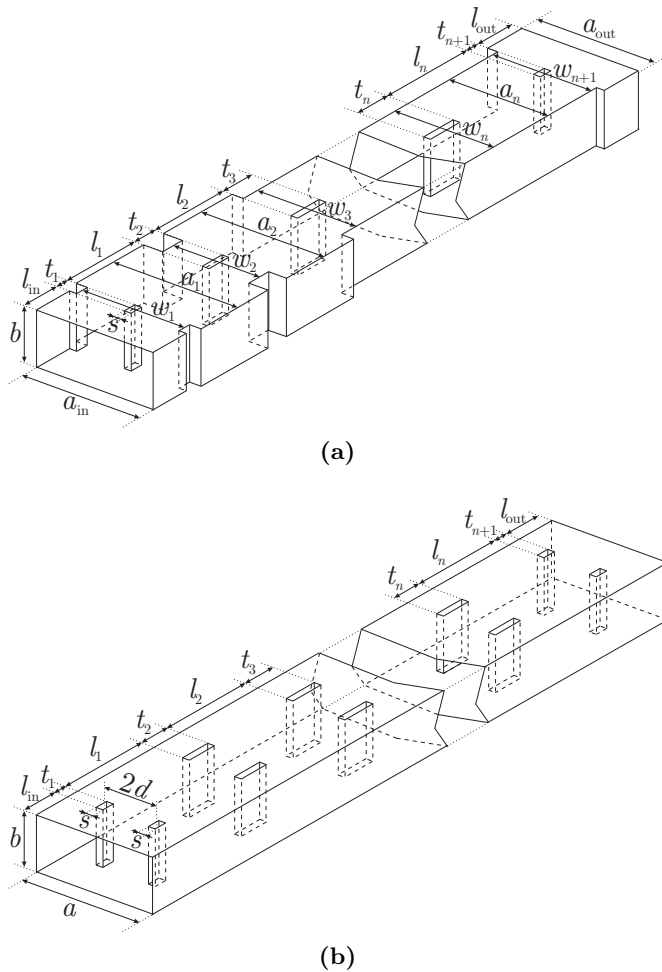
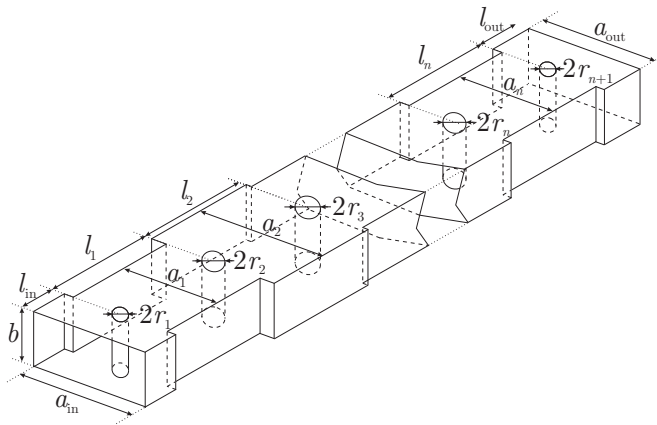


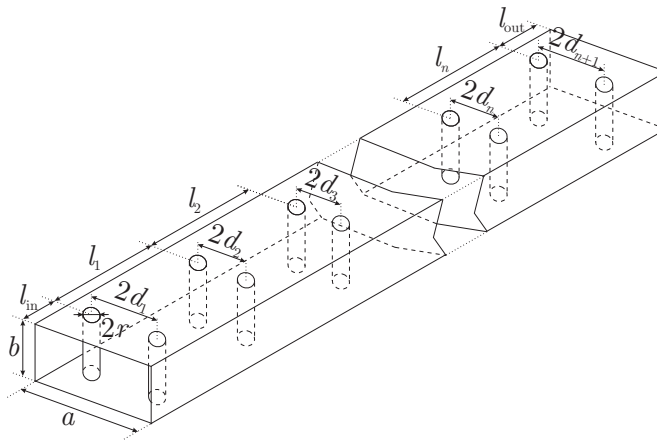
Figura 3.2. Filtros paso banda de orden n en plano E, con sus dimensiones físicas relevantes. En (a) se representa un caso muy general de filtro inhomogéneo con una única tira metálica centrada y en (b) un filtro homogéneo construido con dos tiras metálicas ubicadas de forma simétrica que introducen los elementos de acoplamiento.

esta prestación se pueden utilizar dos placas metálicas delgadas paralelas y ubicadas de forma simétrica respecto al centro de la estructura [145] junto a resonadores de distinta anchura [146], [147].

Otra forma de implementar filtros paso banda de bajo coste se basa en utilizar postes cilíndricos inductivos como elementos de acoplo, tal y como se muestra en la figura 3.3. Una primera solución consiste en colocar los postes en el centro de la



(a)



(b)

Figura 3.3. Filtros paso banda con postes inductivos de orden n , con sus dimensiones físicas relevantes. Topología inhomogénea genérica con postes centrados de radio variable en (a). Topología homogénea con dos postes simétricos de radio r fijo y separación variable en (b).

estructura y ajustar el nivel de acoplamiento cambiando su radio, dando lugar a una topología como la representada en la figura 3.3(a). Como normalmente los postes se fabrican por separado y luego se añaden al cuerpo de la estructura, es mejor utilizar postes de unos ciertos radios predefinidos que sean más sencillos y económicos de adquirir o fabricar. Por dicha razón, la solución más habitual es la mostrada en la figura 3.3(b), en la que todos los postes tienen el mismo radio (o, a lo sumo, se emplean un par de radios distintos). En este caso se suelen utilizar parejas de postes del mismo

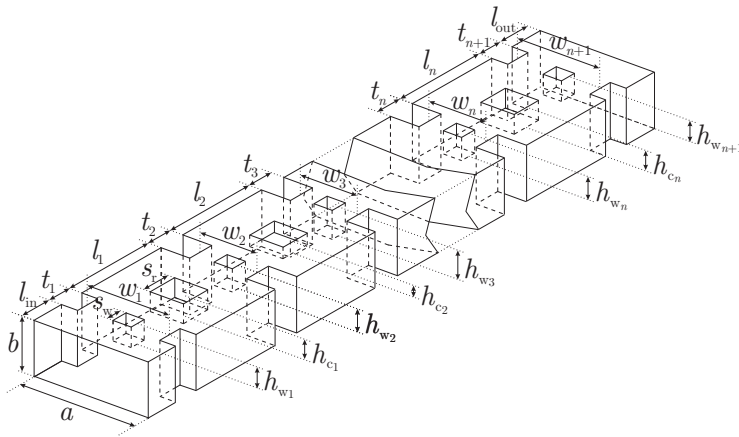


Figura 3.4. Filtro paso banda homogéneo de orden n con un cuerpo inductivo al que se le incorporan elementos de sintonía desde la pared superior, junto a sus dimensiones físicas relevantes.

radio ubicados simétricamente respecto al centro de la estructura. La separación d_i entre cada pareja de postes con el centro es ahora la variable que permitirá ajustar la cantidad de acoplamiento entre resonadores adyacentes.

La última clase de dispositivos cuyo diseño vamos a abordar es la formada por los filtros inductivos a los que se le incorporan elementos metálicos en los resonadores y en las ventanas de acoplamiento para poder sintonizarlos [148]. Estos filtros, como vemos en la figura 3.4, están formados por un cuerpo inductivo que incluye las ventanas de acoplamiento y una tapa donde se colocan las inserciones metálicas. Utilizando distintas tapas para un mismo cuerpo, se puede cambiar la frecuencia central del filtro dentro de un cierto margen, e incluso, si fuera necesario, el ancho de la banda de paso del dispositivo. Al introducir los elementos de sintonía, el filtro deja de ser en realidad inductivo, por lo que esta topología se tratará en la sección 3.3 de forma separada al resto del capítulo.

En este capítulo sólo se considerarán estructuras con un plano de simetría en anchura. Las estructuras asimétricas, si bien pueden ser más económicas de fabricar al tener menos elementos de acoplamiento, excitan de forma natural al modo TE_{20} degradando rápidamente el comportamiento en la banda eliminada. Este modo teóricamente no se excita en estructuras simétricas, que por tanto proporcionan unas mejores prestaciones fuera de banda¹.

¹En la práctica, debido a las tolerancias de fabricación y a los desalineamientos en las conexiones, las estructuras no son completamente simétricas, y pueden aparecer espúreos a las frecuencias de paso de otros modos que teóricamente no se deberían excitar en la estructura. En cualquier caso, su efecto será considerablemente menor que en aquellas estructuras donde dichos modos se excitan de forma natural.

3.2. Diseño Automatizado de Filtros Inductivos Convencionales²

En este apartado vamos a presentar un método novedoso que permite realizar el diseño eficiente, y de forma completamente automatizada, de las topologías más habituales de filtros inductivos en guía onda rectangular. Se considerarán los tipos de obstáculos inductivos más habituales en la práctica: ventanas de acoplo, postes rectangulares de pequeño grosor y postes cilíndricos. Así mismo, se podrá considerar durante el proceso de diseño las esquinas redondeadas que suelen introducir en la estructura las técnicas de fabricación.

3.2.1. Fundamentos de la Nueva Metodología de Diseño

En la revisión del estado del arte de las técnicas de diseño recogida en el apartado 1.2.2, se comentó que tras seleccionar la topología más adecuada para satisfacer unas ciertas especificaciones, las metodologías clásicas realizaban su diseño aplicando consecutivamente los siguientes tres pasos:

- Paso P1. Síntesis de un prototipo circuital de la estructura. Por un lado, dicho prototipo debe ser lo más similar posible a la estructura real que se pretende diseñar, pero por otro lado, debe ser suficientemente simple como para poder sintetizarlo de forma analítica (es decir, obtener analíticamente el valor de los elementos del prototipo que le proporcionen una cierta respuesta ideal que verifique las especificaciones de diseño).
- Paso P2. Síntesis dimensional de la estructura. Realizar una equivalencia entre los elementos del prototipo sintetizado en el paso P1 y las distintas partes de la estructura, que permita extraer unas dimensiones iniciales de la misma.
- Paso P3. Partiendo de las dimensiones obtenidas en el paso P2, realizar una optimización de la estructura dirigida a obtener una respuesta que cumpla de la mejor forma posible las especificaciones de diseño.

A continuación, si los resultados alcanzados son satisfactorios y el presupuesto lo hace posible, se fabricaría la estructura diseñada y se mediría la respuesta del dispositivo finalmente fabricado. En el caso de que la estructura incorpore elementos de sintonía para corregir los errores de fabricación, se deberán reajustar para compensar el deterioro observado en la respuesta.

²En el trabajo descrito en este apartado ha sido muy importante la labor realizada por la Ingeniera Eva Tarín en la implementación, verificación y mejora de ciertas partes del algoritmo, y en la puesta a punto del optimizador de rizado constante utilizado. Así mismo, tanto Eva Tarín como el doctorando Óscar Moneris merecen el reconocimiento por la excelente labor realizada al enlazar el software desarrollado dentro de la herramienta comercial FEST3D.

Este procedimiento, como ya se comentó en el apartado 1.2.2, se adapta perfectamente a estructuras de banda estrecha, cuya respuesta en la banda de paso se puede aproximar con precisión mediante una función polinómica en una variable relacionada con la frecuencia. En ese caso, se puede tener un prototipo capaz de representar fielmente a la estructura en dicho ancho de banda, y que al mismo tiempo se pueda sintetizar analíticamente.

Sin embargo, el comportamiento de dispositivos de mayor ancho de banda no se puede aproximar por una función polinómica, al no poder desprestigiar la dependencia con la frecuencia de sus elementos. Esta problemática es aún mayor en estructuras inhomogéneas, donde no existe una única definición de longitud de onda guiada válida para todos los elementos de la estructura, y por tanto es imposible expresar su comportamiento mediante una función de una única variable.

Todas estas afirmaciones también se cumplen para el caso de los filtros inductivos, pese a ser una de las topologías con mayor interés práctico y de las más estudiadas a lo largo de los años, y por tanto poseer unos métodos de diseño muy maduros y desarrollados.

La primera técnica de diseño de este tipo de componentes se presentó hace décadas en uno de los trabajos clave en el área de las microondas [42]. Este método parte en el fondo de un prototipo de elementos concentrados, en claro contraste con el carácter distribuido de los resonadores de la estructura, por lo que sólo es capaz de proporcionar buenos resultados para filtros de ancho de banda reducido. La técnica propuesta en [149] palió esta situación al hacer uso de un prototipo distribuido homogéneo, consiguiendo resultados razonables para la época en un ancho de banda moderado (es decir, un ancho de banda relativo del 5%–15% en términos de la longitud de onda en la guía). La mayor imprecisión de este método es que desprecia la variación con la frecuencia de los elementos inductivos que acoplan los resonadores. Este problema fue posteriormente resuelto por Levy en [72], al desarrollar una técnica analítica que asumía que los elementos de acoplo del filtro se comportaban como bobinas ideales en paralelo. De forma independiente, en [73], [150], Rhodes propuso un procedimiento bastante similar que da unas fórmulas explícitas para determinar el valor de los elementos del prototipo. Los excepcionales métodos debidos a Levy y Rhodes son la base de las técnicas que durante más de 40 años se han empleado para el diseño de este tipo de filtros, y son capaces de proporcionar un buen punto inicial para filtros homogéneos de ancho de banda moderado. Recientemente, el procedimiento clásico de Levy ha sido ligeramente mejorado en [151] tras aplicar la técnica descrita en [152] para incorporar la pendiente de la reactancia de las ventanas de acoplo reales dentro del modelo de los resonadores.

A pesar de todos estos avances, y de la gran madurez de las técnicas desarrolladas por Levy y Rhodes, en su aplicación práctica se pueden observar dos importantes limitaciones. La primera es que el prototipo empleado para representar la estructura se mantiene lo suficientemente simple como para poder realizar su síntesis de for-

ma analítica³, y por tanto es incapaz de representar con precisión la dependencia en frecuencia de las distintas partes de la estructura en un amplio ancho de banda (por ejemplo, un elemento de acoplo inductivo real no se comporta exactamente como una inductancia ideal paralelo en un amplio margen de frecuencias). Esto hace que la respuesta de la estructura sintetizada en filtros de gran ancho de banda presente habitualmente ciertas degradaciones, como la pérdida de ceros de reflexión, una variación del ancho de banda y de la frecuencia central, y un deterioro del rizado en la banda de paso. La segunda limitación de estos procedimientos reside en que el prototipo empleado en ambas técnicas es homogéneo, y por tanto incapaz de poder modelar filtros inductivos con resonadores de distinta anchura. Recientemente, se ha intentado ampliar el método de Rhodes [73] para aplicarlo a estructuras inhomogéneas [74], pero los resultados obtenidos sólo son satisfactorios en un ancho de banda muy reducido.

Estas limitaciones son comunes en los procedimientos utilizados en la actualidad para el diseño de cualquier topología. Para evitar dichas limitaciones, se ha desarrollado en esta tesis una nueva metodología lo suficientemente general como para ser capaz de abordar también el diseño de dispositivos inhomogéneos y de gran ancho de banda. Esta metodología la aplicaremos para el caso particular de filtros inductivos en guía onda rectangular.

En primer lugar, la nueva metodología utilizará un prototipo circuital que se concebirá para representar con la mayor precisión posible el comportamiento de la estructura a diseñar, en lugar de imponer como primera restricción que sea analíticamente sintetizable (como sucede en los prototipos tradicionales). Por supuesto, y respetando una gran similitud con el dispositivo real, se debe siempre pretender además que el prototipo sea lo más simple posible. Estos nuevos requisitos darán lugar a un prototipo muy general y flexible, dotado de varios grados de libertad que permitan ajustar su comportamiento al de la estructura real. Es importante además que este prototipo, para un valor concreto de sus parámetros, tome la forma de un prototipo clásico que se pueda sintetizar de forma analítica.

En segundo lugar, se combinan y fusionan la síntesis del prototipo y de la estructura, es decir, los pasos P1 y P2 de la metodología clásica de diseño. Tradicionalmente, la relación entre ambos pasos residía en que la síntesis dimensional de la estructura intentaba implementar el prototipo obtenido tras el paso P1, y a partir de este punto se pasaba a realizar la optimización final de la estructura. Sin embargo, las diferencias existentes entre el prototipo y la estructura degradan la calidad de las dimensiones iniciales obtenidas, y se trasladan directamente a una optimización final (paso P3) que puede complicarse enormemente cuando estas diferencias no sean menores.

En la nueva metodología propuesta en esta tesis se introduce un camino de realimentación novedoso. Una vez se han extraído las dimensiones de la estructura, se simulan las distintas partes del dispositivo en la banda de frecuencias de interés y el comportamiento observado se utiliza para ajustar los grados de libertad del prototipo

³En realidad, hay pequeñas aproximaciones en los procedimientos de síntesis que hacen que la respuesta recuperada con el prototipo sintetizado no se corresponda exactamente con la ideal buscada.

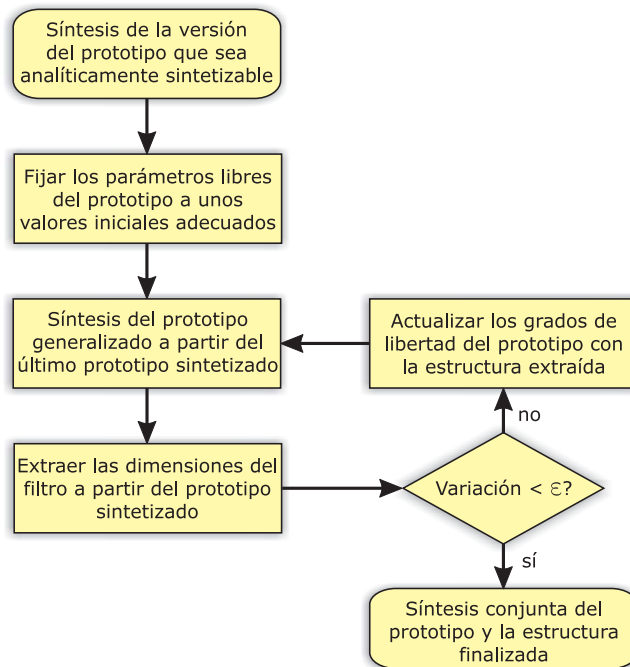


Figura 3.5. Diagrama de flujo simplificado de la nueva metodología de síntesis de filtros de microondas propuesta.

generalizado, que deberá sintetizarse nuevamente. De esta forma conseguimos que el prototipo vaya heredando el comportamiento real de la estructura. Actuando de forma iterativa, tanto el prototipo como la estructura sintetizada se van realimentando continuamente entre sí, de modo que tras alcanzar convergencia habremos conseguido un prototipo sintetizado que se comportará de una forma muy similar a la estructura, y una excelente estructura inicial que prácticamente recuperará la respuesta ideal del prototipo sintetizado. Como resultado, esta estructura inicial requerirá en el peor de los casos de una ligera y rápida optimización final.

La mayor dificultad de este nuevo procedimiento recae en la síntesis de un prototipo muy general, y cuya respuesta normalmente no se puede representar mediante una función polinómica en una única variable. La síntesis del prototipo además tiene que completarse siempre de forma satisfactoria para no bloquear el procedimiento de diseño. Sin embargo, y como resulta evidente, no existen técnicas de síntesis analíticas que permitan obtener el valor de los elementos de un prototipo tan general. En su lugar se deberá desarrollar un procedimiento extremadamente robusto, que permita completar la síntesis de los distintos prototipos que se van a ir obteniendo en cada una de las iteraciones.

En cada paso se partirá del prototipo sintetizado en la iteración anterior, y se deberá sintetizar correctamente el prototipo cuyos grados de libertad se han fijado para emular el comportamiento de la última estructura extraída. Para realizar la síntesis, podemos establecer en primer lugar un procedimiento aproximado que proporcione unos valores iniciales de los elementos del prototipo, que luego se refinarán mediante una optimización encaminada a recuperar la respuesta objetivo. Si este procedimiento de síntesis falla o empieza a ser muy costoso, siempre podremos apoyarnos en la flexibilidad del dominio circuital e introducir un prototipo adicional con unos parámetros más cercanos a los del prototipo inicial, y por tanto más fácil de sintetizar a partir de éste. Una vez sintetizado el prototipo intermedio, lo utilizaremos como prototipo de partida desde el que se intentará sintetizar el prototipo objetivo de la iteración actual, reduciendo así el salto a realizar y facilitando por tanto la tarea de síntesis.

Para que todo este procedimiento se pueda llevar a cabo, es necesario además que el prototipo de partida se pueda sintetizar de forma analítica. Por dicha razón es fundamental que el prototipo generalizado, dotado de la flexibilidad suficiente para poder representar la estructura, admita también un caso o configuración particular que sea sintetizable mediante un procedimiento analítico.

El diagrama de flujo de esta nueva metodología de síntesis combinada se muestra en [la figura 3.5](#). Tras completar este proceso, que integra los pasos P1 y P2 de la metodología clásica de diseño, restaría realizar una optimización final del dispositivo obtenido y sólo en el caso de que fuera realmente necesario.

Tras comentar los puntos claves de esta nueva metodología, en este extenso apartado vamos a describir en detalle su aplicación para el diseño completamente automatizado de filtros inductivos convencionales sin elementos de sintonía. Los resultados de la primera aplicación de la nueva metodología, recientemente publicados en [\[153\]](#), [\[154\]](#), mostrarán las grandes ventajas que ésta proporciona sobre las técnicas de diseño tradicionales.

No sería justo acabar este apartado sin describir unos trabajos recientes que hacen uso de prototipos dinámicos o adaptativos para el diseño de filtros de microondas. En concreto, se ha propuesto el uso de prototipos dinámicos para el diseño de filtros coaxiales en línea [\[155\]](#), [\[156\]](#). Al tratarse de diseños de banda estrecha, el problema no reside en la inhomogeneidad o el ancho de banda de la estructura, sino en que los prototipos clásicos no son una fiel representación de la topología física del dispositivo real. Este hecho impide establecer una clara equivalencia entre las partes de la estructura y las del prototipo, lo que da lugar a que la síntesis dimensional (paso P2) proporcione unas pobres dimensiones iniciales del filtro. En [\[155\]](#), [\[156\]](#) se resuelve el problema realizando una serie de transformaciones circuitales de banda estrecha al prototipo clásico de cavidades directas acopladas [\[9\]](#), [\[42\]](#). Como resultado se obtiene un prototipo más cercano a la estructura, pero que desafortunadamente presenta unas capacidades libres cuyo valor depende de las dimensiones de la estructura. Esto obliga a realizar un procedimiento iterativo de síntesis conjunta, ya que una vez se dispone de unas dimensiones iniciales de la estructura, se puede obtener el valor de las ca-

pacidades y a continuación sintetizar el prototipo de forma analítica; este prototipo permite extraer unas dimensiones mejoradas de la estructura que alterarán el valor de sus capacidades libres, lo que desembocará en una nueva iteración.

En cualquier caso, la técnica para filtros en tecnología coaxial es posterior a la versión preliminar del trabajo realizado en esta tesis y publicado en [157], que proponía por primera vez el uso de prototipos dinámicos y presentaba un rudimentario procedimiento de diseño conjunto del prototipo y de la estructura. Aunque hay similitudes con la técnica descrita en [155], [156] como consecuencia del uso de prototipos dinámicos, se puede ver como la presente técnica es más general al poder incorporar la dependencia en frecuencia de la estructura real en el prototipo, y también más flexible al poder ser capaz de trabajar con prototipos que no sean sintetizables analíticamente. Además, la calidad de los resultados obtenidos es bastante distinta. Incluso en filtros de orden reducido y con unas especificaciones no demasiado exigentes, la estructura extraída con la técnica en [155], [156] presenta un rizado bastante mediocre en la banda de paso⁴. Por otro lado, y como veremos en este apartado, la nueva metodología de diseño proporciona en la mayoría de los casos una estructura final que, como mucho, necesitará una ligera optimización final.

Si nos referimos a adaptar un prototipo clásico a la topología física de una estructura compleja, sería más adecuado destacar el trabajo recientemente publicado en [154], [158] sobre filtros de modo dual en guía circular. Esta técnica también se limita a aplicaciones de banda estrecha, pero a diferencia de [155], [156] no requiere emplear prototipos dinámicos y evita el uso de un bucle de síntesis adaptativo. Además, esta técnica sí que es capaz de dejar el problema del diseño prácticamente resuelto tras el paso P2, al extraer una excelente estructura inicial que, en el peor de los casos, requerirá un mínimo reajuste final.

3.2.2. Prototipo Generalizado de Gran Ancho de Banda

3.2.2.1. Descripción del Prototipo

Para representar con precisión un filtro inductivo en guía onda rectangular se va a emplear el prototipo mostrado en la figura 3.6. Este prototipo es una versión mejorada del que se presentó en el trabajo preliminar [157]. Se ha propuesto un prototipo monomodo, ya que el efecto de los modos de orden superior es prácticamente despreciable en las estructuras simétricas en anchura que vamos a considerar.

Con el objeto de parecerse lo máximo posible a la estructura, la constante de propagación β_i y la longitud de onda λ_{g_i} de la i -ésima línea de transmisión del prototipo

⁴De hecho, en [155], [156] justifican la validez del método al indicar que en estas topologías siempre se han de introducir tornillos de sintonía para compensar los errores de fabricación, y por tanto, el método permite obtener unas dimensiones aproximadas suficientemente precisas como para poder fabricar una estructura que luego se terminará de ajustar mediante dichos tornillos de sintonía.

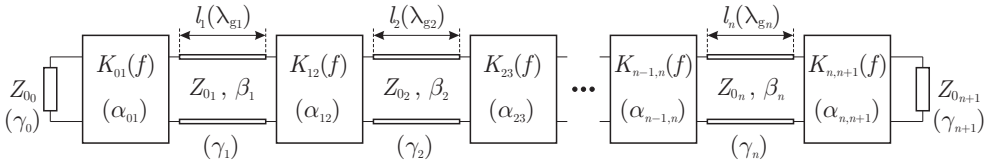


Figura 3.6. Prototipo generalizado de media onda utilizado para filtros inductivos de cavidades acopladas.

se fijarán a las del modo en propagación en la correspondiente guía de la estructura. Por otro lado, la impedancia característica Z_{0i} de dicha línea será de la forma

$$Z_{0i} = \eta \left(\frac{\lambda_{g_i}}{\lambda} \right)^{\gamma_i} \quad (3.1)$$

donde η es la impedancia intrínseca del medio y γ_i es un parámetro libre del prototipo. Este parámetro permite ajustar la variación con la frecuencia del nivel de impedancia de la línea. Así por ejemplo, la impedancia característica de un modo TEM, que es constante con la frecuencia, se obtiene tomando $\gamma_i = 0$. Para representar la impedancia de onda de un modo TE y un modo TM en una guía de onda, el parámetro γ_i debe ser igual a 1 y -1 , respectivamente.

Este parámetro, que es la principal novedad respecto a la primera versión de este prototipo presentada en [157], lo dota de una mayor flexibilidad. Idealmente, este parámetro se debe fijar para obtener la misma impedancia que la del modo fundamental en la correspondiente guía. Para el caso de filtros inductivos, este modo es siempre el TE₁₀, y por tanto el parámetro γ_i se debería fijar a 1. Sin embargo, para obtener una forma del prototipo que sea analíticamente sintetizable, es necesario que las impedancias características de las líneas sean constantes, es decir, que γ_i sea igual a 0. Al introducir un parámetro que pueda variar libremente, podremos llevar al prototipo a un extremo u otro en función de nuestros intereses, o incluso situarlo en algún punto a mitad de camino entre un prototipo analíticamente sintetizable y otro que representa fielmente el comportamiento de los resonadores de la estructura real.

En lo que respecta a la representación de los inversores de impedancia, se ha utilizado un modelo con una constante de inversión dependiente de la frecuencia según la expresión

$$K_{i-1,i}(f) = K_{i-1,i_0} \left(\frac{f}{f_{0\text{inv}}} \right)^{\alpha_{i-1,i}} \quad (3.2)$$

donde la función del parámetro libre $\alpha_{i-1,i}$ es dotar al i -ésimo inversor del prototipo de la misma variación con la frecuencia del parámetro $K_{i-1,i}$ que proporciona el correspondiente elemento real de acoplo en la estructura. Para simplificar la notación, se ha empleado una frecuencia de referencia común $f_{0\text{inv}}$ para todos los inversores del prototipo, de manera que $K_{i-1,i_0} = K_{i-1,i}(f_{0\text{inv}})$. El valor elegido para esta

frecuencia de referencia no afecta a los resultados obtenidos, y la hemos fijado a la media geométrica de las frecuencias de corte de la banda de paso del filtro.

Los elementos reales de la estructura que implementan los acoplamientos introducen además una fase distinta a la propia de un inversor de impedancias ideal, que se traducirá en una variación de la longitud física de los resonadores. El retardo asociado a este desfase, y por tanto la longitud de corrección a introducir, varían con la frecuencia. Por lo tanto, para poder modelar el comportamiento de los acopladores reales en un gran ancho de banda, la longitud de la i -ésima línea de transmisión del prototipo incorpora un término de corrección cuadrático dependiente de la frecuencia

$$l_i(\lambda_{g_i}, \lambda_{g_{0_i}}) = \frac{\lambda_{g_{0_i}}}{2} + \kappa_{1_i} \left(\frac{1}{\lambda_{g_i}} - \frac{1}{\lambda_{g_{0_i}}} \right) + \kappa_{2_i} \left(\frac{1}{\lambda_{g_i}} - \frac{1}{\lambda_{g_{0_i}}} \right)^2 \quad (3.3)$$

con coeficientes κ_{1_i} y κ_{2_i} . El término $\lambda_{g_{0_i}}$ representa la longitud de onda en la guía en el i -ésimo resonador de la estructura a su frecuencia de resonancia f_{0_i} . Obsérvese como a dicha frecuencia, la longitud de la línea de transmisión del prototipo l_i dada por la expresión (3.3) es igual a $\lambda_{g_{0_i}}/2$, de modo que la línea, al igual que sucede con su correspondiente resonador de la estructura, resuena.

A diferencia de los prototipos clásicos, cada resonador puede presentar una frecuencia de resonancia f_{0_i} distinta. Aunque esta mayor flexibilidad complica bastante el procedimiento de síntesis, nos va a permitir representar con precisión a los filtros inhomogéneos. Es importante resaltar que los filtros inhomogéneos son, por definición, dispositivos no sintonizados síncronamente (es decir, todos sus resonadores no resuenan a la misma frecuencia central).

Las variables que se van a determinar en la síntesis del prototipo serán la constante de inversión K_{i-1, i_0} de los inversores a la frecuencia de referencia $f_{0_{inv}}$, y la frecuencia de resonancia f_{0_i} de las líneas de prototipo (y que también son las frecuencias de resonancia de los resonadores de la estructura). Con estas variables se puede sintetizar el tipo de respuesta deseada, que en nuestro caso será la de rizado constante en la banda de paso. El resto de parámetros del prototipo son libres. En concreto, los parámetros $\alpha_{i-1, i}$, κ_{1_i} y κ_{2_i} se utilizarán para incluir en el prototipo el comportamiento de banda ancha de los elementos de acoplo de la estructura [157]; mientras que el parámetro γ_i nos permitirá ajustar la variación con la frecuencia de la impedancia característica de las líneas, lo cual resultará muy útil a nivel circuital para reducir las diferencias entre distintos tipos de prototipos como se describirá en el apartado 3.2.4.

El prototipo propuesto en este punto, y mostrado en la figura 3.6 de la página anterior, es una generalización de los distintos prototipos distribuidos que se han venido utilizando durante los últimos 50 años en el diseño de filtros de cavidades acopladas, a los cuales engloba. De hecho, el prototipo clásico distribuido de media onda [85] se consigue tras tomar la misma impedancia característica Z_{0_i} y constante de propagación β_i en todas las líneas del prototipo, y fijar todos los parámetros libres a 0, incluyendo $\gamma_i = 0$ para que la impedancia característica sea constante con la

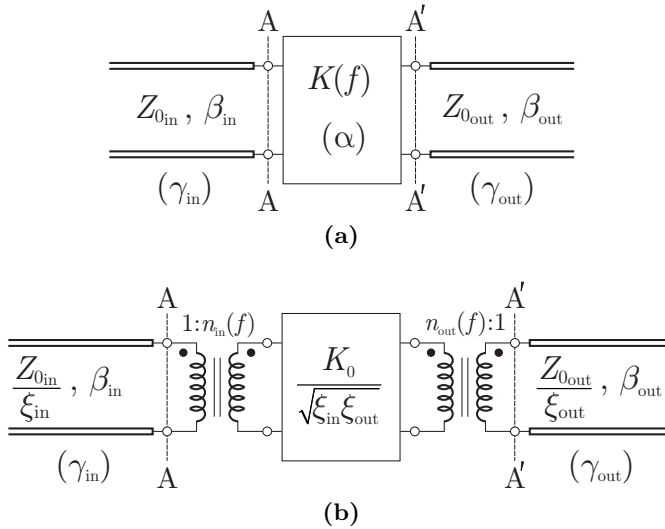


Figura 3.7. Modelo de inversor de impedancia utilizado en el prototipo generalizado de media onda en (a), y circuito equivalente que se obtiene cuando la dependencia en frecuencia se transfiere a los transformadores de entrada y salida en (b).

frecuencia. Por otro lado, el prototipo propuesto en [72] y [73] se consigue poniendo todos los parámetros $\alpha_{i-1,i}$ y γ_i a 1 para modelar a una inductancia concentrada en paralelo ideal entre guías de onda rectangulares. Por dicha razón, al nuevo prototipo propuesto lo denominaremos en lo que sigue como prototipo generalizado de media onda.

3.2.2.2. Prototipo en Forma de Síntesis

Antes de proceder a realizar la síntesis del prototipo generalizado de media onda, resulta conveniente transformar el prototipo mostrado en la figura 3.6 a un formato equivalente donde toda la dependencia en frecuencia se haya transferido a las líneas de transmisión. Este formato incluirá inversores de impedancia constantes con la frecuencia, lo que simplificará el proceso de síntesis realizado a partir de otro prototipo generalizado representado de la misma forma.

Para obtener dicha representación equivalente, la dependencia en frecuencia de los inversores de impedancia debe ser transferida a las líneas de transmisión del prototipo. Esta tarea se puede realizar haciendo uso de la equivalencia circuital mostrada en la figura 3.7, donde los parámetros ξ_{in} y ξ_{out} son unas constantes arbitrarias que introducimos para disponer de un mayor número de grados de libertad. Por su parte,

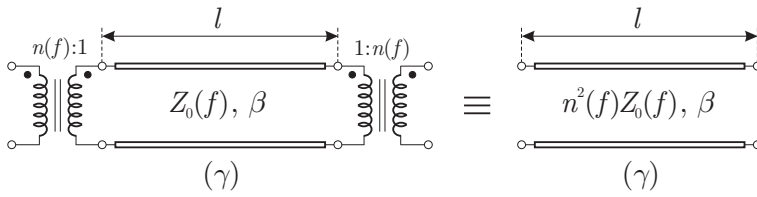


Figura 3.8. Red equivalente de una línea de transmisión con transformadores a su entrada y salida de la misma relación de transformación pero conectados de forma contraria.

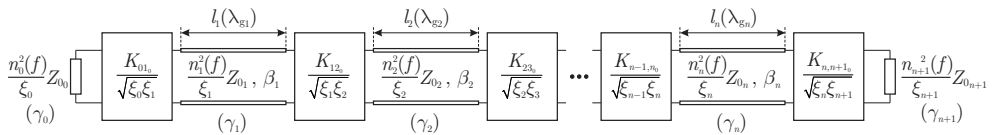


Figura 3.9. Representación del prototipo generalizado de media onda en el formato equivalente que se empleará al aplicar el procedimiento de síntesis.

las funciones $n_{\text{in}}(f)$ y $n_{\text{out}}(f)$ empleadas en la equivalencia anterior deben cumplir

$$K^2(f) = \frac{K_0^2}{n_{\text{in}}^2(f) n_{\text{out}}^2(f)} \quad (3.4)$$

Si se desea mantener la simetría propia de las líneas de transmisión tras la equivalencia, es obligatorio que los transformadores ubicados a un lado y al otro de cada línea tengan la misma relación de transformación y estén conectados de forma contraria. Por tanto, y tomando en consideración (3.2) y (3.4), la relación de transformación de los dos transformadores conectados a la i -ésima línea de transmisión será de la forma

$$n_i(f) = \left(\frac{f_{0\text{inv}}}{f} \right)^{v_i} \quad (3.5)$$

de modo que, para el i -ésimo inversor, las relaciones de transformación de sus transformadores de entrada y salida $n_{\text{in}}(f)$ and $n_{\text{out}}(f)$ deben ser, respectivamente, igual a las empleadas en la $(i-1)$ e i -ésima línea de transmisión del prototipo

$$n_{\text{in}_i}(f) = n_{i-1}(f) = \left(\frac{f_{0\text{inv}}}{f} \right)^{v_{i-1}} \quad (3.6a)$$

$$n_{\text{out}_i}(f) = n_i(f) = \left(\frac{f_{0\text{inv}}}{f} \right)^{v_i} \quad (3.6b)$$

Esta manera de proceder nos permite utilizar la equivalencia mostrada en la figura 3.8 para simplificar el prototipo resultante. Por lo tanto, tras aplicar las equivalencias mostradas en las figuras 3.7 y 3.8 al prototipo generalizado de media onda

en su forma original, se obtiene el prototipo equivalente mostrado en la figura 3.9. Esta representación del prototipo, con inversores de impedancia constantes con la frecuencia, será la utilizada para realizar la síntesis. Se puede observar también como los transformadores conectados a los puertos de entrada y salida se han eliminado al aplicar su efecto multiplicativo sobre el nivel de impedancia de los puertos de acceso.

A la hora de transferir la dependencia en frecuencia de los inversores de impedancia mediante las ecuaciones (3.4) y (3.6), se debe verificar en todo momento la condición (3.2) de la página 158. Esta condición obliga a que los parámetros v_i deban satisfacer la relación

$$\alpha_{i-1,i} = v_{i-1} + v_i \quad \Rightarrow \quad v_i = \alpha_{i-1,i} - v_{i-1} \quad (3.7)$$

Una vez conocido el valor de los distintos parámetros α_i para modelar los elementos de acoplo de la estructura, y si se fija el valor de v_0 , la expresión (3.7) determina de forma unívoca el valor de todos los demás parámetros v_i . El parámetro v_0 se va a fijar intentando que el centro del prototipo sea lo más similar posible, asegurando que el prototipo sea simétrico si la estructura también lo es. Esta elección además tiende a facilitar el procedimiento de síntesis, al reducir las diferencias en los elementos ubicados en la zona central de la estructura (algo que también se ve favorecido por emplear respuestas de rizado constante).

Si el orden n del filtro es par, se fuerza a que los parámetros v_i de los resonadores adyacentes al inversor de impedancias central sean iguales entre sí, es decir $v_{n/2} = v_{n/2+1}$. Se puede deducir que el valor de v_0 que permite cumplir la condición anterior es

$$v_0 = (-1)^{\frac{n}{2}} \frac{\alpha_{\frac{n}{2}, \frac{n}{2}+1}}{2} + \sum_{i=0}^{\frac{n}{2}-1} (-1)^i \alpha_{i,i+1} \quad (3.8)$$

mientras que si n es impar, el parámetro v_i del resonador central se toma igual a la mitad del valor medio de los parámetros α_i de los elementos de acoplo adyacentes, obteniendo así

$$v_0 = \frac{(-1)^{\frac{n-1}{2}}}{4} \left(3\alpha_{\frac{n-1}{2}, \frac{n+1}{2}} - \alpha_{\frac{n+1}{2}, \frac{n+3}{2}} \right) + \sum_{i=0}^{\frac{n-3}{2}} (-1)^i \alpha_{i,i+1} \quad (3.9)$$

lo que lograría, por otro lado, que los parámetros v_i de la línea de transmisión central del prototipo y sus dos adyacentes fueran iguales cuando los dos inversores centrales sean idénticos (y por tanto, tengan el mismo parámetro α_i).

Es fácil comprobar que en topologías simétricas, el prototipo que se obtiene tras aplicar las expresiones (3.7)–(3.9) también es simétrico. Esta propiedad permite simplificar el procedimiento de diseño de estructuras simétricas, al poder considerar solamente la primera mitad de éstas.

3.2.2.3. Síntesis del Prototipo

Los prototipos tradicionales tienen una respuesta que se puede representar mediante una función racional en una variable relacionada con la longitud de onda o la frecuencia, y por tanto existen métodos que permiten sintetizarlos de forma analítica cuando se pretende lograr una cierta respuesta objetivo ya prefijada.

Sin embargo, la respuesta del prototipo generalizado de media onda tratado en esta sección 3.2.2 no se puede representar mediante una función racional en términos de una única variable. Es más, al intentar que este prototipo abarque también a estructuras inhomogéneas, hay que renunciar desde el principio a cualquier pretensión en este sentido ya que, por definición, no va a haber una única longitud de onda válida para toda la estructura. Además, la incorporación de unos modelos más completos que permiten representar con mayor precisión la variación con la frecuencia de los elementos de la estructura real, impide que la respuesta resultante se pueda expresar mediante funciones polinómicas. Todo esto hace que sea imposible desarrollar un procedimiento de síntesis analítico del prototipo.

Por lo tanto, el coste que hay que pagar por la generalización del prototipo es la imposibilidad de realizar un procedimiento analítico de síntesis. En su lugar, se va a emplear primero una técnica de síntesis aproximada, la cual nos permitirá obtener unos valores iniciales de los elementos del prototipo a partir de otro prototipo generalizado previamente sintetizado. Estos valores iniciales se deberán refinar a continuación mediante una optimización circuital dirigida a recuperar perfectamente la respuesta buscada, completando así la síntesis del prototipo.

Antes de comenzar la síntesis, se asume por un lado que los parámetros libres del prototipo γ_i , α_i , κ_{1_i} y κ_{2_i} han sido previamente fijados, buscando en general representar el comportamiento con la frecuencia de los elementos reales de la estructura. Así mismo, se parte de un prototipo de media onda generalizado sintetizado con anterioridad, y que tiene sus propios valores para los parámetros γ_i , α_i , κ_{1_i} y κ_{2_i} . La síntesis consiste en determinar los valores del resto de parámetros del prototipo a sintetizar, es decir, los K_{i-1, i_0} que fijan el grado de acoplamiento entre los resonadores y los $\lambda_{g_{0_i}}$ que fijan la frecuencia central de cada resonador, que hacen que el prototipo adquiera la función de transferencia objetivo. Denominemos como prototipo A al prototipo previamente sintetizado, y como prototipo B al prototipo que vamos a sintetizar a partir del prototipo A.

Una vez que hemos representado ambos prototipos en la forma de síntesis mostrada en la figura 3.9, realizaremos una equivalencia elemento a elemento entre ambos prototipos generalizados. Esta equivalencia nos permitirá obtener unos valores iniciales para los parámetros K_{i-1, i_0} y $\lambda_{g_{0_i}}$ del prototipo B que queremos sintetizar.

En primer lugar, se realiza la equivalencia entre las líneas de transmisión de ambos prototipos. La matriz de admitancias Y de una línea de transmisión de longitud l es

igual a:

$$Y = -j \frac{1}{Z_0} \begin{pmatrix} \cot(\phi) & -\csc(\phi) \\ -\csc(\phi) & \cot(\phi) \end{pmatrix} ; \quad \phi = \frac{2\pi}{\lambda_g} l \quad (3.10)$$

donde Z_0 y λ_g representan, respectivamente, la impedancia característica y la longitud de onda guiada de la línea de transmisión del prototipo. Cerca de la primera resonancia de la línea de transmisión, el término $\cot(\phi)$ se puede aproximar por $-\csc(\phi)$ con un error inferior al 3% en un ancho de banda del 15% en términos de la longitud de onda en la guía. Tras aplicar esta aproximación en la expresión (3.10), se concluye que el mapeado

$$\tilde{Z}_0 \sin(\tilde{\phi}) \leftrightarrow Z_0 \sin(\phi) \quad (3.11)$$

resulta muy adecuado para realizar una equivalencia en la banda de paso entre las líneas de transmisión de ambos prototipos. En la expresión anterior, los términos con tilde representan los parámetros de la línea de transmisión del prototipo A ya sintetizado, mientras que los términos normales sin tilde hacen referencia a los mismos parámetros del prototipo B que queremos sintetizar.

Particularizando este mapeado para el caso de la i -ésima línea de transmisión de ambos prototipos en su forma de síntesis, obtenemos:

$$\frac{\tilde{n}_i^2(f)}{\tilde{\xi}_i} \tilde{Z}_{0_i} \sin(2\pi \tilde{l}_i (\tilde{\lambda}_{g_i}, \tilde{\lambda}_{g_{0_i}}) / \tilde{\lambda}_{g_i}) \leftrightarrow \frac{n_i^2(f)}{\xi_i} Z_{0_i} \sin(2\pi l_i (\lambda_{g_i}, \lambda_{g_{0_i}}) / \lambda_{g_i}) \quad (3.12)$$

donde se deben emplear las expresiones (3.1), (3.3) y (3.5) para representar la impedancia característica, la longitud y la relación de transformación de la línea, respectivamente. Es importante destacar que, en general, los parámetros v_i , γ_i , κ_{1_i} and κ_{2_i} de ambos prototipos serán distintos.

Teniendo en cuenta que todos los parámetros del prototipo A ya sintetizado son conocidos, en la expresión anterior sólo quedan dos parámetros libres a determinar: ξ_i y $\lambda_{g_{0_i}}$. Esto nos permite poder fijar dos condiciones a la hora de establecer la equivalencia. Como se pretende que esta equivalencia tenga un buen comportamiento en toda la banda de paso, la expresión (3.12) se fuerza a las frecuencias de corte inferior f_{c_1} y superior f_{c_2} de dicha banda de paso. Al aplicar estas condiciones, se obtiene un sistema de dos ecuaciones con dos incógnitas. Tras dividir ambas ecuaciones del sistema entre sí y realizar las correspondientes simplificaciones, el término ξ_i desaparece y se obtiene una ecuación en la que la única incógnita es $\lambda_{g_{0_i}}$

$$\frac{\tilde{A}_{1_i}}{\tilde{A}_{2_i}} = \left(\frac{\lambda_1}{\lambda_2} \right)^{2v_i - \gamma_i} \left(\frac{\lambda_{g_{1_i}}}{\lambda_{g_{2_i}}} \right)^{\gamma_i} \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_{g_{1_i}}} l_i (\lambda_{g_{1_i}}, \lambda_{g_{0_i}})\right)}{\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_{g_{2_i}}} l_i (\lambda_{g_{2_i}}, \lambda_{g_{0_i}})\right)} \quad (3.13)$$

donde el subíndice 1 denota a los términos evaluados a la frecuencia de corte inferior de la banda de paso, mientras que el subíndice 2 hace referencia a la superior. Así

mismo, los términos \tilde{A}_{1_i} y \tilde{A}_{2_i} , cuya expresión es:

$$\tilde{A}_{k_i} = \lambda_k^{2\tilde{\nu}_i - \tilde{\gamma}_i} \tilde{\lambda}_{g_{k_i}}^{\tilde{\gamma}_i} \sin\left(\frac{2\pi}{\tilde{\lambda}_{g_{k_i}}} \tilde{l}_i(\tilde{\lambda}_{g_{k_i}}, \tilde{\lambda}_{g_{0_i}})\right) \quad ; \quad k = 1, 2 \quad (3.14)$$

proviene del prototipo A ya sintetizado, y por tanto su valor se puede calcular sin ninguna dificultad.

La longitud de onda guiada de resonancia de la i -ésima línea de transmisión del prototipo se obtiene, por tanto, resolviendo la expresión (3.13). Como no es posible despejar $\lambda_{g_{0_i}}$ de dicha expresión, su valor se ha determinado de forma numérica mediante la técnica de Newton-Raphson [101]. El punto inicial es el que se obtiene al resolver (3.13), tras aproximar la función seno cerca de la longitud de onda de resonancia por un desarrollo de Taylor de primer orden y suponer que $l_i = \lambda_{g_{0_i}}/2$ al despreciar los términos de corrección asociados a κ_{1_i} y κ_{2_i} :

$$\lambda_{g_{0_i}}^{(ini)} = \frac{\tilde{A}_{2_i} \lambda_1^{2\nu_i - \gamma_i} \lambda_{g_{1_i}}^{\gamma_i} - \tilde{A}_{1_i} \lambda_2^{2\nu_i - \gamma_i} \lambda_{g_{2_i}}^{\gamma_i}}{\tilde{A}_{2_i} \lambda_1^{2\nu_i - \gamma_i} \lambda_{g_{1_i}}^{\gamma_i - 1} - \tilde{A}_{1_i} \lambda_2^{2\nu_i - \gamma_i} \lambda_{g_{2_i}}^{\gamma_i - 1}} \quad (3.15)$$

A partir de este buen punto inicial, y teniendo en cuenta que la función es bastante suave, el método de Newton-Raphson proporciona la solución $\lambda_{g_{0_i}}$ de (3.13) en muy pocas iteraciones. La frecuencia central a la que resuena la línea de transmisión, y también su resonador asociado en la estructura, se puede obtener a partir de $\lambda_{g_{0_i}}$ aplicando

$$f_{0_i} = c \sqrt{\frac{1}{\lambda_{g_{0_i}}^2} + \left(\frac{k_{c_i}}{2\pi}\right)^2} \quad (3.16)$$

siendo k_{c_i} el número de onda de corte del modo en propagación en el i -ésimo resonador de la estructura.

Una vez determinado el valor de $\lambda_{g_{0_i}}$, se puede calcular fácilmente el valor de la otra incógnita ξ_i a partir de cualquiera de las dos ecuaciones que surgen al igualar el comportamiento de ambos prototipos a las frecuencias de corte de la banda de paso. Por ejemplo, a partir de la ecuación a la frecuencia de corte inferior de la banda de paso se obtiene la siguiente expresión para ξ_i

$$\xi_i = \tilde{\xi}_i \frac{\lambda_1^{2\nu_i - \gamma_i} \lambda_{g_{1_i}}^{\gamma_i} \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_{g_{1_i}}} l_i(\lambda_{g_{1_i}}, \lambda_{g_{0_i}})\right)}{\tilde{A}_{1_i} \lambda_{0_{inv}}^{2(\nu_i - \tilde{\nu}_i)}} \quad ; \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (3.17)$$

La relación (3.12) se puede interpretar como un mapeado que asocia a cada frecuencia de la banda de paso del prototipo A ya sintetizado una frecuencia donde la misma línea de transmisión del prototipo B presenta un comportamiento equivalente. Este mapeado en frecuencia coincide en los extremos de la banda de paso, lo que hace que las parejas de frecuencias relacionadas estén siempre confinadas dentro de

la banda de paso. Sin embargo, como cada línea de transmisión va a establecer un mapeado ligeramente distinto al resto, la respuesta objetivo que logra el prototipo A no será perfectamente recuperada con el prototipo B que se desea sintetizar.

Las frecuencias de resonancia de las líneas de transmisión del prototipo generalizado de media onda serán en general distintas entre sí. Como ya hemos comentado, esta propiedad es esencial para ser capaces de poder abordar el diseño de filtros inhomogéneos que presentan resonadores con comportamientos diferentes. Pero no es menos cierto que esta capacidad también es interesante para representar con mayor precisión a los filtros homogéneos con una banda de paso moderada o grande. En este tipo de filtros, los elementos reales que implementan los acoplamientos presentan variaciones diferentes con la frecuencia. Como estas variaciones también afectan a los resonadores adyacentes, cuando se consigue con precisión la función de transferencia ideal, los resonadores reales del filtro tendrán frecuencias de resonancia ligeramente distintas. Por lo tanto, un prototipo con esta flexibilidad adicional es capaz de representar con mayor precisión el comportamiento de las estructuras reales, incluso también en el caso de que éstas tengan un carácter más homogéneo.

Centrándonos ahora en los puertos de entrada y salida del prototipo, hemos de conseguir que los niveles de impedancia en los accesos de ambos prototipos sean lo más similares posibles. Es decir, hemos de intentar establecer la siguiente relación

$$\frac{\tilde{n}_i^2(f)}{\tilde{\xi}_i} \tilde{Z}_{0_i} \leftrightarrow \frac{n_i^2(f)}{\xi_i} Z_{0_i} \quad ; \quad i = 0, n + 1 \quad (3.18)$$

pero sólo disponemos del parámetro ξ_i en cada uno de los puertos. Por lo tanto, la equivalencia (3.18) sólo se puede imponer a una frecuencia de la banda de paso, aumentando el error cometido conforme más nos alejamos de dicha frecuencia. Ante esta situación, se ha pretendido reducir el error máximo en la banda de paso. Para lograrlo, se ha introducido una nueva variable ϵ_i que mide el error cometido a las frecuencias de corte de la banda de paso. Forzando que el error sea el mismo en ambas frecuencias de corte, se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones

$$\left(\frac{\lambda_1}{\lambda_{0_{\text{inv}}}} \right)^{2\tilde{v}_i} \frac{\eta}{\tilde{\xi}_i} \left(\frac{\tilde{\lambda}_{g_{1_i}}}{\lambda_1} \right)^{\tilde{\gamma}_i} + \epsilon_i = \left(\frac{\lambda_1}{\lambda_{0_{\text{inv}}}} \right)^{2v_i} \frac{\eta}{\xi_i} \left(\frac{\lambda_{g_{1_i}}}{\lambda_1} \right)^{\gamma_i} \quad (3.19a)$$

$$\left(\frac{\lambda_2}{\lambda_{0_{\text{inv}}}} \right)^{2\tilde{v}_i} \frac{\eta}{\tilde{\xi}_i} \left(\frac{\tilde{\lambda}_{g_{2_i}}}{\lambda_2} \right)^{\tilde{\gamma}_i} - \epsilon_i = \left(\frac{\lambda_2}{\lambda_{0_{\text{inv}}}} \right)^{2v_i} \frac{\eta}{\xi_i} \left(\frac{\lambda_{g_{2_i}}}{\lambda_2} \right)^{\gamma_i} \quad (3.19b)$$

cuya solución, que se puede obtener fácilmente de forma analítica, nos proporciona el valor de los parámetros ξ_i de los puertos de entrada ($i = 0$) y salida ($i = n + 1$) junto al error máximo cometido $|\epsilon_i|$.

El último conjunto de equivalencias a realizar es la asociado a los inversores de impedancia. Esta equivalencia es muy simple, ya que al tratarse de inversores constantes con la frecuencia, sólo hay que igualar las constantes de inversión de los inversores del

prototipo B con los del prototipo A previamente sintetizado. De esta forma, para el i -ésimo inversor de impedancias del prototipo B a sintetizar se tendrá

$$\frac{K_{i-1,i_0}}{\sqrt{\xi_{i-1}\xi_i}} = \frac{\tilde{K}_{i-1,i_0}}{\sqrt{\tilde{\xi}_{i-1}\tilde{\xi}_i}} \Rightarrow K_{i-1,i_0} = \tilde{K}_{i-1,i_0} \sqrt{\frac{\xi_{i-1}\xi_i}{\tilde{\xi}_{i-1}\tilde{\xi}_i}} \quad (3.20)$$

donde todos los términos, excepto K_{i-1,i_0} , se conocen una vez se han completado las equivalencias entre las líneas de transmisión y los puertos de entrada y salida. Esta expresión también nos revela el papel que desempeñan las constantes ξ_i introducidas al convertir el prototipo generalizado de media onda en su forma más similar a la estructura (ver la figura 3.6 de la página 158) a la forma de síntesis mostrada en la figura 3.9 de la página 161, y que no es otro que ajustar el nivel de acoplamiento entre los resonadores.

La precisión de esta técnica aproximada de síntesis depende de la cercanía existente entre el prototipo A ya sintetizado y el prototipo B a sintetizar, y que afectará a la similitud de los mapeados en frecuencia empleados para cada línea de transmisión. Tras realizar la síntesis de un amplio rango de prototipos, los resultados nos muestran que los mapeados en frecuencia son bastante parecidos. De hecho, incluso en el caso de filtros fuertemente inhomogéneos y con amplias bandas de paso, es muy raro encontrar variaciones mayores a un 0,5 % en el valor de la longitudes de onda centrales $\lambda_{g_{0_i}}$ de los distintos resonadores del prototipo. Estos resultados nos inducen a pensar que el procedimiento de síntesis aproximado nos tenderá a dar un buen punto inicial, que será mejor cuanto más cercanos sean ambos prototipos. No obstante, para poder completar la síntesis es necesario que el prototipo termine de recuperar la respuesta objetivo, lo cual se conseguirá mediante una optimización circuital que partirá de los valores iniciales de $\lambda_{g_{0_i}}$ y K_{i-1,i_0} proporcionados por el procedimiento de síntesis aproximado.

La respuesta ideal que vamos a considerar para los filtros inductivos es la de rizado constante. Por lo tanto, se ha elegido implementar un optimizador de rizado constante que pasamos a resumir en el siguiente apartado.

3.2.3. Técnica de Optimización

3.2.3.1. Respuestas de Rizado Constante

A la hora de diseñar componentes pasivos de microondas, la respuesta objetivo que se elige con mayor frecuencia para la banda de paso es la de rizado constante. Esto es así independientemente de que se implementen o no ceros de transmisión para mejorar la selectividad y/o el retardo de grupo del dispositivo [159]. En las estructuras bajo estudio, con una topología en línea y con sólo una resonancia por cavidad, la respuesta no presentará ningún cero de transmisión (lo que se denomina en el argot técnico como respuestas *all-pole*). La figura 3.10 muestra los parámetros S de reflexión

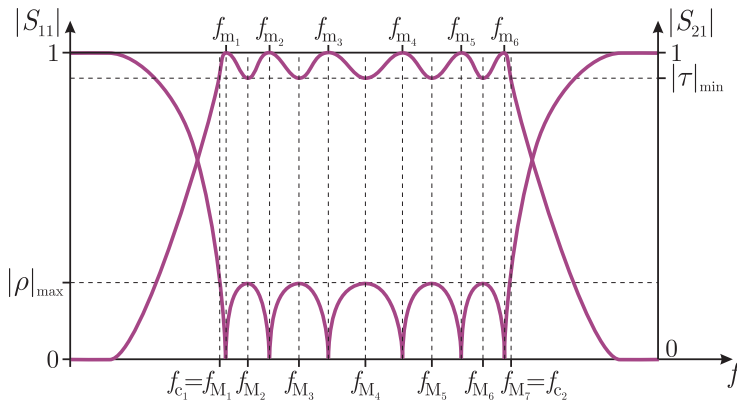


Figura 3.10. Respuesta paso banda de rizado constante de orden 6 para un dispositivo pasivo y sin pérdidas de dos accesos. La banda de paso está ubicada entre las frecuencias de corte inferior f_{c_1} y superior f_{c_2} .

y transmisión de una respuesta *all-pole* paso banda típica con rizado constante, en este caso de orden $n = 6$, donde f_{c_1} y f_{c_2} representan respectivamente las frecuencias de corte inferior y superior de la banda de paso del dispositivo.

El módulo del parámetro de reflexión S_{11} de un dispositivo de dos accesos, sin pérdidas, y con una respuesta de rizado constante de orden n en su banda de paso, verificará las siguientes propiedades:

- Es inferior en toda la banda de paso a un nivel de reflexión máximo permitido, $|\rho|_{\max}$, limitando la potencia que no llega a la salida por las reflexiones

$$|S_{11}(j\omega)| \leq |\rho|_{\max} \quad ; \quad f_{c_1} \leq f \leq f_{c_2}$$

- Existen n frecuencias f_{m_i} en la banda de paso donde $|S_{11}(j\omega)|$ se hace cero. A dichas frecuencias se les llama ceros de reflexión.
- Existen $n + 1$ frecuencias f_{M_i} en la banda de paso donde $|S_{11}(j\omega)|$ alcanza el valor máximo permitido en la banda de paso, $|\rho|_{\max}$. La primera y última de dichas frecuencias son las frecuencias de corte inferior y superior de la banda de paso. Las $n - 1$ frecuencias restantes son máximos locales de $|S_{11}(j\omega)|$.
- Entre dos puntos en frecuencia f_{M_i} donde $|S_{11}(j\omega)|$ toma su valor máximo en la banda de paso existe un mínimo o cero de reflexión, es decir:

$$f_{c_1} = f_{M_1} \leq f_{m_1} \leq f_{M_2} \leq f_{m_2} \leq \dots \leq f_{M_n} \leq f_{m_n} \leq f_{M_{n+1}} = f_{c_2}$$

Como el dispositivo no presenta pérdidas, existirá además la siguiente relación en el eje de frecuencias entre el módulo de los parámetros S de reflexión y transmisión

$$|S_{11}(j\omega)|^2 + |S_{21}(j\omega)|^2 = 1 \quad \Rightarrow \quad |S_{21}(j\omega)| = \sqrt{1 - |S_{11}(j\omega)|^2} \quad (3.21)$$

al deber respetar el principio de conservación de la potencia en régimen estacionario.

Cuando las pérdidas son despreciables, $|S_{21}(j\omega)|$ también presentará un rizado constante en la banda de paso comprendido en este caso entre $|\tau|_{\min}$ y 1 (ver la figura 3.10), siendo $|\tau|_{\min}^2 = 1 - |\rho|_{\max}^2$ la transmisión mínima de potencia entre la entrada y la salida del dispositivo en su banda de paso. En los ceros de reflexión, es decir, a las frecuencias f_{m_i} donde se anula el módulo del parámetro S_{11} , el coeficiente de transmisión alcanza su valor máximo 1, lo que indica que se transmite toda la potencia de la entrada a la salida del dispositivo. Por otro lado, a las frecuencias f_{M_i} donde la reflexión en la banda de paso es máxima, la transmisión alcanza su valor mínimo $|\tau|_{\min}$, siendo por tanto las frecuencias de la banda de paso donde el dispositivo refleja la mayor cantidad de potencia.

En lugar de utilizar los módulos de los coeficientes de reflexión y transmisión, en la práctica es bastante habitual emplear las pérdidas de retorno RL (de las siglas del término anglosajón *return loss*) y las pérdidas de inserción IL (procedente de *insertion loss*), expresadas ambas normalmente en unidades logarítmicas

$$RL \text{ (dB)} = -20\log_{10} (|S_{11}|) \quad (3.22a)$$

$$IL \text{ (dB)} = -20\log_{10} (|S_{21}|) \quad (3.22b)$$

Las pérdidas de retorno RL hacen referencia al cociente entre la potencia introducida a la entrada del filtro y la potencia reflejada. Cuanto mayores sean en la banda de paso del filtro, menor será el porcentaje de potencia introducida a la entrada que se refleja. Por otro lado, las pérdidas de inserción IL , que en lineal es el cociente entre la potencia a la entrada del filtro y la potencia que se transmite a su salida, son menores cuanto mayor sea el porcentaje de la potencia a la entrada que atraviesa el filtro y se entrega a su salida. En dispositivos pasivos, ambas cantidades son mayores o iguales que 1 en lineal, y por tanto nunca serán negativas al expresarse en decibelios.

En una respuesta de rizado constante, en vez de hablar de la reflexión máxima que se produce en la banda de paso, se suele hablar de las pérdidas de retorno mínimas $RL = -20\log_{10} (|\rho|_{\max})$. Del mismo modo, nos solemos referir a las pérdidas de inserción máximas en la banda de paso $IL = -20\log_{10} (|\tau|_{\min})$ en lugar de usar directamente la transmisión mínima.

El gran interés práctico de la respuesta de rizado constante se debe a que es la respuesta que proporciona una mayor selectividad para unas pérdidas de retorno mínimas en la banda de paso, y por tanto la que requiere un dispositivo de menor orden para poder satisfacer las especificaciones de rechazo próximas a la banda de paso. Es importante resaltar que prácticamente siempre conviene elegir el diseño de menor orden que permita cumplir las especificaciones, ya que suele implicar dispositivos más reducidos, y por tanto con menores pérdidas, más económicos de fabricar y que se ven afectados en menor medida por los defectos del proceso de mecanizado.

Siendo rigurosos, la afirmación anterior sólo se ha demostrado para respuestas que se puedan representar como una función polinómica en una única variable relacionada

con la frecuencia, y por tanto es aplicable únicamente a dispositivos homogéneos de ancho de banda reducido. No obstante, podemos pensar que en el resto de estructuras esta respuesta o es la óptima, o bien estará muy cerca de ésta. La razón es que la respuesta de rizado constante tiende a maximizar la potencia reflejada en la banda de paso (respetando las pérdidas de reflexión mínimas prefijadas), y como cualquier diseñador sabe en base a su experiencia, al reducir la potencia reflejada en la banda de paso siempre se tiende a empeorar la selectividad de la respuesta.

Nuestro método de optimización intentará recuperar este tipo de respuesta objetivo, y partirá de las siguientes hipótesis de partida:

- Hipotesis H1. Dispositivo recíproco de dos accesos con comportamiento de filtro paso banda de orden n .
- Hipotesis H2. El dispositivo es pasivo y sin pérdidas (o, al menos, se pueden despreciar).
- Hipotesis H3. No presenta ningún cero de transmisión.
- Hipotesis H4. El punto inicial del que parte el método de optimización es suficientemente bueno como para poder distinguir los n mínimos y los $n-1$ máximos del rizado de S_{11} entorno a la banda de paso especificada (descartando por tanto las frecuencias de corte de la banda de paso).

que nos permitirán simplificar el proceso de optimización y adecuarlo para el tipo de estructuras que pretendemos abordar en este capítulo.

3.2.3.2. Función de Error

Una de las formas más habituales de definir la función de error consiste en tomar la diferencia entre la respuesta de la estructura y una respuesta objetivo generada con un prototipo circuital equivalente, empleando normalmente un conjunto equiespaciado de puntos en frecuencia. Para que la labor del optimizador sea efectiva, esta elección de la función de error exige que la respuesta objetivo se pueda recuperar perfectamente con la estructura real. Desgraciadamente, este tipo de función de error no resulta apropiada para nuestro caso, ya que pretendemos abordar estructuras inhomogéneas y/o de gran ancho de banda que los prototipos clásicos suelen ser incapaces de poder representar con precisión.

Otra alternativa consiste en establecer la función de error a partir de muestras de las especificaciones tomadas en ciertos puntos en frecuencia, y emplear un algoritmo de optimización tradicional que vaya reduciendo las diferencias con las especificaciones a dichas frecuencias. Este procedimiento es totalmente general, y se podría aplicar también en nuestro caso, pero presenta algunos pequeños inconvenientes. Se debe resolver un problema de optimización puro, con el mayor riesgo de caer en un

mínimo local que no sea satisfactorio. Además, resulta difícil y costoso encontrar la mejor respuesta posible. Si por ejemplo nos fijamos en la selectividad a una frecuencia cercana a la banda de paso, e imponemos una condición demasiado dura, el algoritmo intentará compensar introduciendo una degradación de la respuesta en la banda de paso hasta llegar a la solución de compromiso que minimice la función de error; si por el contrario la condición fuera demasiado suave, no estaríamos sacando todo el provecho que podemos del dispositivo. En definitiva, si sabemos el tipo de respuesta que queremos obtener (en nuestro caso, la de rizado constante), que además es óptima o muy cercana a ella, se desaprovecharía mucha información al conformarnos con un método de optimización genérico que no explote al máximo sus propiedades y características.

La técnica de optimización que vamos a emplear se basa en el denominado proceso de optimización de Cohn, que aunque inicialmente fue propuesto por Gupta en [160], fue rápidamente reformulado de una forma más elegante por Seymour Cohn [161]. Dicha técnica ha sido reescrita con una notación más moderna en [162], donde también se ha planteado su uso para el caso de estructuras asimétricas. El procedimiento de Cohn convierte el problema de optimización en uno de búsqueda de ceros de una función multidimensional cuya solución es una función de transferencia de rizado constante. En el momento que se halle el cero de dicha función, se habrá conseguido recuperar perfectamente la respuesta de rizado constante. En esta tesis hemos desarrollado una versión mejorada de la técnica descrita en [162], que emplea una función de error algo distinta y que además se integra dentro de una estrategia de región de confianza que contribuye a mejorar su robustez [163].

En un dispositivo de dos accesos recíproco, pasivo y sin pérdidas, se demuestra fácilmente que su matriz de parámetros de dispersión es de la forma [18]:

$$S = \begin{pmatrix} \cos(\alpha) e^{j\phi_{11}} & \sin(\alpha) e^{j\phi_{21}} \\ \sin(\alpha) e^{j\phi_{21}} & -\cos(\alpha) e^{j(2\phi_{21} - \phi_{11})} \end{pmatrix} \quad (3.23)$$

En el caso de que la estructura sea además simétrica, se debe cumplir que $S_{11} = S_{22}$, lo que hace que $\phi_{22} = \phi_{11} \pm 2n\pi$ y por tanto permite reducir (3.23) a

$$S = \begin{pmatrix} \cos(\alpha) e^{j\phi_{11}} & \pm j \sin(\alpha) e^{j\phi_{11}} \\ \pm j \sin(\alpha) e^{j\phi_{11}} & \cos(\alpha) e^{j\phi_{11}} \end{pmatrix} \quad (3.24)$$

indicándonos que S_{11}/jS_{21} será siempre real en este tipo de estructuras. Además, este cociente real engloba la información que proporciona tanto el parámetro de transmisión como el de reflexión, y por tanto es más adecuado para construir la función de error que el módulo de cualquiera de los parámetros S [48]. Conviene en cualquier caso normalizar previamente esta función, para lo que definimos la siguiente constante

$$\varepsilon = \frac{|\rho|_{\max}}{|\tau|_{\min}} = \frac{|\rho|_{\max}}{\sqrt{1 - |\rho|_{\max}^2}} = \frac{1}{\sqrt{10^{RL(\text{dB})/10} - 1}} \quad (3.25)$$

Si la respuesta es de rizado constante, la función $S_{11}/\varepsilon jS_{21}$ también presentará un comportamiento de rizado constante. A las frecuencias f_{m_i} donde se producen los ceros de reflexión, la función anterior también tiene un cero, mientras que a las frecuencias f_{M_i} donde la reflexión alcanza un valor máximo, esta función puede valer $+1$ o -1 gracias a la normalización realizada

$$\frac{1}{\varepsilon} \frac{S_{11}}{jS_{21}} \Big|_{s=j2\pi f_{M_i}} = \pm \frac{1}{\varepsilon} \frac{|\rho|_{\max}}{|\tau|_{\min}} = \pm 1 \quad (3.26)$$

Además, es muy fácil demostrar que la función cambia de signo cada vez que se atraviesa un cero de reflexión, ya que esta situación origina un cambio abrupto de 180° en la fase del parámetro S_{11} sin afectar a la fase del parámetro S_{21} . Por lo tanto, en una respuesta de rizado constante debe haber siempre un cambio de signo en el valor de la función en dos extremos consecutivos en la banda de paso. Si la alternancia de signos en los extremos del rizado de $S_{11}/\varepsilon jS_{21}$ no se produce es porque o bien hay un cero de reflexión doble o bien dos ceros de reflexión han salido del eje de frecuencias y se han ubicado de forma especular en $s = \pm\sigma + j\omega$, al ser éstas las dos únicas alternativas que se pueden dar en estructuras simétricas [1].

La observación del signo de la función en sus extremos nos permitiría detectar estas situaciones y localizar donde se producen. No obstante, cuando la función $S_{11}/\varepsilon jS_{21}$ pasa por cero n veces dentro de la banda de paso, reflejando que los ceros de reflexión están ubicados en n puntos distintos del eje de frecuencias, no es necesario recurrir al criterio de signos y podemos emplear directamente su módulo. En nuestro caso asumiremos que todos los ceros de reflexión se encuentran ubicados en el eje de frecuencias de forma individual (hipótesis H4 recogida en el subapartado 3.2.3.1), lo que nos permitirá tomar el módulo de dicha función y simplificar así la notación.

Para convertir el problema de optimización en uno de búsqueda de ceros, nos interesa forzar que la función alcance el nivel deseado a las dos frecuencias de corte de la banda de paso y a las $n - 1$ frecuencias donde el rizado de $|S_{11}|$ presente un máximo local, o lo que es equivalente, que las distintas funciones

$$g_i(\mathbf{x}) = \frac{1}{\varepsilon} \left| \frac{S_{11}}{jS_{21}} \right|_{s=j2\pi f_{M_i}} - 1 \quad ; \quad i = 1, 2, 3, \dots, n + 1 \quad (3.27)$$

se anulen simultáneamente. El problema se reduce por tanto a encontrar el cero de la función multidimensional $\mathbf{G}(\mathbf{x}) = [g_1(\mathbf{x}), g_2(\mathbf{x}), \dots, g_{n+1}(\mathbf{x})]^T$, donde cada una de las componentes $g_i(\mathbf{x})$ vienen definidas en (3.27), y \mathbf{x} es un vector con todos los parámetros que vamos a utilizar en el proceso de optimización para que el prototipo recupere la respuesta de rizado constante objetivo.

No es necesario exigir ninguna condición adicional sobre los ceros de reflexión, ya que la simple presencia de los $n - 1$ máximos del rizado nos asegura la existencia de un único cero de reflexión entre cualesquiera dos frecuencias f_{M_i} y $f_{M_{i+1}}$ consecutivas.

Lo que sí resulta realmente necesario es añadir a las componentes de la función de error un término de penalización que permita corregir situaciones en las que la respuesta inicial sufra un desplazamiento importante en frecuencia. De hecho, si un desplazamiento de la respuesta hiciera que a la frecuencias de corte inferior se tuviera un nivel de reflexión igual al máximo especificado en la banda de paso pero perteneciente a uno de los lóbulos del rizado, la componente de error a dicha frecuencia de corte sería igual a cero (ver (3.27)). El optimizador no tendería a resolver la situación producida, y lo más normal es que al final el algoritmo de búsqueda de ceros se estancara. Para resolver este comportamiento anómalo, la componente g_1 de la función de error asociada a la frecuencia de corte inicial f_{c_1} se ha reformulado como

$$g_1 = \begin{cases} \frac{1}{\varepsilon} \left| \frac{S_{11}}{jS_{21}} \right|_{s=j2\pi f_{c_1}} - 1 & \text{si } f_{c_1} \leq f_{m_1} \\ - \left[1 + \kappa(f_{m_1} - f_{c_1})^2 \right] & \text{si } f_{c_1} > f_{m_1} \end{cases} \quad (3.28)$$

de modo que el error es el que corresponde a que a dicha frecuencia se tuviera un cero de reflexión más un término de penalización adicional que mide el desplazamiento en frecuencia del primer cero de reflexión f_{m_1} con respecto a la frecuencia inferior de la banda de paso. Este término está multiplicado por una constante de penalización κ dependiente del ancho de banda y del orden, pero siempre de un valor muy elevado para que el algoritmo de búsqueda de ceros tienda en primer lugar a ubicar la respuesta dentro de la banda de paso especificada. Obsérvese que la componente de la función de error en la expresión (3.28) se ha construido para que sea suave, es decir, continua y diferenciable, tratando así de facilitar el funcionamiento del algoritmo de búsqueda de ceros implementado.

Tras implementar el mismo tipo de penalización para la frecuencia de corte superior f_{c_2} de la banda de paso y añadirla a las expresiones (3.27) y (3.28), se obtiene el siguiente conjunto de componentes de la función de error

$$g_1(\mathbf{x}) = \begin{cases} \frac{1}{\varepsilon} \left| \frac{S_{11}}{jS_{21}} \right|_{s=j2\pi f_{c_1}} - 1 & \text{si } f_{c_1} \leq f_{m_1} \\ - \left[1 + \kappa(f_{m_1} - f_{c_1})^2 \right] & \text{si } f_{c_1} > f_{m_1} \end{cases} \quad (3.29a)$$

$$g_i(\mathbf{x}) = \frac{1}{\varepsilon} \left| \frac{S_{11}}{jS_{21}} \right|_{s=j2\pi f_{M_i}} - 1 \quad ; \quad i = 2, 3, \dots, n \quad (3.29b)$$

$$g_{n+1}(\mathbf{x}) = \begin{cases} \frac{1}{\varepsilon} \left| \frac{S_{11}}{jS_{21}} \right|_{s=j2\pi f_{c_2}} - 1 & \text{si } f_{m_n} \leq f_{c_2} \\ - \left[1 + \kappa(f_{c_2} - f_{m_n})^2 \right] & \text{si } f_{m_n} > f_{c_2} \end{cases} \quad (3.29c)$$

Nótese que para conseguir una respuesta de rizado constante es necesario forzar un total de $n + 1$ ecuaciones, y por tanto se debería disponer de $n + 1$ grados de libertad o variables de optimización en el vector \mathbf{x} . En un filtro de orden n , si se reserva

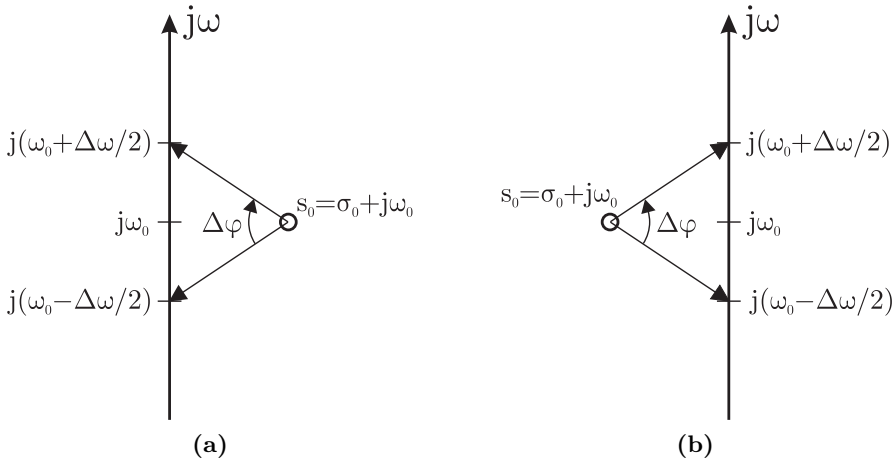


Figura 3.11. Variación de la fase del vector $j\omega - s_0$ en función de la ubicación del cero de reflexión $s_0 = \sigma_0 + j\omega_0$ al atravesar la posición $j\omega_0$ en el eje de frecuencias. En (a) se muestra el caso en que dicho cero se encuentra en la parte derecha del plano complejo s y en (b) cuando se ubica en la parte izquierda.

una variable para ajustar el nivel de acoplo en cada uno de sus $n + 1$ inversores de impedancia, y otra variable para fijar la frecuencia de resonancia de los n resonadores, se dispondría de un total de $2n + 1$ variables o grados de libertad. No obstante, y al tratarse de una estructura simétrica, sólo las $n + 1$ variables de la primera mitad son realmente libres, ya que a partir de ellas se fijan el resto. Como resultado, para ajustar la respuesta de un prototipo simétrico es necesario que el vector \mathbf{x} esté formado por una variable de cada inversor de impedancias y de cada resonador hasta llegar al centro. En el caso del prototipo generalizado descrito en el apartado 3.2.2, se emplearán los parámetros K_{i-1,i_0} asociados al nivel de acoplamiento a la frecuencia de referencia $f_{0_{inv}}$ y las longitudes de onda de resonancia $\lambda_{g_{0_i}}$ de los distintos resonadores.

El caso asimétrico presenta varias diferencias con respecto al simétrico, al poder ser los parámetros S_{11} y S_{22} distintos entre sí. En concreto, para el caso de una red de dos puertos pasiva, recíproca y sin pérdidas, los módulos de estos parámetros S seguirán siendo iguales pero las fases serán en general distintas, tal y como refleja la matriz (3.23). Por lo tanto, la función S_{11}/jS_{21} no tiene que ser real. Además, los ceros de reflexión pueden tener prácticamente cualquier distribución en el plano complejo. La única restricción es que los ceros del parámetro S_{22} sean los ceros de S_{11} conjugados y cambiados de signo, es decir, $s_{0_{22k}} = -s_{0_{11k}}^*$ [1].

Por tanto, ahora es posible tener n mínimos de reflexión distintos en el eje de frecuencias pero sin que todos ellos sean nulos e indiquen una transmisión total de potencia. Este hecho nos obliga a tener que añadir las siguientes componentes adi-

cionales a la función de error

$$g_{n+1+i}(\mathbf{x}) = \frac{1}{\varepsilon} \left| \frac{S_{11}}{jS_{21}} \right|_{s=j2\pi f_{m_i}} \quad ; \quad i = 1, 2, 3, \dots, n \quad (3.30)$$

que también deben ser igual a cero para conseguir una respuesta de rizado constante. De este modo obtenemos $2n + 1$ ecuaciones, que se pueden resolver gracias a que el vector \mathbf{x} tiene que incluir ahora una variable de cada uno de los $n + 1$ inversores de impedancia y de cada uno de los n resonadores.

Para las componentes asociadas a los mínimos de reflexión, es decir, a los mínimos de $|S_{11}/\varepsilon jS_{21}|$, sería conveniente poder indicar si el cero de reflexión se encuentra a la derecha o a la izquierda del eje de frecuencias (normalmente estará muy cerca del eje de frecuencias, para no ver penalizado su término en la función de error). En el caso de respuestas de tipo *all pole*, esta función se puede aproximar en la zona cercana a un cero de reflexión $s_0 = \sigma_0 + j\omega_0$ mediante $j\omega - s_0$. Esta aproximación de primer orden nos permite demostrar que un cero ubicado a la derecha del eje de frecuencias ($\sigma_0 > 0$) produce, al aumentar la frecuencia y atravesar $f_0 = 2\pi\omega_0$, un incremento de fase negativo y mayor a $-\pi$ grados (ver [la figura 3.11a](#)). Por otro lado, para un cero ubicado a la izquierda del eje de frecuencias ($\sigma_0 < 0$), el incremento de fase será positivo pero siempre menor que π como muestra [la figura 3.11b](#). Observando la variación de la fase de $S_{11}/\varepsilon jS_{21}$ entorno a los mínimos de reflexión se puede determinar el signo de la parte real σ_0 de los ceros de reflexión, e introducir esta información en la componente de la función de error.

Como resultado de todo lo anterior, en el caso asimétrico tendremos las siguientes componentes de la función de error

$$g_1(\mathbf{x}) = \begin{cases} \frac{1}{\varepsilon} \left| \frac{S_{11}}{jS_{21}} \right|_{s=j2\pi f_{c_1}} - 1 & \text{si } f_{c_1} \leq f_{m_1} \\ - \left[1 + \kappa (f_{m_1} - f_{c_1})^2 \right] & \text{si } f_{c_1} > f_{m_1} \end{cases} \quad (3.31a)$$

$$g_i(\mathbf{x}) = \frac{1}{\varepsilon} \left| \frac{S_{11}}{jS_{21}} \right|_{s=j2\pi f_{m_i}} - 1 \quad ; \quad i = 2, 3, \dots, n \quad (3.31b)$$

$$g_{n+1}(\mathbf{x}) = \begin{cases} \frac{1}{\varepsilon} \left| \frac{S_{11}}{jS_{21}} \right|_{s=j2\pi f_{c_2}} - 1 & \text{si } f_{m_n} \leq f_{c_2} \\ - \left[1 + \kappa (f_{c_2} - f_{m_n})^2 \right] & \text{si } f_{m_n} > f_{c_2} \end{cases} \quad (3.31c)$$

$$g_{n+1+i}(\mathbf{x}) = \frac{\text{sign}(\sigma_{0_i})}{\varepsilon} \left| \frac{S_{11}}{jS_{21}} \right|_{s=j2\pi f_{m_i}} \quad ; \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (3.31d)$$

con lo que queda formulado un sistema de $2n + 1$ ecuaciones, cuyo cero fijará el valor de los $2n + 1$ variables de optimización tomadas en este caso. El término $\text{sign}(\sigma_{0_i})$ representa el signo de la parte real del i -ésimo cero de reflexión, que está próximo al mínimo de reflexión ubicado en f_{m_i} en el eje de frecuencias.

Para poder evaluar las distintas componentes de la función de error, es necesario determinar previamente las frecuencias de interés. Para el caso simétrico es suficiente conocer las frecuencias f_{M_i} donde la reflexión en la banda de paso presenta un máximo local, así como las frecuencias del primer y último cero de reflexión, f_{m_1} y f_{m_n} (estas dos últimas frecuencias son necesarias para comprobar que la respuesta esté correctamente centrada, o en caso contrario aplicar la penalización recogida en la expresión (3.29)). En el caso asimétrico, por su parte, será necesario conocer también la posición de todos los ceros de reflexión f_{m_i} , o mejor dicho, de los n puntos del eje de frecuencias donde la reflexión presenta un mínimo local. Todas estas frecuencias se deben obtener al simular el prototipo que estamos optimizando.

3.2.3.3. Algoritmo de Optimización

Llegados a este punto, el problema de optimización se ha planteado como la búsqueda del cero global de la función de error multidimensional $\mathbf{G}(\mathbf{x})$ que incorpora a las distintas componentes $g_i(\mathbf{x})$

$$\mathbf{G}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} g_1(\mathbf{x}) \\ g_2(\mathbf{x}) \\ \vdots \\ g_N(\mathbf{x}) \end{bmatrix} ; \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_N \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

donde N representa la dimensión del problema. En el caso simétrico $N = n + 1$ mientras que en el caso asimétrico $N = 2n + 1$, siendo n el orden del filtro. Una vez determinado el vector \mathbf{x}^* que proporcione el cero de la función de error multidimensional, estaremos satisfaciendo todas las características que define una respuesta de Chebyshev o rizado constante. Por tanto, dicho vector solución contendrá el valor de los parámetros del prototipo que hacen que éste tenga la respuesta de rizado constante buscada.

La forma más directa de resolver este problema es aplicar el algoritmo clásico de búsqueda de ceros de Newton-Raphson [101], tal y como se realiza en la versión más actualizada del método de optimización de Cohn descrita en [162]. En el método de Newton-Raphson, se aplica un desarrollo de Taylor de primer orden de la función de error multidimensional entorno al punto actual \mathbf{x}_0

$$\mathbf{G}(\mathbf{x}) \simeq \mathbf{G}(\mathbf{x}_0) + \mathbf{J}_{\mathbf{G}}(\mathbf{x}_0)(\mathbf{x} - \mathbf{x}_0) \quad (3.33)$$

y se busca el valor del vector \mathbf{x} que sea solución de dicho desarrollo aproximado

$$\mathbf{G}(\mathbf{x}_0) + \mathbf{J}_{\mathbf{G}}(\mathbf{x}_0)(\mathbf{x} - \mathbf{x}_0) = \mathbf{0} \quad \Rightarrow \quad \mathbf{x} = \mathbf{x}_0 - \mathbf{J}_{\mathbf{G}}^{-1}(\mathbf{x}_0) \mathbf{G}(\mathbf{x}_0) \quad (3.34)$$

donde $\mathbf{J}_{\mathbf{G}}(\mathbf{x}_0)$ es la matriz jacobiana de la función multidimensional de error, y que

se calcula a partir de las derivadas de cada una de sus componentes

$$\mathbf{J}_{\mathbf{G}}(\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} \frac{\partial g_1(\mathbf{x})}{\partial x_1} & \frac{\partial g_1(\mathbf{x})}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial g_1(\mathbf{x})}{\partial x_N} \\ \frac{\partial g_2(\mathbf{x})}{\partial x_1} & \frac{\partial g_2(\mathbf{x})}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial g_2(\mathbf{x})}{\partial x_N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial g_N(\mathbf{x})}{\partial x_1} & \frac{\partial g_N(\mathbf{x})}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial g_N(\mathbf{x})}{\partial x_N} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \nabla g_1(\mathbf{x})^T \\ \nabla g_2(\mathbf{x})^T \\ \vdots \\ \nabla g_N(\mathbf{x})^T \end{pmatrix} \quad (3.35)$$

Por lo tanto, el método de Newton-Raphson genera una secuencia de puntos que se intentan acercar progresivamente al cero de la función de error multidimensional. La ecuación que describe como se obtiene el punto \mathbf{x}_{k+1} en la iteración actual a partir del punto \mathbf{x}_k calculado en la iteración anterior es

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_k + \mathbf{s}_k^N \quad ; \quad \mathbf{s}_k^N = -\mathbf{J}_{\mathbf{G}}^{-1}(\mathbf{x}_k) \mathbf{G}(\mathbf{x}_k) \quad (3.36)$$

siendo \mathbf{s}_k^N el paso de Newton a dar en la iteración actual a partir de \mathbf{x}_k .

En el caso de que la función se pueda aproximar con bastante precisión por su desarrollo de Taylor de primer orden, la técnica de Newton-Raphson converge al cero del problema de forma cuadrática. No obstante, este procedimiento puede presentar en la práctica varios problemas que hacen que no llegue a un resultado satisfactorio [101]. El más importante es que la longitud del paso de Newton sea tan grande como para llegar a una zona donde el modelo de primer orden en la expresión (3.33) deje de ser válido, y por tanto podamos no estar apenas progresando o incluso alejándonos del cero de la función. Esta situación es especialmente grave cuando nos encontramos cerca de un punto de silla de la función, donde la matriz jacobiana es casi singular, y por tanto el paso de Newton nos puede alejar mucho de la posición actual. En estos casos, el método falla por intentar buscar de una forma demasiado directa el cero de la función.

Si se desea convertir el problema en uno de minimización pura, podemos emplear la siguiente función de error escalar

$$q(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \|\mathbf{G}(\mathbf{x})\|_2^2 = \frac{1}{2} \mathbf{G}^T(\mathbf{x}) \mathbf{G}(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N g_i^2(\mathbf{x}) \quad (3.37)$$

que siempre es positiva y cuyo mínimo global es cero, el cual se consigue en el mismo punto \mathbf{x}^* donde la función de error multidimensional $\mathbf{G}(\mathbf{x})$ se anula.

Por tanto, podemos proceder de forma equivalente intentando llegar al mínimo de la función de error escalar $q(\mathbf{x})$. La forma más rápida de hacerlo es desplazándonos en la dirección de máximo descenso de $q(\mathbf{x})$ desde el punto actual \mathbf{x}_0 . Dicha dirección es la contraria a la del gradiente de la función, es decir, es la dirección que marca el vector $-\nabla q(\mathbf{x}_0)$. El gradiente de la función de error escalar se puede expresar fácilmente en términos de la función de error multidimensional y su matriz jacobiana

$$\nabla q(\mathbf{x}_0) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \nabla g_i^2(\mathbf{x}_0) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N 2 \nabla g_i(\mathbf{x}_0) g_i(\mathbf{x}_0) = \mathbf{J}_{\mathbf{G}}^T(\mathbf{x}_0) \mathbf{G}(\mathbf{x}_0) \quad (3.38)$$

Al movernos por la dirección de máximo descenso estamos reduciendo el valor de la función de error escalar, y por tanto nos acercamos a un mínimo local de ésta. Sin embargo, no tenemos ninguna garantía que dicho mínimo sea el global. De hecho, a excepción de que se empiece desde un punto inicial muy cercano a la solución, lo más probable es que este procedimiento quede atrapado en un mínimo local. A diferencia del método de Newton-Raphson, esta técnica falla por intentar buscar la solución al problema de una forma bastante indirecta (sin tratar de ir directamente al mínimo global), lo que hace que en muchas ocasiones se encuentre un punto desde el cual el algoritmo es incapaz de mejorar.

Para intentar paliar las deficiencias de ambos métodos e intentar extraer lo mejor de cada uno de ellos, vamos a emplear una estrategia de región de confianza [163]. Este tipo de estrategias ya ha sido utilizada con éxito en algunas aplicaciones en el ámbito de las microondas [164]. Las estrategias de región de confianza se caracterizan por limitar el tamaño máximo del paso que se puede dar en cada iteración para no salir de una zona denominada región de confianza, en la que el modelo empleado muestra ser válido.

De forma análoga a como se ha construido la función de error escalar $q(\mathbf{x})$, pero utilizando ahora el desarrollo de Taylor de primer orden de la función $\mathbf{G}(\mathbf{x})$ en el punto actual \mathbf{x}_0 , se define la siguiente función cuadrática escalar

$$\begin{aligned} h_{\mathbf{x}_0}(\mathbf{s}) &= \frac{1}{2} \|\mathbf{G}(\mathbf{x}_0) + \mathbf{J}_G(\mathbf{x}_0) \mathbf{s}\|_2^2 \\ &= \frac{1}{2} (\mathbf{G}(\mathbf{x}_0) + \mathbf{J}_G(\mathbf{x}_0) \mathbf{s})^T (\mathbf{G}(\mathbf{x}_0) + \mathbf{J}_G(\mathbf{x}_0) \mathbf{s}) \end{aligned} \quad (3.39)$$

donde \mathbf{s} representa el paso o desplazamiento a partir de \mathbf{x}_0 a dar en la iteración actual. Tras desarrollar y simplificar la función anterior, esta se puede expresar de una forma más apropiada como

$$h_{\mathbf{x}_0}(\mathbf{s}) = q(\mathbf{x}_0) + \mathbf{s}^T \nabla q(\mathbf{x}_0) + \frac{1}{2} \mathbf{s}^T \mathbf{J}_G^T(\mathbf{x}_0) \mathbf{J}_G(\mathbf{x}_0) \mathbf{s} \quad (3.40)$$

lo que nos muestra claramente que se trata de una función cuadrática en el paso \mathbf{s} .

Nótese como para crear la función $h_{\mathbf{x}_0}(\mathbf{s})$, se ha usado $\mathbf{G}(\mathbf{x}_0) + \mathbf{J}_G(\mathbf{x}_0)(\mathbf{x} - \mathbf{x}_0)$ en lugar de la propia función $\mathbf{G}(\mathbf{x})$. Es decir, se ha reemplazado la función de error multidimensional por un modelo formado por su desarrollo de Taylor de primer orden. Esta simplificación facilita el cálculo del paso a realizar en la siguiente iteración. El tamaño de la región de confianza se ajustará de forma que en su interior exista bastante similitud entre el modelo y el comportamiento real de la función $\mathbf{G}(\mathbf{x})$ que se quiere modelar. Tras dar cada paso, será necesario recalcular el modelo para el nuevo punto \mathbf{x}_0 en el que nos encontremos, y ajustar nuevamente el tamaño de la región de confianza donde dicho modelo se considera que es fiable y preciso.

Por la forma en la que se ha construido, esta función $h_{\mathbf{x}_0}(\mathbf{s})$ presenta varias propiedades de interés:

- Si la matriz jacobiana $\mathbf{J}_G(\mathbf{x}_0)$ no es singular, es una función cuadrática definida positiva, y por lo tanto sólo existe un paso \mathbf{s} que la minimiza en una región determinada.
- El valor mínimo de esta función cuadrática es cero, y se consigue con el paso de Newton $\mathbf{s}_{\min} = \mathbf{s}^N = -\mathbf{J}_G^{-1}(\mathbf{x}_0) \mathbf{G}(\mathbf{x}_0)$.
- Se comporta localmente como $q(\mathbf{x})$ cerca de \mathbf{x}_0 , ya que ambas tienen el mismo desarrollo en serie de primer orden entorno a dicho punto \mathbf{x}_0 .

La estrategia de región de confianza propone buscar el valor del paso \mathbf{s} que minimice la función cuadrática (3.40) dentro de una región centrada en \mathbf{x}_0 y de radio δ_c , es decir

$$\min_{\mathbf{s}} \{h_{\mathbf{x}_0}(\mathbf{s})\} \text{ cumpliendo que } \|\mathbf{s}\| \leq \delta_c \quad (3.41)$$

Esta región centrada en el punto actual es la denominada región de confianza, ya que es donde el algoritmo estima que hay una buena similitud entre $\mathbf{G}(\mathbf{x})$ y su modelo $\mathbf{G}(\mathbf{x}_0) + \mathbf{J}_G(\mathbf{x}_0)(\mathbf{x} - \mathbf{x}_0)$.

El paso \mathbf{s} solución de (3.41) es único si la matriz jacobiana $\mathbf{J}_G(\mathbf{x}_0)$ no es singular. En el caso de que esta matriz fuera singular, existirían un número infinito de posibles pasos. Para tomar de entre todas estas posibles soluciones aquella con el paso más corto (y por tanto, donde el modelo deberá ser en principio más fiable), se debe perturbar la función cuadrática (3.40) de la siguiente forma

$$h'_{\mathbf{x}_0}(\mathbf{s}) = q(\mathbf{x}_0) + \mathbf{s}^T \nabla q(\mathbf{x}_0) + \frac{1}{2} \mathbf{s}^T \left[\mathbf{J}_G^T(\mathbf{x}_0) \mathbf{J}_G(\mathbf{x}_0) + \sqrt{N\varepsilon} \|\mathbf{J}_G^T(\mathbf{x}_0) \mathbf{J}_G(\mathbf{x}_0)\|_1 \mathbf{I} \right] \mathbf{s} \quad (3.42)$$

donde ε es el número más cercano a cero que es capaz de poder representar y reconocer el ordenador.

El paso solución del problema que minimiza la función cuadrática (3.40) o (3.42) dentro de la región de confianza se obtiene aplicando la técnica denominada *Locally Constrained Optimal*, que se describe en profundidad en [163].

Las propiedades de la función cuadrática $h_{\mathbf{x}_0}(\mathbf{s})$ y la limitación en la longitud del paso propia de las estrategias de región de confianza, hace que esta técnica tienda a combinar los métodos de Newton-Raphson y de minimización según la dirección de máximo descenso. Cuando la región de confianza sea suficientemente amplia, el algoritmo podrá utilizar el paso que proporciona el método de Newton-Raphson. Si la región de confianza es pequeña, el algoritmo tenderá a desplazarse más bien por la dirección de máximo descenso para intentar así reducir la función de error escalar. Este desplazamiento se realizará hasta que aumente la zona donde el modelo sea válido, y por tanto se pueda empezar a alargar los pasos y comenzar a buscar de forma más directa el cero de la función de error.

La forma de fijar el radio de la región de confianza se basa principalmente en evaluar la diferencia entre el valor real de la función de error multidimensional $\mathbf{G}(\mathbf{x})$ en cada nuevo punto y el que predecía el modelo utilizado para calcular el último paso. Si el error máximo o el cuadrático medio de las distintas componentes es pequeño, se tiende a ampliar el radio δ_c de la región de confianza. Por otro lado, si alguno de dichos errores es grande, la región de confianza se reduce. Además, en función de la mejora que se haya conseguido y la longitud del desplazamiento realizado, se decide si se acepta el paso o se rechaza y se intenta buscar otro paso desde el mismo punto tras reajustar convenientemente el tamaño de la región de confianza. En esta memoria no pretendemos entrar en detalles de implementación particularmente densos, principalmente por razones de tamaño. La completa descripción realizada en [163] proporciona las guías básicas a la hora de ajustar el radio de la región de confianza, y que para nuestro caso particular se han detallado en la extensa memoria [165].

A nivel de eficiencia computacional, este método es equiparable a las técnicas convencionales de búsqueda de ceros y de minimización en los casos en las que éstas funcionan. La ventaja principal, no obstante, reside en su mayor robustez, al poder llegar a la solución del problema en la mayoría de los casos en los que las otras técnicas fallan individualmente. Aun así, y generalmente en problemas con alta sensibilidad y que involucran a un elevado número de variables, esta técnica de optimización puede fallar o converger lentamente al ir atascándose y desatacándose conforme se progresa hacia la respuesta de rizado constante objetivo.

3.2.3.4. Aspectos Generales de Implementación

Cada vez que el algoritmo de la región de confianza acepta un paso y se desplaza a nuevo punto \mathbf{x}_{k+1} , es necesario recalcular el modelo empleado ya que éste depende del punto en el que nos encontremos. Reevaluar el modelo requiere calcular la función de error multidimensional $\mathbf{G}(\mathbf{x}_{k+1})$ así como su matriz jacobiana $\mathbf{J}_{\mathbf{G}}(\mathbf{x}_{k+1})$ en el nuevo punto. El cálculo de la matriz jacobiana, tal y como se muestra en la expresión (3.35), requiere N evaluaciones de la función de error del dispositivo al tener que perturbar una a una todas las variables que forman el vector \mathbf{x} . Incluso empleando simuladores circuitales, el tiempo consumido puede llegar a ser importante y sería interesante reducirlo.

Para aumentar la eficiencia del método, en vez de calcular desde cero la matriz jacobiana, se va a actualizar mediante la aplicación del método de Broyden [166]. Esta técnica sólo actualiza la matriz jacobiana con la información que se puede extraer del último paso realizado, aproximando la tangente en la dirección de dicho paso por la secante, mientras mantiene igual la información para las direcciones ortogonales al paso dado. Esta actualización se puede resumir en las siguientes condiciones

$$\hat{\mathbf{J}}_{\mathbf{G}}(\mathbf{x}_{k+1})(\mathbf{x}_{k+1} - \mathbf{x}_k) = \mathbf{G}(\mathbf{x}_{k+1}) - \mathbf{G}(\mathbf{x}_k) \quad (3.43a)$$

$$\hat{\mathbf{J}}_{\mathbf{G}}(\mathbf{x}_{k+1})\mathbf{z} = \hat{\mathbf{J}}_{\mathbf{G}}(\mathbf{x}_k)\mathbf{z} \quad \forall \mathbf{z} \perp (\mathbf{x}_{k+1} - \mathbf{x}_k) \quad (3.43b)$$

que dan lugar a la siguiente fórmula de actualización

$$\hat{\mathbf{J}}_{\mathbf{G}}(\mathbf{x}_{k+1}) = \hat{\mathbf{J}}_{\mathbf{G}}(\mathbf{x}_k) + \frac{\left[\mathbf{G}(\mathbf{x}_{k+1}) - \mathbf{G}(\mathbf{x}_k) - \hat{\mathbf{J}}_{\mathbf{G}}(\mathbf{x}_k) \mathbf{s}_k \right] \mathbf{s}_k^T}{\|\mathbf{s}_k\|_2^2} \quad (3.44)$$

donde $\mathbf{s}_k = \mathbf{x}_{k+1} - \mathbf{x}_k$ es el paso realizado, mientras que $\hat{\mathbf{J}}_{\mathbf{G}}(\mathbf{x}_k)$ y $\hat{\mathbf{J}}_{\mathbf{G}}(\mathbf{x}_{k+1})$ son las estimaciones de las matrices jacobianas utilizadas para establecer el modelo en la iteración actual (que parte del punto \mathbf{x}_k) y en la siguiente iteración (que se realizará desde el punto \mathbf{x}_{k+1}), respectivamente.

La actualización reflejada en la expresión (3.44) no requiere ninguna evaluación de la función de error adicional al cálculo de $\mathbf{G}(\mathbf{x}_{k+1})$. Sin embargo, esta forma de actualización tan eficiente hace que tengamos una matriz cada vez más distante de la matriz jacobiana real. Como consecuencia, la zona donde el modelo es válido será menor, y por tanto la región de confianza tenderá a ir reduciéndose al igual que el tamaño de los pasos. Cuando se detecte que la región de confianza se haya hecho muy pequeña y que el algoritmo presente dificultades, resulta muy conveniente realizar un cálculo completo de toda la matriz jacobiana desde cero. Tras realizar esta actualización completa, el radio de la región de confianza aumenta y el algoritmo tiende de nuevo a progresar más rápidamente. Tanto en el primer cálculo de la matriz jacobiana como en sus distintas actualizaciones completas, las derivadas se aproximan de forma numérica.

Al estar empleando prototipos circuitales con elementos caracterizables de forma analítica, sería posible emplear la técnica de la matriz adjunta para obtener directamente la matriz jacobiana [57], [167]. De esta forma tendríamos siempre la matriz completamente actualizada, sin requerir las N evaluaciones adicionales de la función de error tras cada paso, y sin la necesidad de realizar aproximaciones numéricas de las derivadas. Esta posibilidad no se ha explotado en la presente tesis, pero se deja como una posible ampliación futura que sin duda mejorará las prestaciones de la técnica de optimización utilizada.

Una de las mayores dificultades que presenta el método de optimización de Cohn reside en la necesidad de tener que localizar la posición de las frecuencias f_{m_i} y f_{M_i} cuando se desee evaluar la función de error. Para no tener que hacer continuamente barridos en frecuencia muy densos, se han implementado unas matrices que almacenan la variación de dichas frecuencias con cada una de las variables de diseño del circuito que se está optimizando. Estas matrices funcionan de forma similar a la matriz jacobiana de la función de error, pero en vez de emplear las componentes de la función de error, utilizan las frecuencias de interés de la banda de paso. Estas matrices se actualizan también con la fórmula de Broyden, y no requieren ninguna simulación adicional a la necesaria para evaluar la función de error en el nuevo punto.

A partir de estas matrices se puede estimar la posición de los nuevos máximos y mínimos del rizado cada vez que se completa un paso, lo que permite generar un barrido de unos pocos puntos entorno a las nuevas frecuencias de interés estimadas. En

función del grado de precisión que muestre el estimador de frecuencias desarrollado, y que el algoritmo evalúa y monitoriza de forma similar al radio de la región de confianza, se utilizará un número menor o mayor de puntos entorno a cada frecuencia de interés, con un mínimo de 3 y un máximo de 9. Finalmente, a partir de los tres puntos que encierran al extremo buscado, se realiza una interpolación cuadrática inversa para obtener la posición del extremo mediante el método de Brent [101]⁵. De esta forma se reduce drásticamente el número de puntos en frecuencia utilizados para localizar las frecuencias de interés, y por tanto se aumenta la velocidad del método de optimización.

El cálculo preciso de la posición y del valor de los mínimos es siempre lo más delicado, por un lado porque la variación de S_{11}/jS_{21} en dicha zona es mucho mayor, y por otro por su mayor sensibilidad respecto a variaciones en las variables de optimización. Se ha observado una importante mejoría en la velocidad del algoritmo cuando se multiplican las componentes g_i de la función de error correspondientes a los mínimos de reflexión por un factor de corrección exponencial, que reduzca su importancia cuando las pérdidas de retorno estén por debajo del doble de lo especificado para la banda de paso, pero que la amplifique de forma severa cuando se vayan acercando al valor especificado. Al actuar de esta forma en las estructuras asimétricas, se evita que el algoritmo dedique un tiempo más que considerable a intentar conseguir una insignificante mejoría en la escasa reflexión obtenida en los mínimos del rizado. Así mismo, se tiende a evitar que para mejorar una componente concreta de la función de error que esté muy desajustada, el algoritmo degrade en exceso el nivel de reflexión en cualquiera de los mínimos del rizado y desintonice de forma importante al prototipo.

3.2.4. Procedimiento de Diseño de Filtros Inductivos

En las secciones anteriores hemos ido describiendo por separado los distintos ingredientes que nos permitirán organizar un procedimiento novedoso de diseño automatizado de filtros inductivos en guía onda rectangular. En concreto, en el apartado 3.2.1 se describía una nueva metodología de diseño de componentes pasivos de microondas que integraba los pasos P1 (síntesis del prototipo) y P2 (síntesis dimensional de la estructura) de los procedimientos clásicos. En el apartado 3.2.2 se ha propuesto un nuevo prototipo muy general y flexible capaz de representar con precisión a los filtros de cavidades acopladas, que admite una forma que puede sintetizarse analíticamente, y que además puede moverse gradualmente entre un prototipo ya sintetizado y un prototipo objetivo que se desee sintetizar. Por último, en el apartado 3.2.3 se ha presentado de forma resumida un potente y robusto algoritmo de optimización, que nos permitirá completar la síntesis del prototipo a partir del punto inicial que proporciona la técnica de síntesis aproximada recogida en el subapartado 3.2.2.3.

⁵En filtros con respuestas de tipo *all-pole* la función S_{11}/jS_{21} se puede aproximar localmente y con mucha precisión mediante una función puramente polinómica.

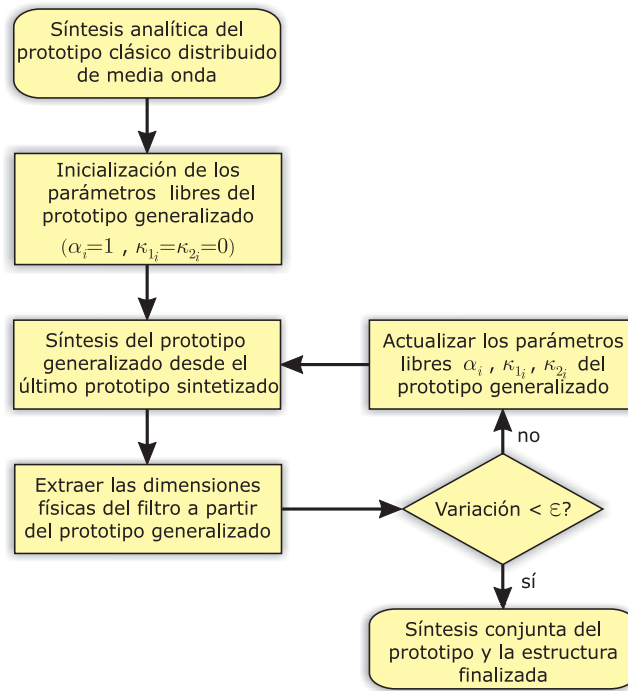


Figura 3.12. Diagrama de flujo simplificado de la nueva metodología de síntesis aplicada a filtros inductivos en guía onda rectangular.

En este apartado vamos a juntar todos estos ingredientes, describiendo con cierto detalle el procedimiento de diseño de filtros inductivos desarrollado en esta tesis. Esta técnica, al combinar los pasos P1 y P2 de las metodologías clásicas, va a dejar la tarea de diseño prácticamente resuelta tras la síntesis combinada del prototipo y la estructura. El precio a pagar es una síntesis del prototipo más compleja, que requiere de la combinación de un algoritmo de síntesis aproximado, una estrategia de prototipos intermedios y un optimizador circuital. Así mismo, el procedimiento de diseño visto en su conjunto es más elaborado, al tener que integrar de forma iterativa los pasos P1 y P2 de las metodologías clásicas de diseño. Tras completar la síntesis combinada del prototipo y la estructura, se realizaría la optimización del dispositivo extraído de la forma habitual (paso P3). No obstante, y debido a la precisión de la técnica de síntesis desarrollada, este paso en muchas ocasiones no es necesario o, en el peor de los casos, se reduce a un ligero y rápido reajuste final.

El diagrama de flujo del nuevo procedimiento de síntesis combinado para filtros inductivos en guía onda rectangular se recoge en la [figura 3.12](#).

El primer paso de este procedimiento consiste en particularizar el prototipo gene-

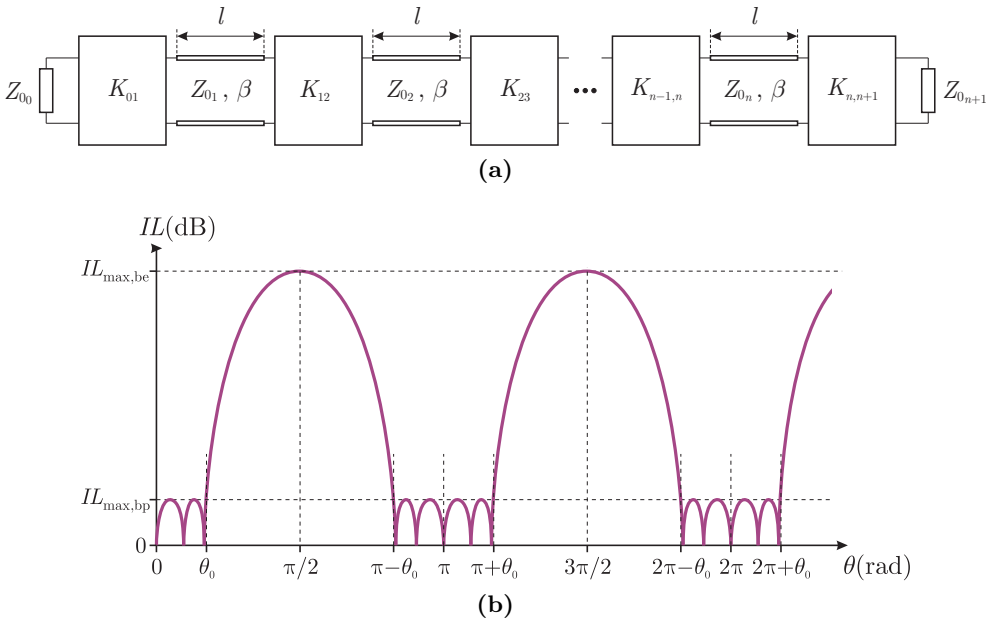


Figura 3.13. Prototipo clásico distribuido de media onda en (a) y respuesta típica de rizado constante en función de su variable normalizada $\theta = \beta l$ en (b).

realizado de media onda (ver [la figura 3.6](#) de la página 158) en un prototipo sintetizable analíticamente. Si se fija a cero el valor de los parámetros γ_i , $\alpha_{i-1,i}$, κ_{1_i} y κ_{2_i} del prototipo generalizado, obtendremos un prototipo commensurado formado por inversores de impedancia constantes con la frecuencia y por líneas de impedancia característica y longitud también invariantes con la frecuencia. El prototipo resultante es un prototipo clásico sintetizable de forma analítica, en concreto, el prototipo distribuido de media onda [9]. La forma de este prototipo, así como su respuesta en función de la variable normalizada dependiente de la frecuencia $\theta = 2\pi l/\lambda_g$, se muestran en [la figura 3.13](#).

El procedimiento de síntesis de este prototipo se describe con un cierto nivel de detalle en [la sección 5.2](#), si bien dicha descripción (y su representación en la forma de un prototipo distribuido de saltos de impedancia) está más enfocada a explotar su banda paso bajo comprendida entre 0 y θ_0 . En filtros paso banda se suele emplear el margen de frecuencias en el que la variable normalizada θ se encuentra entre $\pi - \theta_0$ y $\pi + \theta_0$ para implementar la banda de paso⁶. Como podemos ver en [la figura 3.13\(b\)](#), la respuesta de este prototipo se repite en θ con un periodo π debido al comportamiento periódico de las líneas de transmisión con la longitud de onda.

Como el prototipo distribuido de media onda es claramente homogéneo, será nece-

⁶De hecho, el nombre del prototipo distribuido de media onda se debe a que dicha banda de paso está centrada en $\theta = \pi$, es decir, cuando la longitud de la línea coincide con media longitud de onda.

sario utilizar la misma longitud de onda en todas las líneas del prototipo, o lo que es lo mismo, considerar el mismo número de onda de corte. Dicho número de onda de corte de referencia, $k_{c_{\text{pdmo}}}$, se tomará igual al valor medio de los del modo fundamental en las distintas guías de la estructura real, es decir

$$k_{c_{\text{pdmo}}} = \frac{1}{n+2} \sum_{i=0}^{n+1} k_{c_i} \quad (3.45)$$

lo que permite definir una longitud de onda de referencia común $\lambda_{g_{\text{pdmo}}}$ válida para todo el prototipo. A continuación, y a partir del valor de la longitud de onda de referencia del prototipo a la frecuencia de corte inferior f_{c_1} y superior f_{c_2} de la banda de paso, es decir, $\lambda_{g_{c_1 \text{pdmo}}}$ y $\lambda_{g_{c_2 \text{pdmo}}}$, se puede determinar la longitud l que deben tener todas las líneas del prototipo

$$l = \frac{\lambda_{g_{0 \text{pdmo}}}}{2} \quad ; \quad \lambda_{g_{0 \text{pdmo}}} = 2 \frac{\lambda_{g_{c_1 \text{pdmo}}} \lambda_{g_{c_2 \text{pdmo}}}}{\lambda_{g_{c_1 \text{pdmo}}} + \lambda_{g_{c_2 \text{pdmo}}}} \quad (3.46)$$

mientras que el parámetro θ_0 de la respuesta del prototipo está asociado a su ancho de banda según la relación

$$\theta_0 = \frac{\pi}{2} BW_h = \pi \frac{\lambda_{g_{c_1 \text{pdmo}}} - \lambda_{g_{c_2 \text{pdmo}}}}{\lambda_{g_{c_1 \text{pdmo}}} + \lambda_{g_{c_2 \text{pdmo}}}} \quad (3.47)$$

El parámetro $\lambda_{g_{0 \text{pdmo}}}$ en (3.46) denota a la longitud de onda central del filtro, de la que se puede deducir fácilmente la frecuencia central de la banda de paso (donde las líneas miden media longitud de onda y la variable normalizada θ es igual a π).

Tras obtener el valor de θ_0 y seleccionar el tipo de respuesta objetivo, que en nuestro caso será de Chebyshev, se puede determinar fácilmente el valor de los inversores de impedancia aplicando el procedimiento descrito en el apartado 5.2.3 y explotando la equivalencia entre la forma de saltos de impedancia y la forma de media onda del prototipo clásico distribuido. Este procedimiento también se puede encontrar en [85], en este caso aprovechando la equivalencia de este prototipo con el transformador homogéneo de cuarto de onda estudiado en [168].

Una vez se ha sintetizado el prototipo clásico, se procederá a realizar la síntesis de una forma del prototipo generalizado de media onda más similar a la estructura real. En este prototipo se incluirá el comportamiento del modo fundamental TE_{10} de cada guía de la estructura, para lo que se fijarán todos los parámetros γ_i a 1, y se considerará en cada línea el número de onda de corte k_{c_i} (y por tanto la longitud de onda λ_{g_i}) del modo fundamental de la guía correspondiente de la estructura. Por otro lado, y a falta de conocer el comportamiento real de los elementos de acoplo de la estructura, se les va a otorgar en un principio el carácter de inductancias ideales en paralelo. Por lo tanto, los parámetros $\alpha_{i-1,i}$ se fijarán inicialmente a 1 y los parámetros κ_{1_i} y κ_{2_i} a

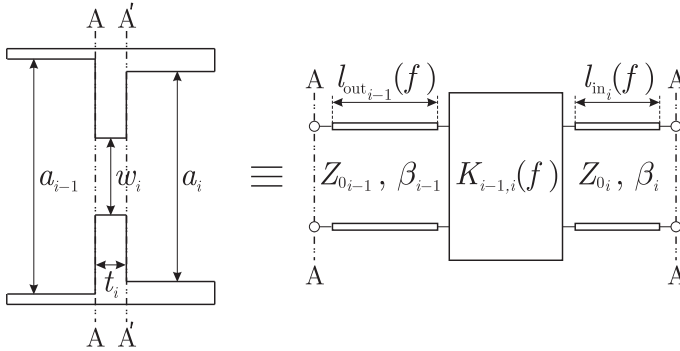


Figura 3.14. Ventana de acoplamiento inductivo de la estructura real y modelo circuital equivalente entre los planos A y A', que está compuesto por un inversor de impedancias y unas longitudes de las líneas de acceso que ajustan el desfase.

0. Esta representación de los obstáculos inductivos es la misma que se emplea en los métodos clásicos de síntesis de estos dispositivos [72], [73].

Tras completarse la síntesis de este prototipo objetivo, se calcularán unas dimensiones iniciales de la estructura, es decir, se realizará una síntesis dimensional a partir del prototipo sintetizado (ver la figura 3.12). Dicha extracción requiere simular cada elemento de acoplamiento de la estructura junto a sus guías de entrada y salida (la forma de realizar esta simulación electromagnética se describe con más detalle en el subapartado 3.2.5.3).

A partir de los resultados de la simulación de los diferentes elementos de acoplamiento reales, se puede determinar fácilmente el valor de las constantes de inversión que proporcionan a cada frecuencia. En concreto, para el i -ésimo elemento de acoplamiento inductivo, la constante de inversión normalizada por las impedancias de sus guías de acceso viene dada en general por

$$\frac{K_{i-1,i}(f)}{\sqrt{Z_{0_{i-1}}(f) Z_{0_i}(f)}} = \sqrt{\frac{1 - |S_{11}(f)|}{1 + |S_{11}(f)|}} \quad (3.48)$$

siendo $|S_{11}(f)|$ el módulo del coeficiente de reflexión S_{11} a la entrada de dicho elemento de acoplamiento inductivo. El elemento real introduce además un cierto desfase entre su entrada y su salida, que normalmente no se va a corresponder con los $\pm 90^\circ$ que introduce un inversor de impedancias ideal. Por lo tanto, al modelo del elemento de acoplamiento (ver la figura 3.14) se le deben añadir unas longitudes de corrección dadas por:

$$l_{in_i}(f) = -\frac{1}{\beta_i(f)} \left(\phi_{21}(f) - \frac{\phi_{11}(f)}{2} + m\pi \right) \quad (3.49a)$$

$$l_{out_{i-1}}(f) = -\frac{1}{\beta_{i-1}(f)} \left(\frac{\phi_{11}(f)}{2} + \frac{(2n-1)\pi}{2} \right) \quad (3.49b)$$

donde el valor de los enteros m y n se eligen de forma que dichas longitudes sean lo más pequeñas posibles en valor absoluto⁷. En la expresión (3.49), $\phi_{11}(f)$ y $\phi_{21}(f)$ son la fase de los parámetros de reflexión S_{11} y transmisión S_{21} obtenidos al simular el elemento de acoplo inductivo entre sus planos de acceso.

Como se pretende que el elemento de acoplo real implemente a la frecuencia $f_{0_{inv}}$ una constante de inversión igual al valor del parámetro K_{i-1,i_0} obtenido en la síntesis del prototipo, se deberán ir ajustando sus dimensiones hasta lograr que el módulo de su parámetro S_{11} sea el asociado por (3.48) a dicha constante de inversión objetivo. Para conseguirlo sólo es necesario en realidad disponer de una dimensión física libre por elemento de acoplo, pudiendo fijarse el resto como más convenga dentro de un margen razonable. El ajuste de dicha dimensión libre se realiza de forma completamente automatizada mediante una combinación de los métodos numéricos de búsqueda de ceros de Newton-Raphson y de Brent⁸ [101].

Una vez que se han obtenido las dimensiones de los elementos de acoplo inductivos, se puede pasar a determinar la longitud física de las guías que implementan los resonadores de la estructura. Como los elementos de acoplo reales introducen unas longitudes que se añaden al inversor de impedancias ideal, hay que restar dichas longitudes de corrección a la media longitud de onda que requieren las guías para resonar. De este modo, la longitud física de la guía que implementa al i -ésimo resonador de la estructura será en realidad

$$l_i = \frac{\lambda_{g_{0_i}}}{2} - l_{in_i}(f_{0_i}) - l_{out_i}(f_{0_i}) \quad (3.50)$$

donde el valor de $\lambda_{g_{0_i}}$ ya se determinó al completar la síntesis del prototipo, mientras que f_{0_i} es la frecuencia de resonancia de la i -ésima línea de transmisión del prototipo (a la que λ_{g_i} pasa a ser igual a $\lambda_{g_{0_i}}$).

Al llegar a este punto ya se han obtenido las dimensiones iniciales de la estructura. En un procedimiento tradicional de diseño, se asume que la síntesis dimensional se ha completado y se realizaría la optimización final del dispositivo partiendo de la estructura extraída. Sin embargo, en la nueva metodología de diseño, se introduce un camino de realimentación adicional reflejado en el diagrama de flujo de la figura 3.12. Más en concreto, se procede a simular los elementos de acoplo en la banda de paso del dispositivo para extraer su comportamiento de banda ancha. A partir de esta simulación, se realiza un ajuste por mínimos cuadrados para representar la constante de inversión que proporciona el elemento de acoplo en la forma (3.2), y las longitudes de corrección que hay que introducir a su entrada y salida con una función parabólica en $1/\lambda_g$. Como resultado, se deducen unos nuevos valores de los parámetros $\alpha_{i-1,i}$, κ_{1_i}

⁷Normalmente estas longitudes son pequeñas y positivas, y al final tienden a reducir ligeramente la longitud de los resonadores de la estructura de acuerdo a (3.50), tal y como corresponde a un elemento de acoplo con un comportamiento inductivo.

⁸El robusto método de Brent se emplea en la primera iteración, al no disponer de un punto inicial, y también cuando se detecta que el método de Newton-Raphson no está convergiendo rápidamente a una solución.

y κ_2 , para que el prototipo herede la dependencia con la frecuencia de la estructura extraída.

El prototipo resultante ha cambiado con respecto al último sintetizado para parecerse más a la última estructura real, y necesita por tanto ser sintetizado de nuevo para volver a recuperar la respuesta de rizado constante objetivo. Este prototipo se pasará a la forma de síntesis descrita en el subapartado 3.2.2.2 y se sintetizará siguiendo el procedimiento descrito en el subapartado 3.2.2.3 a partir del último prototipo previamente sintetizado. De esta forma, se inicia una nueva iteración del proceso de síntesis conjunta del prototipo y la estructura (ver la figura 3.12).

Todo este procedimiento se repite hasta que la variación en las dimensiones físicas de las estructuras obtenidas en dos iteraciones consecutivas sea inferior a una cierta cota, la cual puede ser fijada por el usuario o determinarse de forma automática a partir de las especificaciones de diseño (como se verá en el subapartado 3.2.5.2). Normalmente se suele alcanzar convergencia en un número muy reducido de iteraciones. Una vez completada la síntesis, y sólo si fuera necesario, se procedería a realizar una optimización final del dispositivo extraído.

En la nueva metodología, el prototipo y la estructura se realimentan entre ellas y evolucionan conjuntamente hasta extraer un excelente dispositivo inicial. Aunque el tiempo requerido para completar este procedimiento de síntesis conjunta es algo más elevado que el que requieren las técnicas convencionales, sigue siendo bajo al reducir al mínimo las simulaciones electromagnéticas necesarias para poder alinear el prototipo y la estructura. Por otro lado, al proporcionar un extraordinario punto inicial, la optimización final de la estructura se completa en un tiempo muy reducido o incluso deja de ser necesaria. Visto en su conjunto, el nuevo procedimiento es capaz de reducir de forma drástica el tiempo necesario para completar el diseño, y además la excelente estructura inicial extraída garantiza el éxito de todo el proceso.

El nuevo procedimiento debe ser lo suficientemente robusto como para poder ser integrado en una herramienta CAD completamente automatizada, lo que obliga a que la síntesis del prototipo objetivo de cada iteración se complete siempre de forma satisfactoria (recuperando la respuesta objetivo, que en nuestro caso será de rizado constante). En filtros complicados, y especialmente en las dos primeras iteraciones, las diferencias entre el prototipo objetivo y el inicial de la iteración pueden ser importantes. Esto hace que en ocasiones el punto inicial que proporciona el procedimiento de síntesis aproximado no sea adecuado para realizar la optimización circuital (por ejemplo, porque se haya perdido un cero de reflexión, y por tanto el optimizador de rizado constante descrito en el apartado 3.2.3 no se pueda inicializar) o simplemente no sea lo suficientemente bueno como para que dicha optimización sea ágil y rápida. Cuando se detecta alguna de estas situaciones, se asume que la síntesis del prototipo objetivo a partir del inicial de la iteración es una tarea demasiado difícil para resolverla en un único paso, y se opta por activar una estrategia de prototipos intermedios.

La estrategia de prototipos intermedios se activa cuando la síntesis del prototipo objetivo de una iteración falla o resulta muy dificultosa. En su lugar, se aborta dicha

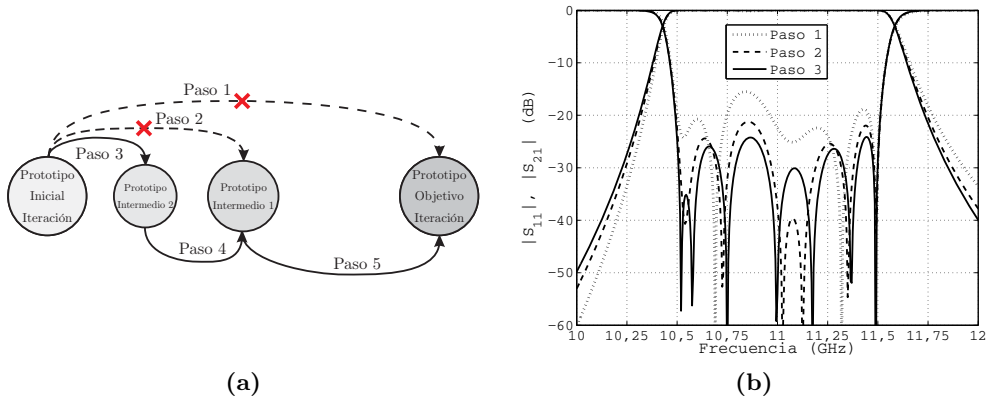


Figura 3.15. En (a) se muestra la descripción esquemática de la primera iteración del procedimiento de síntesis conjunta de la estructura y el prototipo, donde las líneas continuas y discontinuas representan intentos de síntesis exitosos y fallidos, respectivamente. En (b) se representan las respuestas de los puntos iniciales obtenidos tras la técnica de síntesis aproximada en los tres primeros pasos.

síntesis directa y se genera un prototipo intermedio cuyos parámetros γ_i , $\alpha_{i-1,i}$, κ_{1_i} , κ_{2_i} y k_{c_i} se fijan a mitad de camino entre los parámetros del prototipo inicial previamente sintetizado y el prototipo objetivo a sintetizar en la iteración. A continuación, y en vez de intentar la síntesis del prototipo objetivo, se intenta sintetizar el prototipo intermedio a partir del prototipo inicial de la iteración. Una vez se ha completado la síntesis del prototipo intermedio, éste se utiliza como prototipo inicial desde el que realizar la síntesis del prototipo objetivo de la iteración.

Este procedimiento es recursivo, pudiendo generarse prototipos intermedios adicionales cuando se detecte que la síntesis de un prototipo intermedio también resulta ser difícil. Como las diferencias entre los sucesivos prototipos intermedios se pueden hacer tan pequeñas como sea necesario, el algoritmo resultante demuestra ser extremadamente robusto.

Al activarse en una iteración la estrategia de prototipos intermedios, también se activa un algoritmo de corrección de error de la técnica de síntesis aproximada. Siempre que se completa la síntesis de un prototipo intermedio, se evalúa también el error entre el valor de las variables de síntesis $\lambda_{g_{0_i}}$ y K_{i-1,i_0} obtenidas y las proporcionadas inicialmente por la técnica de síntesis aproximada. En la síntesis del siguiente prototipo, se usará dicha información para corregir a priori la estimación inicial que proporciona la técnica de síntesis aproximada. Esta técnica de compensación mejora drásticamente los pasos de síntesis realizados a partir de prototipos intermedios.

Además de la importante ventaja en eficiencia, el uso de prototipos nos da una flexibilidad a la hora de realizar las optimizaciones que las estructuras reales son in-

Tabla 3.1
EVOLUCIÓN DE LAS VARIABLES DE SÍNTESIS DE LOS PROTOTIPOS OBTENIDOS
AL FINAL DE CADA ITERACIÓN

Variable	Iter. 1	Iter. 2	Iter. 3	Iter. 4
$f_{0_1} = f_{0_7}$ (GHz)	10,9650	10,9384	10,9402	10,9399
$f_{0_2} = f_{0_6}$ (GHz)	10,9602	10,9372	10,9391	10,9388
$f_{0_3} = f_{0_5}$ (GHz)	10,9448	10,9344	10,9352	10,9351
f_{0_4} (GHz)	10,9423	10,9338	10,9343	10,9342
$K_{01_0} = K_{78_0}$ (Ω)	300,29	285,35	287,81	287,34
$K_{12_0} = K_{67_0}$ (Ω)	164,54	156,42	157,93	157,63
$K_{23_0} = K_{56_0}$ (Ω)	112,62	113,36	113,52	113,47
$K_{34_0} = K_{45_0}$ (Ω)	102,80	104,27	104,29	104,27

capaces de proporcionar. Este hecho nos permite elaborar estrategias como la de los prototipos intermedios, que son capaces de dotar de una enorme robustez al procedimiento de diseño de la estructura, y nos permite garantizar excelentes resultados para cualquier tipo de dispositivo que sea capaz de ser representado mediante el prototipo generalizado propuesto.

Para ilustrar todos estos conceptos, se va a describir el diseño de un filtro paso banda inhomogéneo de orden 7 con ventanas de acoplo inductivas, cuya banda de paso estará centrada a 11 GHz, con 1 GHz de anchura, y con unas pérdidas de retorno de 27 dB. Los puertos del dispositivo serán guías estándar WR-75, mientras que las anchuras de los resonadores se alternarán entre 20,55 mm y 17,55 mm. Las longitudes t_i de todas las ventanas se han fijado a 2 mm. Estas consideraciones geométricas dan lugar a que la estructura resultante sea simétrica en la dirección de propagación.

Al ser un filtro de un ancho de banda importante y con un grado notable de inhomogeneidad, las diferencias entre el prototipo clásico de media onda y el prototipo generalizado a sintetizar en la primera iteración no son pequeñas. La técnica de síntesis aproximada es incapaz, por lo tanto, de proporcionar un excelente punto inicial desde el que se pueda realizar la optimización de rizado constante (ver [la figura 3.15](#)). El algoritmo crea entonces un primer prototipo intermedio a mitad de camino entre el prototipo clásico de media onda y el prototipo objetivo de la primera iteración. Como el punto inicial obtenido sigue sin ser suficientemente bueno, se ha de generar un segundo prototipo intermedio como muestra [la figura 3.15\(a\)](#). Para este segundo prototipo intermedio, aun siendo más cercano al prototipo clásico de media onda, la técnica de síntesis aproximada es capaz de proporcionar un punto inicial cuya respuesta muestre todos los ceros de reflexión (ver [la figura 3.15\(b\)](#)), y a partir del cual el optimizador es capaz de recuperar de forma ágil la respuesta de rizado constante objetivo. Partiendo del segundo prototipo intermedio sintetizado, se realiza la síntesis del primer prototipo intermedio. Finalmente, desde el primer prototipo intermedio se

Tabla 3.2
EVOLUCIÓN DE LOS PARÁMETROS LIBRES DEL PROTOTIPO OBJETIVO DE CADA
ITERACIÓN

Parametro	Iter. 1	Iter. 2	Iter. 3	Iter. 4
$\alpha_{01} = \alpha_{78}$	1,0000	0,3235	0,4182	0,4026
$\alpha_{12} = \alpha_{67}$	1,0000	1,0858	1,1230	1,1162
$\alpha_{23} = \alpha_{56}$	1,0000	1,2883	1,2864	1,2857
$\alpha_{34} = \alpha_{45}$	1,0000	1,3162	1,3125	1,3124
$\kappa_{11} = \kappa_{17}$ (mm ²)	0,0000	-60,9834	-50,4162	-52,1638
$\kappa_{12} = \kappa_{16}$ (mm ²)	0,0000	-5,3327	6,6763	6,4240
$\kappa_{13} = \kappa_{15}$ (mm ²)	0,0000	-12,0681	11,9594	11,9500
κ_{14} (mm ²)	0,0000	-11,7836	11,6972	11,6976
$\kappa_{21} = \kappa_{27}$ (mm ³ × 10 ³)	0,0000	0,8151	0,5569	0,5953
$\kappa_{22} = \kappa_{26}$ (mm ³ × 10 ³)	0,0000	0,0897	0,1115	0,1068
$\kappa_{23} = \kappa_{25}$ (mm ³ × 10 ³)	0,0000	0,1988	0,1945	0,1941
κ_{24} (mm ³ × 10 ³)	0,0000	0,2546	0,2508	0,2508

completa con éxito la síntesis del prototipo objetivo de la presente iteración, haciendo que éste recupere la respuesta deseada.

Como se puede ver en la [figura 3.15\(a\)](#), una vez se completó la síntesis del primer prototipo intermedio, los restantes prototipos intermedios se sintetizaron sin mayores dificultades. Este hecho es bastante habitual en la práctica, y se debe a la técnica de estimación y compensación de errores del procedimiento aproximado de síntesis empleada siempre que se utilizan prototipos intermedios.

A partir del prototipo objetivo de la iteración ya sintetizado, se extraen unas dimensiones iniciales de la estructura. A continuación, los distintos elementos de acoplo se simulan individualmente en la banda de paso del filtro, y acto seguido se actualizan los parámetros libres del prototipo para que éste adquiera el comportamiento con la frecuencia del dispositivo real. Finalmente se inicia una nueva iteración que, partiendo del prototipo sintetizado en la iteración anterior, trate de completar la síntesis del prototipo obtenido tras actualizar sus parámetros libres con la última estructura extraída (y que será el prototipo objetivo de la nueva iteración). Este proceso se repite hasta que la variación en las dimensiones de la estructura extraída en dos iteraciones consecutivas sea pequeña, y prácticamente imperceptible en la respuesta final del dispositivo.

En el caso concreto de este filtro, fueron necesarias un total de cuatro iteraciones para alcanzar convergencia en las dimensiones físicas de la estructura. El tiempo total requerido para completar el proceso está por debajo de 1 segundo en un ordenador personal convencional. Tanto el prototipo como la estructura van evolucionando de forma conjunta y realimentándose entre sí en cada iteración, hasta llegar a la solución

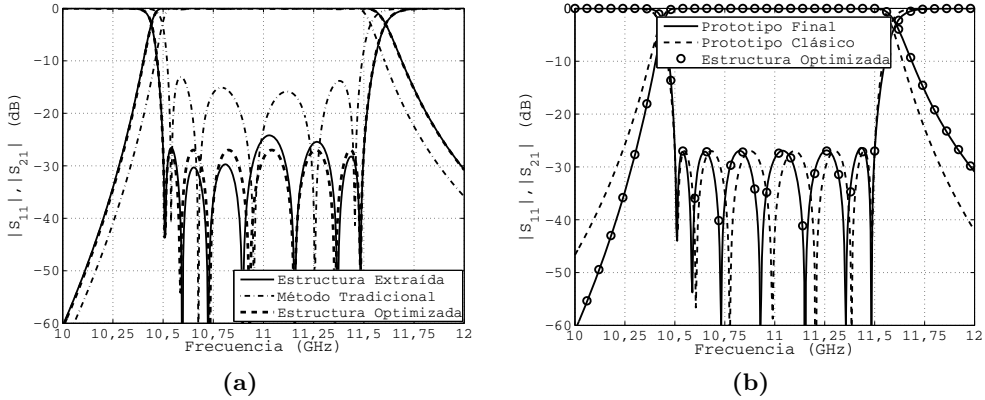


Figura 3.16. Comparación en (a) entre la respuesta de la estructura extraída con la nueva metodología, la extraída utilizando la adaptación de las técnicas tradicionales al caso inhomogéneo descrita en [74], y la respuesta de la estructura optimizada. En (b) se compara la respuesta del prototipo final sintetizado con la del prototipo de media onda inicial y la respuesta de la estructura ya optimizada.

final. En las tablas 3.1 y 3.2 se muestran la evolución, respectivamente, de las variables de síntesis y de los parámetros libres del prototipo objetivo de cada iteración. Los datos recopilados en estas tablas también nos muestran que se ha alcanzado convergencia en la cuarta iteración.

Como podemos ver en la tabla 3.2, los parámetros $\alpha_{i-1,i}$, κ_{1_i} y κ_{2_i} van progresando para adaptarse al comportamiento con la frecuencia de los elementos de la estructura. Aunque no se recoge en la tabla, es importante indicar que en todos los prototipos objetivos se fijan los distintos parámetros γ_i a 1, mientras que el número de onda de corte utilizado en cada línea del prototipo se toma siempre igual al del modo fundamental de la guía de la estructura a la que representa. De esta forma, cada línea del prototipo modela fielmente a su correspondiente guía de la estructura en régimen monomodo.

Al tratarse de una estructura inhomogénea, se puede observar como las líneas del prototipo tienen frecuencias centrales f_{0_i} distintas, y que además van variando en cada iteración (si bien en este caso particular tienden a acercarse entre sí conforme va avanzando el proceso de síntesis conjunta). Por último, obsérvese como el procedimiento de síntesis preserva la simetría de la estructura en la dirección de propagación.

En la figura 3.16(a) se compara la respuesta de la estructura extraída con la nueva técnica con la obtenida mediante la adaptación del método tradicional de Rhodes al caso inhomogéneo [74]. La respuesta de la estructura extraída es prácticamente de rizado constante, y se puede considerar excelente si tenemos en cuenta el exigente conjunto de especificaciones. Tras una rápida optimización, que requirió menos de

Tabla 3.3
DIMENSIONES FÍSICAS DE LAS DISTINTAS ESTRUCTURAS EXTRAÍDAS Y
DIFERENCIAS CON EL FILTRO OPTIMIZADO

	Filtro	Nueva Técnica		Método en [74]	
	Óptimo	Valor	Error	Valor	Error
$l_1 = l_7$ (mm)	12,183	12,196	0,013	12,026	-0,157
$l_2 = l_6$ (mm)	17,985	17,967	-0,018	18,196	0,211
$l_3 = l_5$ (mm)	14,775	14,775	0,000	15,015	0,240
l_4 (mm)	18,884	18,876	-0,008	19,138	0,254
$w_1 = w_8$ (mm)	12,698	12,707	0,009	13,207	0,509
$w_2 = w_7$ (mm)	10,132	10,144	0,012	9,974	-0,158
$w_3 = w_6$ (mm)	9,186	9,191	0,005	8,939	-0,247
$w_4 = w_5$ (mm)	8,962	8,968	0,006	8,693	-0,269
Error máximo (μm)		18		509	
Error medio (μm)		8,9		255,7	

10 segundos, se recuperó la respuesta de rizado constante deseada. Por otro lado, la respuesta de la estructura extraída por las metodologías tradicionales es bastante deficiente. Se puede observar como la respuesta de este método es correcta entorno a la frecuencia central del filtro ubicada a 11 GHz y luego se degrada con rapidez. El método en [74] desprecia la diferente variación con la frecuencia de los distintos elementos del filtro, tanto en lo que respecta a los resonadores como a las ventanas de acoplo inductivas, lo que hace que sólo sea válido en filtros poco sensibles y en un ancho de banda reducido.

La figura 3.16(b) ratifica la precisión con la que el prototipo generalizado es capaz de representar el comportamiento de la estructura. La respuesta de la estructura coincide exactamente con la del prototipo final sintetizado, que como era de esperar exhibe un rizado constante perfecto. Esta figura muestra también la gran diferencia que existe entre el comportamiento de la estructura y del prototipo clásico de media onda, tanto en la ubicación de los ceros de reflexión que proporciona la respuesta de rizado constante como en la pendiente de la caída fuera de banda. Estas diferencias, que son imperceptibles en el caso del prototipo generalizado, se deben a la diferente dispersión con la frecuencia de los elementos de la estructura real y del prototipo clásico de media onda.

Una pregunta que surge a partir de la figura 3.16 es porqué la estructura extraída no presenta la misma respuesta de rizado constante que el prototipo sintetizado. El motivo fundamental recae en la presencia de modos de orden superior en la estructura, los cuales no se han considerado en el prototipo generalizado por razones de simplicidad. La débil presencia de estos modos en los resonadores más anchos de la estructura genera pequeñas diferencias entre la estructura y el prototipo, que luego se

traducen en pequeñas variaciones entre las dimensiones realmente extraídas y las que tendría el filtro de rizado constante perfecto (que para este filtro se sitúan en media por debajo de las 10 μm). Estas pequeñas diferencias se pueden siempre corregir con un pequeño y rápido reajuste final.

Las dimensiones de las distintas estructuras extraídas se recogen en [la tabla 3.3](#). A partir de los resultados se deduce que las diferencias entre la estructura optimizada y la obtenida tras el proceso de síntesis conjunta son mínimas, y aproximadamente del mismo orden de las tolerancias de los procesos de fabricación. Estos datos demuestran la precisión de la nueva técnica de síntesis conjunta. Los resultados son incluso más destacables cuando se comparan con los que se obtendrían utilizando la técnica [74] basada en los prototipos y las metodologías tradicionales. La mejora en precisión es cercana a un orden y medio de magnitud. Las respuestas mostradas en [la figura 3.16](#) también demuestran claramente la notable mejoría. Una optimización electromagnética realizada desde la estructura inicial que proporciona la metodología tradicional sería como mínimo pesada y laboriosa, y sin tener todas las garantías de que al final llegara a buen puerto.

A partir de este ejemplo se puede empezar a vislumbrar las capacidades de la nueva metodología de diseño. Invirtiendo un tiempo prácticamente despreciable en la realización de la síntesis conjunta del prototipo y la estructura, es posible obtener una excelente estructura inicial que como máximo, y sólo en algunos casos como el mostrado en este ejemplo, requiere de un ligero y rápido reajuste final. De esta forma es posible reducir en varios órdenes de magnitud el tiempo requerido para completar el diseño con respecto a las técnicas tradicionales, al evitar una lenta y pesada optimización electromagnética del dispositivo desde un pobre punto inicial. Además, e incluso más importante, este método es capaz de garantizar el éxito del procedimiento de diseño de cualquier estructura que sea fielmente representable mediante el prototipo, gracias a la calidad del dispositivo inicial extraído tras el proceso de síntesis conjunta. En esta aplicación particular, en la que el prototipo está dotado de una gran flexibilidad y adaptabilidad, es posible diseñar prácticamente cualquier filtro inductivo independientemente de su ancho de banda, orden, nivel de pérdidas de retorno exigido, grado de inhomogeneidad y asimetría en la dirección de propagación.

3.2.5. Aspectos Adicionales

Tras haber descrito los principales aspectos de la nueva técnica de síntesis y diseño de filtros inductivos convencionales en guía onda rectangular, y antes de pasar a mostrar los resultados, en este apartado vamos a tratar algunos aspectos adicionales que pueden ser de interés. En concreto, y apoyándonos en la herramienta desarrollada, se presentarán las conclusiones de un análisis estadístico que se ha realizado para determinar la robustez de los filtros inductivos frente a tolerancias de fabricación, y que nos ayudará también a establecer una cota de convergencia por defecto para la técnica de síntesis. Así mismo, se describirán algunos aspectos de la herramienta de

simulación que hemos empleado para modelar de forma precisa y eficiente los distintos tipos de ventanas de acoplo inductivas consideradas.

Algunos de estos aspectos adicionales, y más en concreto los estrechamente relacionados con la fabricación, como el efecto de las tolerancias en las prestaciones del filtro o la síntesis de filtros inductivos con esquinas redondeadas, han sido recientemente publicadas por su mayor interés práctico en [169].

3.2.5.1. Análisis de Tolerancias

La implementación física de cualquier componente de microondas está siempre sujeta a las tolerancias o imprecisiones de las técnicas de fabricación. Estas imprecisiones introducen variaciones aleatorias en las dimensiones físicas de la estructura, que degradan la respuesta real del dispositivo fabricado. El impacto de estas tolerancias de fabricación en las prestaciones depende básicamente de la sensibilidad del componente a pequeñas variaciones en sus dimensiones físicas.

Cuando se prevé que las imprecisiones de la técnica de fabricación puedan ocasionar una degradación inaceptable, se suele recurrir a una implementación que incluya tornillos de sintonía. Ajustando estos tornillos, se puede recuperar la forma de la respuesta deseada y reducir en cierta medida las degradaciones en las prestaciones del dispositivo. Sin embargo, el uso de tornillos de sintonía incrementa el tiempo y el coste del proceso de desarrollo del componente, aumenta las pérdidas de inserción, y además reduce el nivel máximo de potencia que puede soportar la estructura. Por dichas razones, y siempre que sea posible, la industria prefiere implementaciones que no incluyan tornillos de sintonía.

Para poder determinar a priori la sensibilidad de un cierto dispositivo, se realiza un análisis de tolerancias una vez completado su diseño. Éste normalmente consiste en un análisis de Monte Carlo en el que se perturban varias veces todas sus dimensiones físicas de acuerdo a una cierta distribución estadística, y se van simulando las diferentes estructuras resultantes. Tras juntar en la misma gráfica las respuestas de todas las estructuras perturbadas, se observa claramente la degradación que se puede esperar en las prestaciones del dispositivo. Sin embargo, este proceso requiere muchas simulaciones electromagnéticas precisas y puede ser bastante pesado desde un punto de vista computacional, especialmente cuando el dispositivo es costoso de simular. En muchas ocasiones, además, se realizan varios análisis de Monte Carlo hasta determinar la tolerancia de fabricación necesaria para que las prestaciones del dispositivo se encuentren dentro de un margen aceptable.

Desde un punto de vista práctico, sería mucho más útil disponer de expresiones analíticas que permitan estimar la sensibilidad de una cierta estructura, y la degradación que podemos esperar en sus prestaciones en función de la tolerancia de fabricación. Estas expresiones permitirían a los diseñadores determinar a priori y de forma inmediata la tolerancia máxima que se podría admitir, lo que ayudaría a elegir la técnica de fabricación a utilizar y su precisión. Así mismo, permitiría averiguar a partir

de las especificaciones si el dispositivo admitiría una implementación sin tornillos de sintonía con unas ciertas garantías de éxito.

A pesar del interés práctico de este tipo de expresiones, apenas hay constancia de su existencia en la literatura técnica. Sólo se puede destacar el trabajo en [170] que pretende evaluar la sensibilidad de filtros en plano H. Esta interesante contribución se puede considerar más bien como un trabajo preliminar, ya que la expresión utilizada se ha obtenido empleando la intuición, se ha establecido con un número reducido de dispositivos diseñados, y además la sensibilidad se asocia siempre a una reducción fija del 20 % en el nivel de las pérdidas de retorno.

En nuestro caso hemos sacado provecho de la gran precisión y eficiencia de la técnica de diseño desarrollada para ampliar el trabajo presentado en [170], realizando ahora un estudio en mayor profundidad en el que se emplean una gran cantidad de filtros en plano H. Este estudio ha permitido obtener unas expresiones más precisas, que involucran a un mayor número de parámetros, y que además permiten evaluar la degradación en diferentes prestaciones del filtro. A partir de estas expresiones, se podrá deducir la tolerancia de fabricación necesaria para que las prestaciones del filtro se encuentren dentro del rango requerido en cada aplicación concreta.

Para obtener dichas expresiones, se ha completado en primer lugar el diseño (síntesis conjunta y optimización final) de una gran variedad de filtros paso banda homogéneos con ventanas de acoplo inductivas. Para cada uno de los filtros diseñados se han realizado varios análisis de Monte Carlo, empleando una distribución uniforme para las perturbaciones aleatorias, y fijando en cada análisis una perturbación máxima o tolerancia T distinta. En cada una de las simulaciones realizadas se han medido los siguientes parámetros de error

$$\text{err}_{\lambda_{g_0}} = \frac{|\lambda_{g_0}^{(\text{real})} - \lambda_{g_0}^{(\text{ideal})}|}{\lambda_{g_0}^{(\text{ideal})}} \quad (3.51a)$$

$$\text{err}_{BW_r} = \frac{|BW_r^{(\text{real})} - BW_r^{(\text{ideal})}|}{BW_r^{(\text{ideal})}} \quad (3.51b)$$

$$\text{err}_{RL} = \frac{|P_{\max}^{-(\text{real})} - P_{\max}^{-(\text{ideal})}|}{P_{\max}^{-(\text{ideal})}} = \frac{||S_{11}|_{\max}^{(\text{real})}|^2 - |S_{11}|_{\max}^{(\text{ideal})}|^2|}{|S_{11}|_{\max}^{(\text{ideal})}|^2} \quad (3.51c)$$

que indican, respectivamente, el desplazamiento relativo en la longitud de onda central de la banda de paso, la variación relativa del ancho de banda del filtro, y el incremento relativo que sufren sus pérdidas de retorno (es decir, el incremento relativo en la potencia que refleja el dispositivo a la frecuencia peor adaptada de su banda de paso).

Para calcular los errores (3.51), es necesario determinar inicialmente la frecuencia inicial y final de la banda de paso de cada filtro simulado (con sus dimensiones físicas alteradas por el Monte Carlo), así como el máximo del módulo del parámetro de reflexión en dicha banda, $|S_{11}|_{\max}^{(\text{real})}$. Los límites reales la banda de paso se determinan

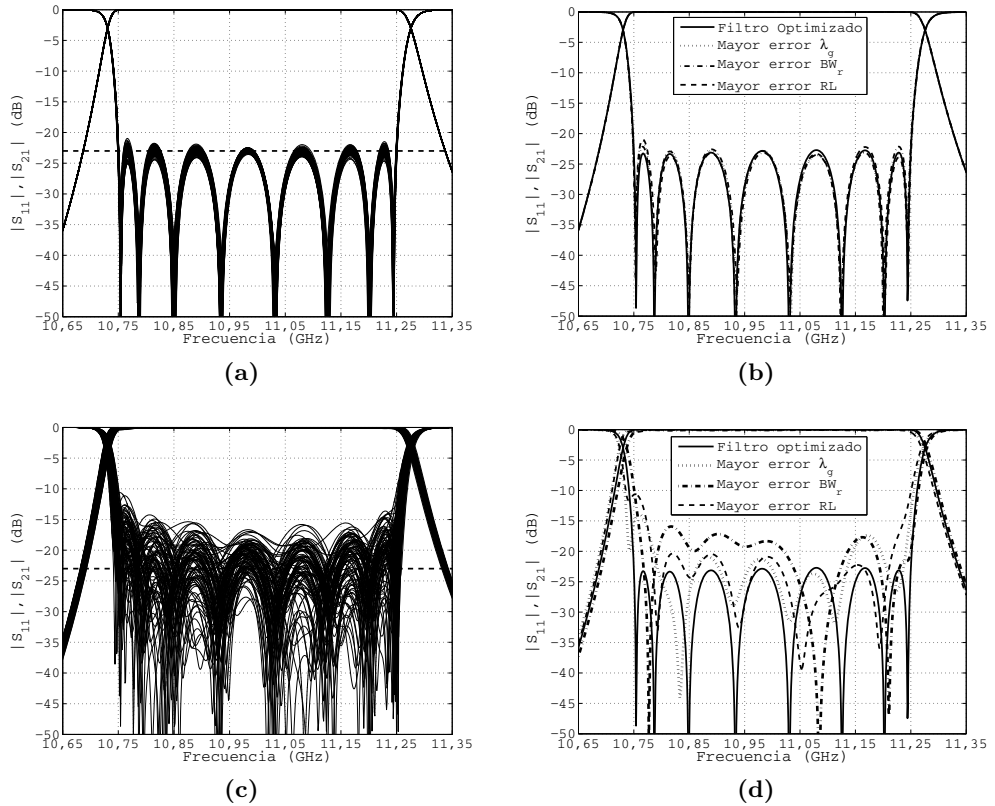


Figura 3.17. Simulaciones en (a) y en (c) del análisis de Monte Carlo de un filtro paso banda con variaciones máximas permitidas de $\pm 2,5 \mu\text{m}$ y $\pm 25 \mu\text{m}$, respectivamente, y respuestas con los mayores términos de error en (b) y en (d).

observando la primera y la última frecuencia a las que la respuesta atraviesa el nivel de pérdidas de retorno especificado, o en su defecto, donde se produce un mínimo de reflexión. Luego, la longitud de onda central y el ancho de banda relativo se obtienen con el procedimiento analítico aproximado para filtros homogéneos descrito en [72]. En concreto, la longitud de onda central sería la solución de la ecuación

$$\lambda_{g_1}^{(\text{real})} \sin\left(\pi \frac{\lambda_{g_0}^{(\text{real})}}{\lambda_{g_1}^{(\text{real})}}\right) + \lambda_{g_2}^{(\text{real})} \sin\left(\pi \frac{\lambda_{g_0}^{(\text{real})}}{\lambda_{g_2}^{(\text{real})}}\right) = 0 \quad (3.52)$$

y el ancho de banda relativo en términos de la longitud de onda se determina mediante

$$BW_r^{(\text{real})} = \frac{2\theta'_0}{\pi} \quad ; \quad \sin \theta'_0 = \frac{\lambda_{g_1}^{(\text{real})}}{\lambda_{g_0}^{(\text{real})}} \sin\left(\pi \frac{\lambda_{g_0}^{(\text{real})}}{\lambda_{g_1}^{(\text{real})}}\right) \quad (3.53)$$

siendo $\lambda_{g_1}^{(\text{real})}$ y $\lambda_{g_2}^{(\text{real})}$ las longitudes de onda en la guía a las frecuencias inicial y final que delimitan la banda de paso del filtro simulado.

La figura 3.17 muestra las simulaciones de dos análisis de Monte Carlo distintos de un filtro en guía WR75 centrado a 11 GHz, con una banda de paso de 500 MHz de ancho y 23 dB de pérdidas de retorno. También se representa la respuesta del filtro optimizado junto a la peor respuesta para cada uno de los errores definidos en (3.51). Podemos observar como una perturbación máxima de $\pm 2,5 \mu\text{m}$ en las dimensiones físicas de la estructura genera una variación pequeña de la respuesta, incluso en las que presentan los mayores errores; mientras que si dicha cota se aumenta a $\pm 25 \mu\text{m}$, la degradación pasa a ser severa y el margen en el que se mueven las respuestas es bastante amplio. En ambos casos, el mayor deterioro se produce en las pérdidas de retorno. De hecho, y de acuerdo a todos los análisis de Monte Carlo realizados, la degradación en este parámetro es siempre mayor que la que sufre el ancho de banda relativo o la longitud de onda central de la banda de paso.

Para cada análisis de Monte Carlo, es decir, para todas las simulaciones realizadas con una perturbación T máxima en cada estructura diseñada, se ha calculado el error medio, el error RMS, el error máximo y la varianza del error. Todos estos estadísticos se han ajustado a una expresión de la forma:

$$\text{err}_x = \kappa \left(\frac{T}{\lambda_{g_0}} \right)^\alpha \frac{(\lambda_{g_0}/\lambda_{g_{\text{guias}}})^\beta N^\varepsilon}{BW_r^\chi |S_{11}|_{\text{max}}^\delta} = \kappa T^\alpha \frac{\lambda_{g_0}^{\beta-\alpha} N^\varepsilon}{\lambda_{g_{\text{guias}}}^\beta BW_r^\chi |S_{11}|_{\text{max}}^\delta} \quad (3.54)$$

que incluye como parámetros la tolerancia T de fabricación, el orden N del filtro, el valor máximo permitido del factor de reflexión en la banda de paso $|S_{11}|_{\text{max}}$ (que normalmente se especifica mediante el nivel de las pérdidas de retorno RL), el ancho de banda relativo en términos de la longitud de onda BW_r , la longitud de onda central del filtro λ_{g_0} , y la longitud de onda a la frecuencia central de la banda de operación recomendada de las guías de la estructura $\lambda_{g_{\text{guias}}}$ ⁹. Las variables griegas en la ecuación (3.54) son los parámetros utilizados para realizar el ajuste. El término T/λ_{g_0} representa la variación eléctrica máxima de las dimensiones por la tolerancia de fabricación, mientras que el factor $\lambda_{g_0}/\lambda_{g_{\text{guias}}}$ evalúa el efecto de la ubicación de la banda de paso del filtro con respecto a la banda de trabajo de las guías utilizadas. Obsérvese como esta forma de introducir los términos que involucran a las longitudes logra que las expresiones sean adimensionales, al igual que lo son los errores relativos (3.51) que se pretenden ajustar.

Tras realizar el ajuste por mínimos cuadrados, se han deducido las expresiones que permiten determinar los distintos estadísticos (error medio, máximo, RMS, y varianza del error) para las tres prestaciones consideradas en (3.51). Así por ejemplo,

⁹El valor de este parámetro normalmente se toma igual a 1,6436 veces la anchura de la guía utilizada para los puertos y resonadores, al asumir que la banda de trabajo recomendada se encuentra entre $1,25f_{c_{\text{TE}_{10}}}$ y $1,9f_{c_{\text{TE}_{10}}}$.

las obtenidas para modelar los errores RMS son:

$$\text{err}_{\lambda_{g_0}}(\text{RMS}) = 0,86T \frac{\lambda_{g_0}^{0,5} BW_r^{0,1}}{\lambda_{g_{\text{guias}}}^{1,5} |S_{11}|_{\text{max}}^{0,53} N^{0,43}} \quad (3.55a)$$

$$\text{err}_{BW_r}(\text{RMS}) = 1,98T^{1,04} \frac{\lambda_{g_0}^{0,23}}{\lambda_{g_{\text{guias}}}^{1,27} BW_r^{0,71} |S_{11}|_{\text{max}}^{0,63} N^{0,51}} \quad (3.55b)$$

$$\text{err}_{RL}(\text{RMS}) = 2,13T^{1,17} \frac{\lambda_{g_0}^{0,58} N^{1,82}}{\lambda_{g_{\text{guias}}}^{1,75} BW_r^{1,1} |S_{11}|_{\text{max}}^{1,03}} \quad (3.55c)$$

mientras que el error máximo es aproximadamente 3 veces mayor, y el error medio se sitúa aproximadamente entre un 10 y un 20 % por debajo del error RMS. El error RMS es algo más conservador que el error medio, y no tan excesivamente pesimista como el error máximo, y por tanto el que consideramos más adecuado de cara a ser utilizado en las aplicaciones prácticas.

Las expresiones en la ecuación (3.55) permiten estimar el desplazamiento en longitud de onda, la variación del ancho de banda relativo o la degradación en las pérdidas de retorno que podemos esperar si el dispositivo se fabrica mediante un procedimiento que tenga una tolerancia máxima T .

Aunque las expresiones anteriores se han obtenido para filtros homogéneos en plano H con ventanas de acoplo inductivas, se han aplicado también a filtros con otros tipos de obstáculos inductivos, así como a estructuras inhomogéneas considerando las anchuras medias de los resonadores y de los puertos para calcular los parámetros BW_r , λ_{g_0} and $\lambda_{g_{\text{ports}}}$. Los resultados obtenidos han seguido siendo bastante precisos, lo que valida también en estos casos el uso de los estimadores propuestos en (3.55).

3.2.5.2. Criterio de Convergencia

El procedimiento de síntesis termina cuando las dimensiones físicas extraídas en dos iteraciones consecutivas difieren menos que una cierta cota prefijada de antemano. Esta cota debería estar relacionada bien con la sensibilidad del filtro, o bien con la tolerancia de fabricación que se va a emplear para fabricar el componente. De hecho, es una pérdida de tiempo optimizar hasta la micra las dimensiones de un dispositivo cuya sensibilidad es del orden de 20 μm , y que por tanto será construido con una técnica que presenta una tolerancia de fabricación de $\pm 10 \mu\text{m}$ ¹⁰. Así por ejemplo, en filtros sensibles que requieran tornillos de sintonía, la tarea de diseño se puede dar por terminada tras obtener unas dimensiones cuya variación se encuentre dentro de la tolerancia de fabricación empleada. En los filtros sin elementos de sintonía, por contra, es conveniente refinar las dimensiones físicas hasta situarse por debajo de la sensibilidad de la estructura.

¹⁰Es más, si dicha cota se sitúa por debajo de la precisión del método de análisis y diseño empleado sería contraproducente, ya que en cada iteración se extraerían estructuras con unas respuestas perfectamente válidas, pero sin que el procedimiento de síntesis llegara nunca a converger.

Tabla 3.4
DIMENSIONES DE LOS FILTROS EXTRAÍDOS Y DEL FILTRO OPTIMIZADO

	Técnica en [171]	Nueva Técnica	Filtro Óptimo
$w_1 = w_4$ (mm)	9,520	9,665	9,661
$w_2 = w_3$ (mm)	6,620	6,743	6,737
$l_1 = l_3$ (mm)	13,420	13,312	13,309
l_2 (mm)	14,710	14,641	14,640
Error max. (μm)	141,0	6,0	-
Error medio (μm)	115,4	3,5	-

Como a priori no sabemos la tolerancia de fabricación, se ha preferido usar la sensibilidad del dispositivo a la hora de establecer la cota de convergencia. Las ecuaciones (3.55) que permiten estimar la degradación en las prestaciones del filtro, pueden ser muy útiles en este sentido. Fijando el error máximo permitido y despejando la tolerancia T se obtiene el valor de la sensibilidad que fijaría el criterio de convergencia.

A la hora de establecer un criterio por defecto, sería conveniente fijarse en el nivel de las pérdidas de retorno, al ser ésta la prestación que sufre una mayor degradación (ver la figura 3.17). Si aceptamos un error máximo de 1 dB en las pérdidas de retorno, se puede despejar fácilmente la sensibilidad del dispositivo a partir de la ecuación (3.55c):

$$\begin{aligned}
 S_{-1\text{dB}} &= \left(\frac{\text{err}_{RL}}{2,13} \right)^{0,85} \frac{BW_r^{0,93} |S_{11}|_{\text{max}}^{0,87} \lambda_{\text{gguías}}^{1,49}}{\lambda_{\text{g0}}^{0,49} N^{1,55}} \Bigg|_{\text{err}_{RL}=0,2589} \\
 &= 0,17 \frac{BW_r^{0,93} |S_{11}|_{\text{max}}^{0,87} \lambda_{\text{gguías}}^{1,49}}{\lambda_{\text{g0}}^{0,49} N^{1,55}} \quad (3.56)
 \end{aligned}$$

que representa la tolerancia T máxima que el dispositivo admite sobre sus dimensiones físicas para que la variación en las pérdidas de retorno no sobrepase 1 dB en valor RMS. Si el criterio utilizado para deducir (3.56) no fuera el adecuado, se podría cambiar por cualquier otro sin más que fijar una cota de error distinta y despejar adecuadamente de las expresiones en (3.55).

El criterio anterior asume una variación aleatoria de valor máximo $S_{-1\text{dB}}$ en las dimensiones físicas de la estructura. Sin embargo, y como veremos en un par de ilustrativos ejemplos, los errores en las dimensiones físicas proporcionadas por las técnicas de síntesis suelen estar interrelacionados entre sí y se tienden a compensar. De esta forma, la degradación observada en la respuesta es bastante menor que la que se podría suponer a priori, y el criterio (3.56) resulta ser tremendamente restrictivo.

El primer ejemplo es el filtro en guía WR75 de orden 3 con banda de paso centrada a 12 GHz, con un ancho de 400 MHz y unas pérdidas de retorno de 20 dB diseñado

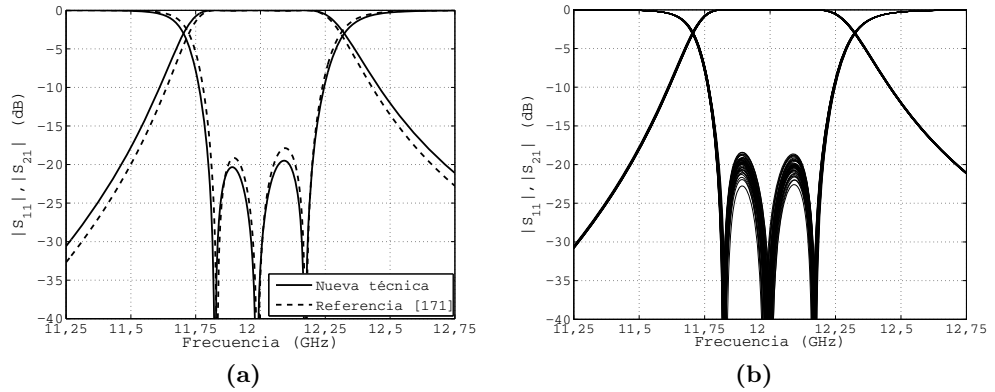


Figura 3.18. Comparación en (a) de la respuesta de un filtro de orden 3 extraído con la técnica de síntesis conjunta y empleando las dimensiones obtenidas en [171]. En (b) se muestran las simulaciones de Monte Carlo para una variación máxima igual a la sensibilidad estimada de la estructura.

en [171]. Las ventanas de acoplo inductivas tienen un grosor de 1,73 mm y 1,93 mm, y presentan unas esquinas redondeadas de 1,5 mm de radio por la técnica de fabricación. La sensibilidad del filtro según (3.56) se situaría en 9,1 μm .

La tabla 3.4 compara las dimensiones de la estructura obtenida en [171] con la extraída tras terminar el proceso de síntesis conjunta desarrollado en esta tesis (con el criterio de convergencia recién descrito). También se ha completado la optimización del filtro para poder evaluar la diferencia entre las dimensiones de cada filtro y las de la solución óptima. Las desviaciones de las dimensiones físicas del filtro obtenido en [171] se deben más a las imprecisiones del simulador FDTD empleado que a las del método de diseño (si bien, éste es varios ordenes de magnitud más lento que la técnica presentada en este capítulo). En la figura 3.18 se muestran las respuestas de las estructuras extraídas, y también las simulaciones de un análisis de Monte Carlo con una variación máxima de 9,1 μm , es decir, de la sensibilidad estimada del dispositivo.

La mejor estructura es sin duda la que se obtiene mediante la síntesis conjunta aquí presentada, y que considera las esquinas redondeadas. De hecho, no sería necesario optimizar la estructura sintetizada, ya que está perfectamente centrada a 12 GHz, presenta un incremento de apenas 1 MHz en el ancho de banda y una diferencia inferior a 0,5 dB en su nivel de las pérdidas de retorno. Por otro lado, el filtro con las dimensiones obtenidas en [171] seguro que requeriría una optimización final, ya que sufre una reducción de 11 MHz en su ancho de banda, un incremento de la frecuencia central de unos 6 MHz y una degradación del rizado superior a los 2 dB.

Si el diseño se hubiera realizado despreciando las esquinas redondeadas, el dispositivo extraído (con las esquinas redondeadas presentes en realidad en la estructura)

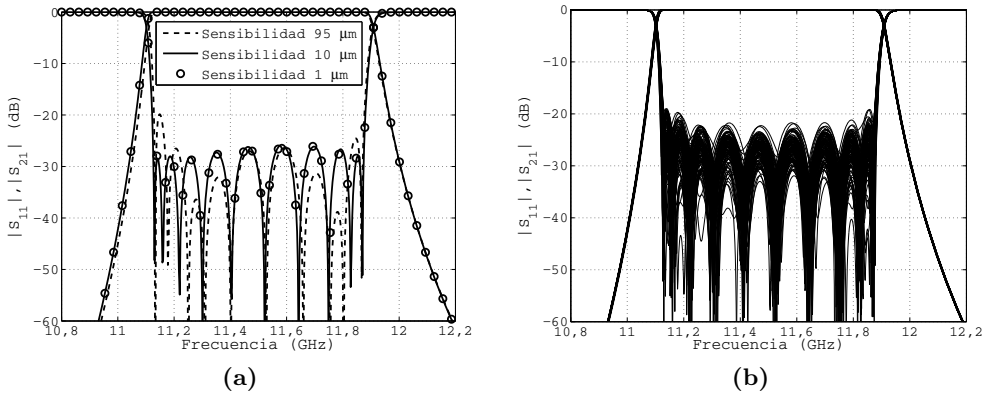


Figura 3.19. Respuesta en (a) de los filtros obtenidos por la nueva metodología de diseño en distintas iteraciones, asociadas a distintos valores de convergencia. En (b) se muestran las simulaciones de Monte Carlo de la estructura para una variación T máxima de $\pm 10 \mu\text{m}$.

hubiera presentado una degradación del rizado en la banda de paso algo mayor a 0,5 dB, un incremento inferior a 3 MHz en su ancho de banda y un aumento de 1,5 MHz en su frecuencia central. Estas ligeras diferencias muestran el limitado impacto de unas esquinas redondeadas pequeñas sobre la respuesta del dispositivo. De hecho, el efecto de las esquinas redondeadas empezaría a ser significativo en esta estructura para radios superiores a 2 mm.

Según las expresiones (3.55), para una tolerancia de fabricación de $\pm 9,1 \mu\text{m}$, el error estimado en la longitud de onda central y en el ancho de banda relativo serían de 0,040 % y 0,77 %, respectivamente, y la variación en las pérdidas de retorno se situarían en 1 dB. Por otro lado, los valores RMS de los mismos términos de error medidos en el análisis de Monte Carlo realizado son de 0,046 % (entorno a 2,5 MHz de desplazamiento en frecuencia), 0,55 % (aproximadamente unos 2,25 MHz de variación en el ancho de banda), y una variación de 0,9 dB en el rizado de la banda de paso. Esta comparativa nos muestra como los estimadores estadísticos en (3.55) proporcionan unos valores bastante aproximados a los reales. Así mismo, también se puede observar como las degradaciones en la respuesta de la estructura extraída serían aproximadamente la mitad de las que corresponderían a una perturbación aleatoria en las dimensiones del filtro óptimo de $\pm 6 \mu\text{m}$ de amplitud (ver la tabla 3.4).

El segundo ejemplo versa sobre un filtro uniforme en guía WR75 de orden 10, con una banda de paso de 750 MHz y 27 dB de pérdidas de retorno. El radio de las esquinas redondeadas de las cavidades es de 3,5 mm, que ahora sí afectan de una forma más determinante a la respuesta del dispositivo. En la figura 3.19(a) se muestran las respuestas de los filtros obtenidos en tres iteraciones distintas del proceso de síntesis conjunta, y por tanto asociadas a distintos valores del criterio de convergencia. Las

Tabla 3.5
DIMENSIONES FÍSICAS DE LOS FILTROS EXTRAÍDOS EN DISTINTAS ITERACIONES
DEL PROCESO DE SÍNTESIS CONJUNTA

	Convergencia			Filtro
	95 μm	10 μm	1 μm	Óptimo
$l_1 = l_{10}$ (mm)	13,314	13,409	13,400	13,396
$l_2 = l_9$ (mm)	15,438	15,470	15,466	15,470
$l_3 = l_8$ (mm)	15,934	15,926	15,925	15,927
$l_4 = l_7$ (mm)	16,044	16,035	16,035	16,036
$l_5 = l_6$ (mm)	16,076	16,068	16,067	16,068
$w_1 = w_{11}$ (mm)	11,379	11,287	11,297	11,295
$w_2 = w_{10}$ (mm)	8,056	8,026	8,031	8,024
$w_3 = w_9$ (mm)	7,108	7,140	7,141	7,137
$w_4 = w_8$ (mm)	6,883	6,915	6,915	6,912
$w_5 = w_7$ (mm)	6,812	6,842	6,842	6,840
w_6 (mm)	6,794	6,823	6,824	6,820
Variación máxima (μm)	95,0	10,0	7,0	-
Variación media (μm)	36,1	2,9	3,1	-

dimensiones de dichas estructuras junto a la variación máxima y media respecto a la siguiente iteración (excepto en la de 1 μm , donde se indica en su lugar el error respecto a las dimensiones del filtro optimizado) se recogen en [la tabla 3.5](#).

El filtro asociado a una cota de convergencia de 95 μm es claramente inaceptable, mientras que las respuestas de los filtros obtenidos en las siguientes iteraciones, correspondientes a unas tolerancias de 10 y 1 μm , apenas se diferencian. Iteraciones posteriores, con variaciones de las dimensiones por debajo de la micra, no producen cambios en la respuesta y por tanto no se han representado en la figura. A partir de los resultados se puede afirmar que el método de síntesis converge tras extraer el filtro asociado a una cota de 10 μm , que proporciona una excelente respuesta con una variación de $\pm 1,2$ dB en el rizado respecto al exigente nivel especificado y un desplazamiento de la banda de paso de apenas 100 KHz. Dicho filtro no requeriría normalmente una optimización final, y el error máximo entre sus dimensiones y las del filtro optimizado es de unas 13 micras (con una variación máxima de 10 micras respecto a la estructura que se extraería en la siguiente iteración). Sin embargo, la sensibilidad de la estructura para una variación de ± 1 dB en el rizado, según la ecuación (3.56), sería sorprendentemente de sólo 1,5 μm .

Se ha realizado el análisis Monte Carlo mostrado en [la figura 3.19\(b\)](#) para estudiar el impacto de una tolerancia de 10 μm en la respuesta del dispositivo. Aunque el método de síntesis alcanza la convergencia para dicho valor, la variación que produce una perturbación aleatoria de las dimensiones físicas de dicha magnitud es muy

importante. Los errores RMS estimados y medidos en lo que se refiere a la longitud de onda central son de 0,048 % y 0,046 %, respectivamente (aproximadamente unos 3 MHz). La variación en el ancho de banda relativo estimado coincide con el medido, siendo ambos igual a 0,46 % (por debajo de los 4 MHz). Finalmente, la ecuación (3.55c) estima un término de error para las pérdidas de retorno de 2,56, que se traduce en una variación del nivel de rizado de 5,5 dB cercana al valor medido de 6,1 dB. Estas degradaciones, y en especial la que hace referencia al rizado en la banda de paso, se corresponden con la de una estructura con una sensibilidad $S_{-1\text{dB}}$ de 1,5 μm . Así mismo, los resultados muestran nuevamente la buena correspondencia entre los valores estimados por las expresiones (3.55) y la degradación medida tras realizar el análisis de Monte Carlo correspondiente.

Recopilando ambos ejemplos, podemos comprobar como el valor de sensibilidad $S_{-1\text{dB}}$ calculado mediante la ecuación (3.56), y apropiado para perturbaciones aleatorias, es demasiado restrictivo. Este hecho se debe, como ya hemos comentado, a que los errores que introducen los métodos de síntesis en las dimensiones físicas de la estructura no tienen un carácter aleatorio, sino que están interrelacionados entre sí y se tienden a compensar. Sería como si el orden del dispositivo, en lo que respecta al efecto de las variaciones de las dimensiones físicas, fuera menor. Este hecho explica además como al aumentar el orden N del filtro, también aumenta el desajuste entre la sensibilidad estimada mediante (3.56) y la que realmente muestra el dispositivo sintetizado.

Para corregir este desajuste, y procediendo de forma puramente empírica, se ha corregido el estimador $S_{-1\text{dB}}$ añadiendo un término de corrección relacionado con el orden

$$S'_{-1\text{dB}} = N^{\frac{3}{4}} S_{-1\text{dB}} = 0,17 \frac{BW_r^{0,93} |S_{11}|_{\max}^{0,87} \lambda_{\text{guías}}^{1,49}}{\lambda_{g_0}^{0,49} N^{0,8}} \quad (3.57)$$

que, para los dos ejemplos mostrados, daría una cota de convergencia de 20 μm y 8,5 μm , y que se corresponden mejor con la precisión que ha mostrado la técnica de síntesis en los dos ejemplos mostrados.

Nótese como el tener que comprobar que la variación de las dimensiones físicas sea inferior a la cota de sensibilidad (3.57), nos obliga siempre a realizar una iteración más de las necesarias. Es decir, si las dimensiones físicas de la estructura extraída en la iteración n se diferencian menos de $S'_{-1\text{dB}}$ con respecto a las de la estructura de la iteración $n - 1$, en realidad no hubiera sido necesario realizar la iteración n . Para poder ahorrar esta última extracción¹¹, el algoritmo almacena en memoria la variación de las dimensiones físicas con respecto a las variables de síntesis del prototipo $\lambda_{g_{0_i}}$ y K_{i-1, i_0} . De esta forma, una vez completada la síntesis del prototipo en una iteración, y a partir de la variación de sus variables con respecto al prototipo de la iteración anterior, es posible estimar con bastante precisión la variación que sufrirán las dimensiones físicas de la estructura en la siguiente extracción dimensional. Si esa

¹¹En realidad la extracción o síntesis dimensional de la estructura es por mucho la parte más costosa de una iteración.

variación está por debajo de $S'_{-1\text{dB}}$, se concluye el proceso de síntesis sin realizar la extracción adicional. En caso contrario, se realiza una nueva síntesis dimensional de la estructura partiendo de las dimensiones físicas corregidas con la estimación ya calculada (y que dan un mucho mejor punto inicial, facilitando que el proceso sea más rápido). Luego, con las dimensiones reales ya obtenidas, se comprueba nuevamente el criterio de convergencia antes de proceder a actualizar el prototipo para adaptarse a la nueva estructura sintetizada.

3.2.5.3. Modelado Electromagnético

Los filtros inductivos en guía onda rectangular son en general estructuras bidimensionales, al no presentar su geometría ninguna variación en altura. Este hecho, tal y como vimos en el subapartado 2.2.5.1, nos permite extraer el comportamiento con dicha variable, dejando por tanto un problema equivalente en guía de placas paralelas. Como además el modo TE_{10} es uniforme en altura, el mapeado en frecuencias asociado a dicha equivalencia se reduce a la identidad (ver la ecuación (2.48) de la página 52 con $n_0 = 0$). Es decir, ante una excitación con el modo fundamental, tanto el problema en su conjunto como la caracterización de cada una de sus partes se pueden realizar considerando directamente el problema equivalente en guías de placas paralelas.

Para los casos en los que el filtro implemente los acoplamientos con ventanas inductivas o tiras metálicas y la estructura no presente esquinas redondeadas, se ha desarrollado una herramienta de simulación modal basada en los principios descritos en el capítulo 2. Es decir, la estructura se descompone en tramos de guía uniforme y discontinuidades planares, los cuales se caracterizan de forma separada mediante una representación multimodal equivalente en términos de la matriz de impedancias generalizada. Estos bloques se combinan empleando la técnica descrita en la sección 2.3 para obtener así la respuesta del conjunto del dispositivo.

La representación de las discontinuidades planares inductivas se ha realizado aplicando la formulación descrita en [94], y que en el fondo no es más que la caracterización multimodal de discontinuidades en placas paralelas con excitación \parallel ya detallada en el subapartado 2.2.5.2. Como vimos entonces, sólo es necesario construir y resolver un único sistema de ecuaciones para todas las frecuencias que se pretendan analizar. Además, sólo se emplean los modos que realmente se excitan en la discontinuidad, lo que permite reducir notablemente el número de modos accesibles, funciones base y términos en el *kernel* requeridos en la caracterización. Todo esto hace que la técnica de análisis modal resultante sea muy eficiente, y permita obtener de forma precisa la respuesta de banda ancha de un filtro inductivo o de sus distintas partes en tiempos del orden de decenas o centenas de milisegundos.

La herramienta desarrollada también se puede aplicar cuando los elementos de acoplo se formen con una o varias tiras metálicas, es decir, cuando tengamos un filtro en plano E. La única diferencia estriba en la forma en la que se tratan los tramos

donde se encuentran los obstáculos inductivos. La presencia de dichos obstáculos dan lugar a unas guías que, en sección transversal, se pueden interpretar como la unión de varias subguías separadas por tiras metálicas y cuyos modos son ortogonales entre sí. De esta forma, y siguiendo las indicaciones recogidas al principio del apartado 2.2.3, la herramienta de simulación agrupará dichas subguías en una única guía equivalente, cuyo espectro modal estará formado por la unión ordenada de los conjuntos modales de cada una de las subguías que la componen.

Si los obstáculos inductivos son postes cilíndricos o aparecen esquinas redondeadas en sus cambios de anchura, las discontinuidades dejarán de ser planares, y la técnica de ecuación integral descrita en la sección 2.2 no se podrá utilizar. En estos casos, se procederá a caracterizar un bloque que contenga al elemento de acoplo inductivo mediante una representación multimodal equivalente. Esta representación se realiza considerando dicho bloque como una geometría arbitraria en plano H, lo que nos permite emplear la formulación específica de la técnica BI-RME para componentes en plano H descrita en [4], [111]. Esta técnica obtiene en primer lugar los modos de la sección longitudinal del bloque mediante la aplicación del método BI-RME (ver la sección 2.5), y luego los combina, junto a otros términos estáticos calculados según [112], para obtener los elementos de la matriz de admitancias generalizada en la forma de una expansión de Foster acelerada.

La técnica utilizada permite caracterizar con precisión cualquier geometría inductiva, y además lo hace de una forma muy eficiente, ya que una vez se ha calculado la información modal de la sección longitudinal del componente en plano H, el tiempo que se necesita para obtener la matriz de admitancias generalizada en cada punto en frecuencia adicional es prácticamente despreciable. De esta forma, la caracterización de gran ancho de banda de todos los elementos de acoplo de la estructura real, necesaria para determinar los parámetros libres del prototipo $\alpha_{i-1,i}$, κ_{1i} y κ_{2i} , se puede completar en unos pocos segundos.

Como acabamos de comentar, se implementó inicialmente una herramienta de simulación doméstica basada en la técnica de ecuación integral, la cual nos permitió abordar el diseño de filtros con ventanas de acoplo inductivas y en plano E. Esta herramienta se empleó para desarrollar y perfeccionar una versión preliminar de la técnica de síntesis y diseño de filtros inductivos desarrollada en esta tesis. Tras completar la fase de pruebas, y certificar las excelentes prestaciones de la nueva técnica, se pasó a desarrollar una versión definitiva que se ha integrado dentro del programa comercial FEST3D [172] de la Agencia Europea del Espacio (ESA, del inglés *European Space Agency*). La herramienta desarrollada está completamente automatizada, y sólo requiere que el usuario, a través de un interfaz gráfico, indique las especificaciones del filtro y algunos aspectos de la topología a diseñar [173].

Tras integrar la herramienta de síntesis en FEST3D, ésta ha pasado a hacer uso de la gama más amplia de técnicas de análisis incluidas en este *software* comercial. De hecho, FEST3D incorpora una gran variedad de módulos de simulación electromagnética basados en las técnicas avanzadas de análisis modal descritas en [4], y que

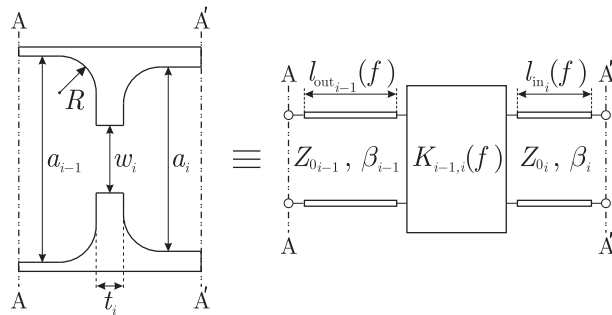


Figura 3.20. Ventana de acoplo inductiva con esquinas redondeadas de radio R junto a su modelo circuital equivalente, formado éste por un inversor de impedancias y unas longitudes de las líneas de acceso que ajustan el desfase.

han sido desarrolladas por distintos grupos de investigación europeos entre los que se encuentra el Grupo de Aplicaciones de Microondas de la Universidad Politécnica de Valencia. Así por ejemplo, FEST3D incluye las distintas variantes de la técnica de ecuación integral recogidas en la sección 2.2, así como el módulo basado en la teoría descrita en las secciones 2.5 y 2.6 para la caracterización de guías y líneas multiconductor de sección transversal arbitraria cuyo contorno esté formado por arcos rectos, circulares y elípticos. También incluye un módulo desarrollado en la Università di Pavia para la caracterización de componentes arbitrarios en plano H, que implementa la técnica anteriormente referida y descrita en [111], [112]. Este módulo ha sido el que se ha empleado para poder abordar el análisis de los postes cilíndricos y de los cambios de anchura con esquinas redondeadas. Desafortunadamente, la versión actual de este módulo sólo considera segmentos rectos, y por tanto aproxima los contornos circulares por la conexión de varios segmentos rectos (con el consiguiente pequeño error de precisión). En la actualidad, algunos miembros del Grupo de Aplicaciones de las Microondas están trabajando en una versión más general de este módulo, que permita la caracterización rigurosa de contornos circulares y elípticos.

Por tanto, aprovechando las capacidades de simulación de FEST3D, se han desarrollado una serie de bloques para representar a los distintos elementos de acoplo en plano H con geometría arbitraria (como por ejemplo, postes cilíndricos o ventanas de acoplo con esquinas redondeadas). Estos bloques incluyen a su entrada y a su salida unos pequeños tramos de las guías de acceso que permiten interconectarlos correctamente con el resto de la estructura. Así por ejemplo, el bloque elemental utilizado para una ventana de acoplo inductiva con esquinas redondeadas de radio R es similar al que se muestra en la figura 3.20. Las longitudes de estos tramos adicionales son siempre muy pequeñas, para reducir así el tamaño del bloque y por tanto el tiempo que requiere su simulación electromagnética precisa.

Tras simular el bloque que contiene al elemento de acoplo inductivo con geometría arbitraria, se puede obtener mediante las expresiones (3.48)–(3.49) de la página 186

tanto el valor de la constante de acoplo $K_{i-1,i}(f)$ que proporciona, como el de las longitudes $l_{\text{out}_{i-1}}(f)$ y $l_{\text{in}_i}(f)$ que se deben añadir a la entrada y a la salida del inversor de impedancias, respectivamente.

El parámetro $\alpha_{i-1,i}$ se determina de la forma habitual, realizando un ajuste por mínimos cuadrados en la banda de paso del filtro para representar $K_{i-1,i}(f)$ en la forma que establece la ecuación (3.2) de la página 158. Por otro lado, las longitudes de corrección se ajustan a unas expresiones de la forma

$$l_{\text{out}_{i-1}}(f) = l_{\text{out}_{i-1}}(f_{0_{i-1}}) + \kappa_{1_{i-1}}^{(2)} \left(\frac{1}{\lambda_{g_{i-1}}} - \frac{1}{\lambda_{g_{0_{i-1}}}} \right) + \kappa_{2_{i-1}}^{(2)} \left(\frac{1}{\lambda_{g_{i-1}}} - \frac{1}{\lambda_{g_{0_{i-1}}}} \right)^2 \quad (3.58a)$$

$$l_{\text{in}_i}(f) = l_{\text{in}_i}(f_{0_i}) + \kappa_{1_i}^{(1)} \left(\frac{1}{\lambda_{g_i}} - \frac{1}{\lambda_{g_{0_i}}} \right) + \kappa_{2_i}^{(1)} \left(\frac{1}{\lambda_{g_i}} - \frac{1}{\lambda_{g_{0_i}}} \right)^2 \quad (3.58b)$$

donde el término f_{0_i} representa a la frecuencia de resonancia de la i -ésima línea del prototipo sintetizado.

Si tenemos en cuenta que la longitud del i -ésimo resonador de la estructura se obtiene al restar de $\lambda_{g_{0_i}}/2$ las longitudes de corrección l_{in_i} y l_{out_i} a la frecuencia de resonancia f_{0_i} (ver (3.50)), y que dicha longitud se debe expresar en la forma dada por (3.3) en el prototipo generalizado de media onda, es evidente que los parámetros κ_{1_i} y κ_{2_i} vendrán dados por

$$\kappa_{1_i} = \kappa_{1_i}^{(1)} + \kappa_{1_i}^{(2)} \quad (3.59)$$

$$\kappa_{2_i} = \kappa_{2_i}^{(1)} + \kappa_{2_i}^{(2)} \quad (3.60)$$

para incorporar en el prototipo la variación de la longitud eléctrica del resonador debida a la dependencia con la frecuencia del desfase que introducen los elementos de acoplo reales adyacentes.

Es interesante comprobar como el método compensa automáticamente la longitud adicional de los puertos incluida en el modelo del elemento de acoplo arbitrario en plano H (ver la figura 3.20). Estas longitudes adicionales generan un cambio en la fase de los parámetros de dispersión obtenidos, que se traduce según (3.49) en un cambio en $l_{\text{out}_{i-1}}(f)$ y $l_{\text{in}_i}(f)$ igual a las longitudes adicionales introducidas a la entrada y a la salida del elemento de acoplo. Como estos dos términos son constantes con la frecuencia, quedarán recogidos en las longitudes $l_{\text{out}_{i-1}}(f_{0_{i-1}})$ y $l_{\text{in}_i}(f_{0_i})$ al realizar el ajuste por mínimos cuadrados (3.58). Finalmente, y tras aplicar (3.50), las longitudes adicionales se restan de las longitudes l_{i-1} y l_i de los resonadores adyacentes al elemento de acoplo, quedando así perfectamente compensado su efecto. Evidentemente, los tramos adicionales incluidos en los bloques que modelan los elementos de acoplo, son en verdad parte de los resonadores de la estructura real.

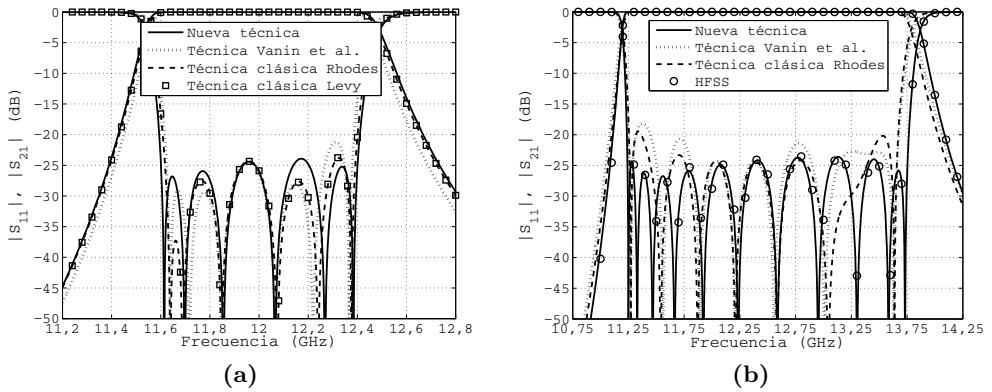


Figura 3.21. Comparación de las respuestas de las estructuras extraídas con las distintas técnicas de síntesis de filtros paso banda homogéneos con ventanas de acoplo inductivas. Filtro de un ancho de banda moderado (800 MHz) en (a) y filtro de gran ancho de banda (2,5 GHz) en (b).

3.2.6. Resultados

En este apartado se van a mostrar en primer lugar las prestaciones de la técnica de síntesis desarrollada, se investigarán a su vez las ventajas y las aplicaciones potenciales de los filtros inductivos inhomogéneos, y por último se describirá el procedimiento seguido para el diseño de filtros inductivos con esquinas redondeadas.

Todos los tiempos de cálculo recogidos en este apartado se han obtenido con un ordenador portátil del año 2008 de propósito general, dotado de un procesador Intel Core 2 Duo T7250 de 2 GHz de frecuencia de reloj.

3.2.6.1. Análisis de Prestaciones

El primer ejemplo que vamos a considerar es el formado por el par de filtros homogéneos con ventanas de acoplo inductivas recogidos en [154]. Ambos filtros están implementados en guía estándar WR75, y deben satisfacer un nivel de pérdidas de retorno especificado de 25 dB. El primero de estos filtros es de orden 6, se encuentra centrado a 12 GHz y presenta un ancho de banda de unos 800 MHz. El segundo, de orden 11, tiene por su parte un ancho de banda de 2,5 GHz y está centrado a 12,5 GHz. Sus anchos de banda relativos en términos de la longitud de onda en la guía son de 11,7% y de 33,2%, respectivamente, indicando que nos encontramos con un filtro de ancho de banda moderado (mayor que el 5%) y con otro de gran ancho de banda (mayor que el 15%). El filtro de ancho de banda moderado emplea unas ventanas de 1,5 mm de grosor, que se reducen a 1 mm en el segundo filtro para poder implementar una banda de paso de mayor anchura.

Tabla 3.6
 DIMENSIONES FÍSICAS DEL FILTRO DE GRAN ANCHO DE BANDA EXTRAÍDO CON
 LAS DISTINTAS TÉCNICAS DE SÍNTESIS

	Técnica de síntesis				Filtro
	Levy	Rhodes	Vanin	Soto	Óptimo
$l_1 = l_{11}$ (mm)	9,725	9,709	9,728	9,959	9,926
$l_2 = l_{10}$ (mm)	11,388	11,366	11,315	11,493	11,499
$l_3 = l_9$ (mm)	12,140	12,150	12,094	12,102	12,109
$l_4 = l_8$ (mm)	12,387	12,413	12,378	12,312	12,319
$l_5 = l_7$ (mm)	12,469	12,489	12,454	12,389	12,395
l_6 (mm)	12,489	12,508	12,473	12,409	12,415
$w_1 = w_{12}$ (mm)	13,156	13,152	13,064	12,638	12,634
$w_2 = w_{11}$ (mm)	10,277	10,314	10,348	9,920	9,903
$w_3 = w_{10}$ (mm)	9,101	9,111	9,199	9,013	8,995
$w_4 = w_9$ (mm)	8,716	8,684	8,727	8,719	8,700
$w_5 = w_8$ (mm)	8,587	8,564	8,609	8,610	8,592
$w_6 = w_7$ (mm)	8,543	8,523	8,568	8,571	8,553
Error máximo (μm)	522,0	518,0	445,0	33,0	-
Error medio (μm)	129,6	145,4	140,2	13,0	-

Para poder evaluar las prestaciones del nuevo método, ambos filtros se han sintetizado utilizando tanto la técnica desarrollada en esta tesis como las técnicas de síntesis disponibles en la literatura técnica. La figura 3.21 permite comparar las respuestas de las estructuras obtenidas con cada uno de estos métodos. Los procedimientos de síntesis clásicos de Levy [72] (sólo mostrado en el ejemplo de la figura 3.21(a), para no afectar a la claridad de las figuras) y de Rhodes [73] proporcionan estructuras finales muy similares, y cuyas respuestas son comparables o incluso mejores a la que se obtiene tras aplicar el método más reciente propuesto por Vanin et al. en [151].

En el ejemplo de ancho de banda moderado mostrado en la figura 3.21(a), las respuestas de las estructuras extraídas con las técnicas de síntesis tradicionales son bastante buenas, si bien se observa una cierta degradación en el rizado de la banda de paso y una ligera reducción de su ancho de banda. Estos errores aumentan de forma importante en el filtro de banda ancha mostrado en la figura 3.21(b), donde 7 de los 11 ceros de reflexión se encuentran fuera del eje de frecuencias y la frecuencia superior de la banda de paso se ha reducido en unos 100 MHz. Por su parte, el método desarrollado en esta tesis proporciona en ambos casos unas estructuras muy cercanas a la solución óptima, con unas respuestas excelentes que sólo exhiben una ligera degradación cercana a 1 dB en el nivel de las pérdidas de retorno. El tiempo requerido para completar la síntesis de ambos ejemplos con cualquiera de las técnicas utilizadas se encuentra por debajo de 1 segundo.

Para comprobar la precisión de nuestro simulador electromagnético se ha empleado la herramienta de análisis comercial HFSS, basada en la técnica de los elementos finitos [105]. La respuesta de la estructura sintetizada que proporciona HFSS es prácticamente la misma que la obtenida por el simulador modal empleado, si bien el tiempo de computación es varios órdenes de magnitud superior.

Con el objeto de determinar la diferencia entre las distintas estructuras extraídas y las dimensiones de un filtro óptimo, se ha realizado una optimización de rizado constante sobre el par de filtros sintetizados con la metodología desarrollada en esta tesis (empleando en concreto el algoritmo descrito en el apartado 3.2.3). Debido al excelente punto inicial obtenido, el tiempo requerido para completar la optimización de cada uno de los filtros estuvo por debajo de los 20 segundos. En la tabla 3.6 se muestra, para el caso concreto del dispositivo de mayor ancho de banda, la comparativa entre las dimensiones físicas de la estructura obtenida con cada algoritmo de síntesis y la del filtro optimizado. Como vemos, los errores cometidos por la nueva metodología de síntesis se encuentran al menos un orden de magnitud por debajo del cometido por el resto de técnicas (que generan degradaciones bastante similares, como también refleja la figura 3.21(b)). Los pequeños errores cometidos por nuestra técnica se deben principalmente al efecto de los modos superiores no incluidos en el prototipo generalizado de media onda (ver la figura 3.6), y en menor medida a las imprecisiones del modelo definido por (3.1)–(3.3) en un gran ancho de banda. Indicar que en este caso concreto existen unas ligeras diferencias entre las estructuras obtenidas por los métodos clásicos de Levy y de Rhodes, ya que éste último realiza unas aproximaciones para obtener expresiones analíticas de los elementos del prototipo que pierden un poco de precisión en anchos de banda muy grandes.

La sensibilidad de la estructura de banda ancha estimada para una variación de 1 dB en las pérdidas de retorno es $S'_{-1\text{dB}} = 20,1 \mu\text{m}$ en síntesis, y $S_{-1\text{dB}} = 3,3 \mu\text{m}$ para un error de carácter aleatorio. Las degradaciones que presentan las respuestas de las estructuras sintetizadas con el resto de métodos se corresponden con un error de carácter aleatorio de unas 50–100 μm (principalmente por la reducción de ancho de banda y la desaparición de ceros de reflexión de la respuesta). Para el caso de la estructura extraída con la nueva técnica desarrollada en esta tesis, este error equivalente aleatorio se reduciría a unos 4 μm . Al ser este error inferior a las tolerancias de fabricación normalmente empleadas, no sería necesaria una optimización posterior (la cual, si se quisiera realizar, se completaría además en un tiempo muy reducido).

Para el resto de técnicas, sí que sería necesaria una optimización final. De hecho, existe un importante margen de mejora en sus prestaciones, como demuestra el hecho de que la misma selectividad que proporcionan cerca de la banda de paso se podría conseguir con un filtro de orden 10 con una respuesta de rizado constante perfecta. Aunque es posible recuperar el filtro óptimo desde las estructuras que proporcionan el resto de técnicas de síntesis, el proceso no sería en absoluto sencillo. El éxito dependerá en muy buena medida de una correcta elección del optimizador, de los objetivos de optimización utilizados y de los pesos tomados para ponderarlos. Tras muchas pruebas, los autores han conseguido en algunos casos recuperar la respuesta ideal

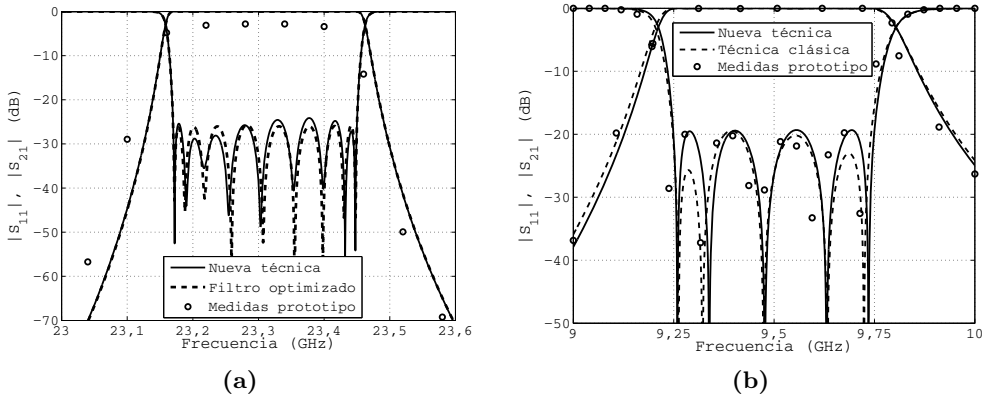


Figura 3.22. Comparativa entre la nueva técnica y los procedimientos tradicionales en la síntesis de distintos tipos de filtros inductivos. En (a) se muestran los resultados para el filtro inhomogéneo de orden 9, banda estrecha, y con ventanas de acoplo inductivas recogido en [70], y en (b) para el filtro en plano E homogéneo de orden 5 abordado en [174].

con los optimizadores integrados en FEST3D, pero requiriendo en el mejor de los casos algo más de una hora y media (durante las cuales el método de optimización evolucionaba lentamente, y en más de una ocasión estuvo cerca de quedar atrapado en un mínimo local).

En lo que respecta al filtro de ancho de banda moderado, la precisión de la nueva técnica es similar a la obtenida en el ejemplo de banda ancha, con una degradación equivalente a la que produciría un error aleatorio de unos 4 μm . Por otro lado, los errores que presentan las estructuras extraídas con el método de Levy y el método de Rhodes [72], [73] se reducen de forma importante, si bien la degradación observada aún sería la correspondiente a una variación aleatoria de sus dimensiones físicas de unas $\pm 20 \mu\text{m}$ (en este caso, las diferencias entre las dimensiones de las estructuras extraídas con estas dos técnicas se encuentra por debajo de la micra). Sin duda, la peor estructura sintetizada es la obtenida por la técnica de Vanin [151], con una diferencia media con respecto a las dimensiones del filtro óptimo de más de 80 μm . El error cometido por la técnica presentada en esta tesis está nuevamente por debajo de las tolerancias de fabricación habituales, indicando que no sería necesario realizar una optimización adicional. En cualquier caso, la optimización de esta estructura se puede realizar de una forma bastante rápida y directa a partir de los puntos iniciales proporcionados por el resto de técnicas. Este hecho se debe a la mejor calidad de estos puntos iniciales, y también a la reducción en el número de variables a optimizar por el menor orden del dispositivo.

Para el siguiente ejemplo hemos escogido un filtro inhomogéneo de ancho de banda

estrecho, para comprobar así el correcto funcionamiento de la nueva técnica también en estos casos. En concreto, hemos seleccionado el filtro con ventanas de acoplo inductivas de orden 9 diseñado en [70]. La banda de paso del filtro tiene una anchura de 280 MHz y está centrada a 23,31 GHz. Estos valores suponen un ancho relativo del 1,2 % en frecuencia, que en términos de la longitud de onda en la guía se convierte en un 2,25 %. El nivel especificado para las pérdidas de retorno es de 26 dB. Aunque el filtro se podría sintetizar empleando las técnicas de síntesis de banda estrecha [42], se ha optado por sintetizarla con la técnica propuesta en esta tesis. El tiempo necesario para completar la síntesis es ahora de un segundo, ya que el número de ventanas de acoplo a sintetizar se dobla con respecto al de un dispositivo simétrico. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 3.22(a), donde también se ha incluido la respuesta de un filtro optimizado a partir del excelente punto inicial disponible y las medidas del prototipo fabricado en [70].

Debido al reducido ancho de banda, el elevado orden, y la alta frecuencia central de la banda de paso, el filtro resulta ser muy sensible. De hecho, la sensibilidad del filtro para una variación de 1 dB en las pérdidas de retorno es de apenas 0,2 μm , mientras que para la síntesis dicha sensibilidad se sitúa aproximadamente en la micra (valores estimados mediante las expresiones (3.56) y (3.57), respectivamente). Con la nueva técnica de síntesis, el error medio cometido en las dimensiones de la estructura extraída es de sólo 0,4 μm , con un error máximo de 1,8 μm , lo que justifica la reducción de las pérdidas de retorno en algo menos de 2 dB. Estas diferencias están bastante por debajo de las tolerancias típicas de fabricación, y la estructura sintetizada es suficientemente buena como para fijar con precisión las dimensiones de la estructura base a fabricar, a la que luego se le insertarán tornillos de sintonía. Es imprescindible introducir tornillos en unas estructuras tan sensibles como ésta. De hecho, las medidas recogidas en [70] de un prototipo fabricado sin elementos de sintonía muestran una importante desviación de 30 MHz en la ubicación de la banda de paso, que en la mayoría de aplicaciones prácticas no sería aceptable.

Por último hemos abordado el diseño un filtro en plano E, una clase muy habitual de filtro inductivo por su gran simplicidad y bajo coste de fabricación (ver la figura 3.2 de la página 149). En concreto, se ha abordado el diseño del filtro publicado en [174]. Se trata de un filtro de orden 5 con la banda de paso centrada a 9,5 GHz y una anchura de 500 MHz, lo que supone un ancho de banda relativo del 10 % en términos de longitud de onda (es decir, se trata de un filtro de ancho de banda moderado). El rizado especificado para el parámetro S_{21} en la banda de paso es de 0,05 dB, que se traduce en unas pérdidas de retorno de 19,41 dB. Atendiendo a las expresiones (3.55), para una tolerancia de fabricación de $\pm 10 \mu\text{m}$ se podría esperar una reducción de 1,3 dB de las pérdidas de retorno, una variación de la frecuencia central de unos 12 MHz y un cambio del ancho de banda inferior a 2 MHz. Estos valores nos indican que el dispositivo se podría fabricar sin tener que incorporar tornillos de sintonía.

El filtro se ha sintetizado con la nueva metodología desarrollada en esta tesis y con la técnica habitualmente empleada para este tipo de estructuras [175], que en realidad es una particularización del procedimiento clásico de Rhodes para filtros en

plano E. Ambas técnicas han requerido menos de un segundo en completar la síntesis. La estructura sintetizada con la metodología clásica presenta una buena respuesta inicial, si bien el rizado en la banda de paso no es el óptimo, y se observa una reducción en la frecuencia superior de la banda de paso. Por otro lado, la respuesta de la estructura obtenida con la nueva metodología de síntesis es prácticamente perfecta, y ni siquiera hay que plantearse realizar una optimización adicional. En [174] se fabricó un prototipo, y sus medidas proporcionaron una respuesta con una reducción de las pérdidas de retorno inferiores a 1 dB y un desplazamiento de la banda de paso de unos 15 MHz. Dicho desplazamiento se puede atribuir a las tolerancias de fabricación, y también al hecho de que la respuesta simulada con las dimensiones obtenidas en [174] presente un desplazamiento de 5 MHz hacia frecuencias más bajas, probablemente debido a imprecisiones del simulador modal utilizado en dicha referencia.

Para comprobar los límites del nuevo procedimiento de síntesis, éste se ha utilizado para diseñar una gran variedad de filtros con distintas especificaciones y configuraciones geométricas (asimétrico/simétrico o homogéneo/inhomogéneo), y empleando las diferentes topologías mostradas en las figuras 3.1 a 3.3 de las páginas 148–150. Se han podido sintetizar de forma satisfactoria filtros con órdenes mayores que 30 o con pérdidas de retorno superiores a 35 dB, si bien estos valores están por encima de lo que requieren las aplicaciones prácticas. En todos los casos, la estructura sintetizada era mejor que la obtenida con el resto de técnicas de síntesis bajo conocimiento del autor. La única limitación del nuevo método de síntesis ha estado siempre asociada a la presencia de los modos de orden superior no incluidos en el prototipo descrito en el apartado 3.2.2, y que es la contribución más importante que tiende a alejar la respuesta de la estructura extraída de la función de transferencia ideal deseada.

3.2.6.2. Aplicaciones de los Filtros Inhomogéneos

Los filtros inductivos homogéneos están limitados a utilizar resonadores y puertos de acceso de la misma anchura. Sería sin embargo interesante que el diseñador tuviera la opción de seleccionar distintas anchuras a lo largo de la estructura, ya que dispondría así de grados de libertad adicionales para mejorar las prestaciones del dispositivo. En este apartado vamos a investigar las posibilidades y las potenciales aplicaciones de estas estructuras inhomogéneas.

La primera aplicación de los filtros inductivos inhomogéneos se describió al principio de la década de los 60, cuando Riblet propuso el uso de resonadores de distinta anchura para mejorar la respuesta en la banda eliminada [69]. Al utilizar distintas anchuras, es posible conseguir que la primera resonancia de cada cavidad se encuentre en la banda de paso del filtro, y al mismo tiempo evitar que su segunda resonancia se produzca siempre en el mismo rango de frecuencias y se genere por tanto una banda de paso espúrea. En concreto, Riblet presentó un ejemplo donde se conseguía aumentar la extensión de la banda eliminada hasta casi 1,8 veces la frecuencia central de la banda de paso, mejorando así las prestaciones típicas de los filtros homogéneos,

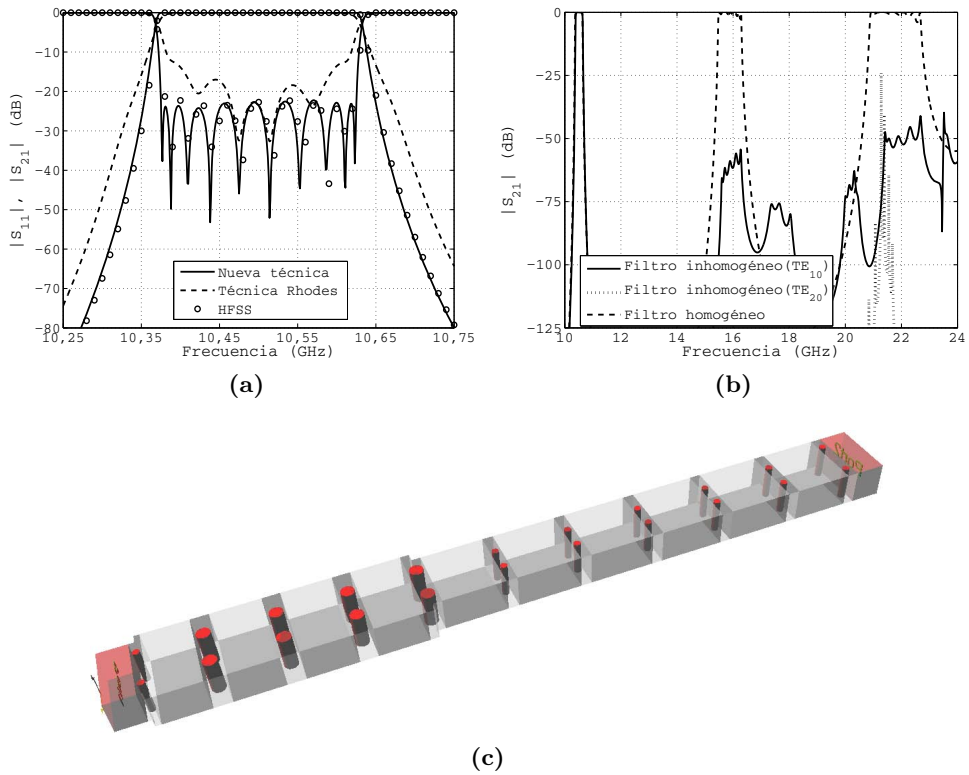


Figura 3.23. Respuestas en (a) en la banda de paso y en (b) en la banda eliminada del filtro inhomogéneo con parejas de postes inductivos como elementos de acoplamiento. La topología del filtro se muestra en (c). Las dimensiones (en mm) del filtro, atendiendo a la figura 3.3, son $d_1=5,711$, $d_2=5,285$, $d_3=4,929$, $d_4=4,850$, $d_5=5,053$, $d_6=3,299$, $d_7=3,310$, $d_8=3,354$, $d_9=3,480$, $d_{10}=3,962$, $d_{11}=5,944$ y $l_1=17,375$, $l_2=19,423$, $l_3=19,605$, $l_4=19,568$, $l_5=22,446$, $l_6=21,798$, $l_7=21,783$, $l_8=21,733$, $l_9=21,495$, $l_{10}=19,594$.

cuya banda eliminada suele cubrir entorno a unas 1,5–1,6 veces dicha frecuencia. Esta técnica se sigue utilizando tanto en filtros con ventanas de acoplo inductivas [70], [71] como en filtros en plano E [146].

En el primer ejemplo de aplicación, hemos abordado el diseño de un filtro inhomogéneo de orden 10 con el objeto de optimizar la anchura de su banda eliminada. Se ha especificado una banda de paso de 250 MHz centrada a 10,5 GHz, donde las pérdidas de retorno deben ser superiores a 23 dB. Los puertos serán guías WR75 estándar. Los elementos de acoplo del filtro son dos postes metálicos inductivos ubicados de forma simétrica respecto al eje longitudinal de la estructura, y se ha empleado su

desplazamiento d respecto a dicho eje para ajustar el nivel de acoplamiento (el radio de los postes se ha fijado a 1 y 2 mm, en función del elemento de acoplamiento, para facilitar una posible implementación práctica). La anchura de los resonadores se ha seleccionado cuidadosamente para intentar aumentar al máximo la extensión de la banda libre de espúreos. En concreto, se han tomado 4 resonadores de 24 mm de anchura seguidos de 6 resonadores en guía WR75.

El filtro se ha sintetizado con la nueva metodología presentada en esta sección en menos de 2 minutos. Este tiempo es realmente muy reducido si tenemos en cuenta que la estructura incluye obstáculos inductivos de sección transversal arbitraria (modelados según la técnica descrita en el subapartado 3.2.5.3), y que los filtros asimétricos duplican prácticamente el número de variables de diseño con respecto a un filtro simétrico del mismo orden. La topología del filtro sintetizado y sus respuestas simuladas en la banda de paso y en la banda eliminada se recogen en la figura 3.23.

La respuesta en la banda de paso de la estructura sintetizada es excelente, y no es necesario realizar una optimización tras concluir el procedimiento de síntesis, ya que el error cometido es inferior al asociado a las tolerancias de fabricación normalmente utilizadas (ver la figura 3.23(a)). Los resultados obtenidos son muy similares a los que proporciona el simulador comercial HFSS [105], validando de esta forma la precisión de la herramienta que analiza obstáculos inductivos de forma arbitraria.

Al no poder considerar el filtro como de banda estrecha, ya que el ancho de banda relativo en términos de la longitud de onda de la guía WR75 es cercano al 6 %, se ha preferido emplear para comparar la extensión de la técnica clásica de Rhodes para el caso inhomogéneo [74]. Sin embargo, la respuesta obtenida se degrada rápidamente conforme nos alejamos de la frecuencia central del filtro, dando lugar a una estructura inicial bastante pobre. Tras varios intentos de optimización por fuerza bruta con distintos métodos, y dejar corriendo algunas de dichas optimizaciones durante unas 14 horas, no fue posible recuperar desde este punto inicial la respuesta de rizado constante deseada.

Por otro lado, la respuesta en la banda eliminada del filtro sintetizado con la nueva técnica es de nuevo excelente, como muestra la figura 3.23(b). Proporciona un rechazo mayor a 50 dB entre 10,7 y 21,4 GHz (cubriendo por completo el segundo armónico) y disminuye a 40 dB hasta 23,6 GHz, frecuencia a partir de la cual el modo TE_{30} propaga en los puertos de acceso y en todos los resonadores de la estructura. La mejora respecto a la banda eliminada propia de un filtro homogéneo equivalente es evidente. Es importante destacar que desde un punto de vista práctico, las tolerancias de fabricación pueden introducir pequeñas asimetrías en la estructura que exciten al modo TE_{20} , y que podrían dar lugar a un delgado espúreo a la frecuencia de 21,4 GHz. La posible presencia de los modos TE_{0n} en la estructura real es menos importante, ya que su efecto se podría eliminar casi por completo reduciendo la altura del filtro para mantener dichos modos al corte en toda la banda eliminada que se desee cubrir (al ser la respuesta al modo fundamental independiente de dicha altura, por la naturaleza inductiva de la estructura).

Tabla 3.7
COMPARATIVA DE FILTROS DISEÑADOS BAJO LAS MISMAS ESPECIFICACIONES

Parametro	Anchuras de los resonadores ($b=10,16$ mm)			
	19,05 mm	22,86 mm	28,50 mm	$a_i = l_i$
$w_1 = w_{10}$ (mm)	12,046	11,406	11,227	12,025
$w_2 = w_9$ (mm)	8,415	7,445	7,127	8,192
$w_3 = w_8$ (mm)	7,524	6,590	6,298	7,095
$w_4 = w_7$ (mm)	7,316	6,402	6,119	6,852
$w_5 = w_6$ (mm)	7,256	6,348	6,068	6,788
$l_1 = l_9$ (mm)	19,055	16,191	14,808	19,097
$l_2 = l_8$ (mm)	21,453	18,140	16,382	20,084
$l_3 = l_7$ (mm)	21,964	18,449	16,603	20,323
$l_4 = l_6$ (mm)	22,075	18,513	16,648	20,371
l_5 (mm)	22,100	18,526	16,658	20,381
Longitud (mm)	201,19	171,11	155,54	190,13
$\widehat{I.L.}$ (dB)	0,225	0,230	0,240	0,226
$ S_{21} $ (dB)@ 9,5 GHz	-86,8	-83,4	-81,9	-85,6
$ S_{21} $ (dB)@10,5 GHz	-61,1	-65,3	-67,4	-62,8

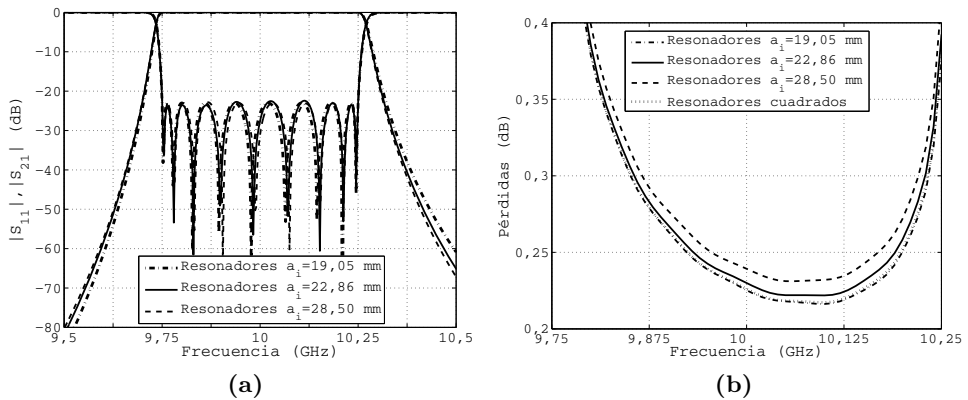


Figura 3.24. En (a) se muestran las respuestas en la banda de paso de varios filtros diseñados bajo las mismas especificaciones, en los que se han variado las anchuras de los resonadores. En (b) se representa una parte de la respuesta que proporciona HFSS en la banda de paso de dichos filtros para poder comprobar el efecto de las anchuras de los resonadores en las pérdidas.

Además de mejorar la respuesta en la banda eliminada, la utilización de resonadores de distinta anchura nos podría permitir ajustar otras prestaciones del dispositivo.

Para estudiar el efecto que produce cambiar la anchura de los resonadores se ha considerado un filtro de orden 9, con una banda de paso entre 9,75 y 10,25 GHz, y un nivel de pérdidas de retorno de 23 dB. El filtro presenta unos puertos WR90 estándar. Se han realizado varios diseños considerando resonadores de distintas anchuras, en concreto de 19,05 mm (anchura guía WR75), de 22,86 mm (estructura homogénea) y de 28,50 mm (anchura guía WR112), apurando al máximo la banda de frecuencias recomendada para cada guía estándar. Se han empleado en todos los casos ventanas inductivas de 1 mm de grosor. Los diseños se han realizado aplicando el procedimiento de síntesis propuesto en esta tesis junto a una optimización final que recupere perfectamente la respuesta de rizado constante (usando el optimizador descrito en el apartado 3.2.3, también empleado para optimizar los prototipos durante el procedimiento de síntesis). Las dimensiones de los filtros se muestran en la tabla 3.7, mientras que sus respuestas en la banda de paso se comparan en la figura 3.24(a).

Podemos ver como resonadores más anchos dan lugar a dispositivos más cortos. Por otro lado, seleccionando las anchuras de los resonadores podemos balancear ligeramente la selectividad de la respuesta por encima y por debajo de la banda de paso, lo que podría permitir en algún caso reducir el orden del dispositivo necesario para cumplir las especificaciones. Al aumentar la anchura de los resonadores la selectividad tiende a hacerse más simétrica, tal y como cabría esperar, ya que la frecuencia de corte de las guías se aleja de la banda de paso del dispositivo.

También se ha estudiado el efecto de las anchuras de los resonadores en las pérdidas del dispositivo. Para poder evaluar dichas pérdidas, se han reemplazado las paredes eléctricas perfectas que considera el simulador modal por conductores de aluminio, y la estructura resultante se ha simulado empleando HFSS [105]. Para eliminar el rizado que produciría la variación de las pérdidas de retorno en la banda de paso, hemos preferido utilizar el siguiente parámetro para medir las pérdidas del dispositivo

$$\widehat{I.L.} \text{ (dB)} = -10 \log_{10} (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2) \quad (3.61)$$

y que representa la diferencia en decibelios entre la potencia total introducida a la entrada del dispositivo y la potencia que no se disipa en su interior (es decir, la suma de la que sale reflejada por su entrada y la que se transmite a su salida).

La figura 3.24(b) representa las respuestas en la banda de paso proporcionadas por HFSS, mientras que los valores a la frecuencia central se recogen en la tabla 3.7. Estos valores nos dejan entrever una mejora de las pérdidas del dispositivo conforme se reduce la anchura de los resonadores, si bien esta mejoría es casi imperceptible. Para ver si era posible reducir de forma más importante dichas pérdidas, se diseñó un filtro en el que la anchura de los resonadores fuera igual a su longitud, de modo que se maximizara teóricamente el factor de calidad de las distintas cavidades de la estructura. Las pérdidas que se calcularon no llegaron a mejorar el valor más bajo conseguido, si bien se quedaron muy cerca. A partir de estos resultados podemos concluir que la elección de la anchura de los resonadores no afecta prácticamente a las pérdidas del dispositivo. Por lo tanto, si se desea reducir el valor de las pérdidas, se

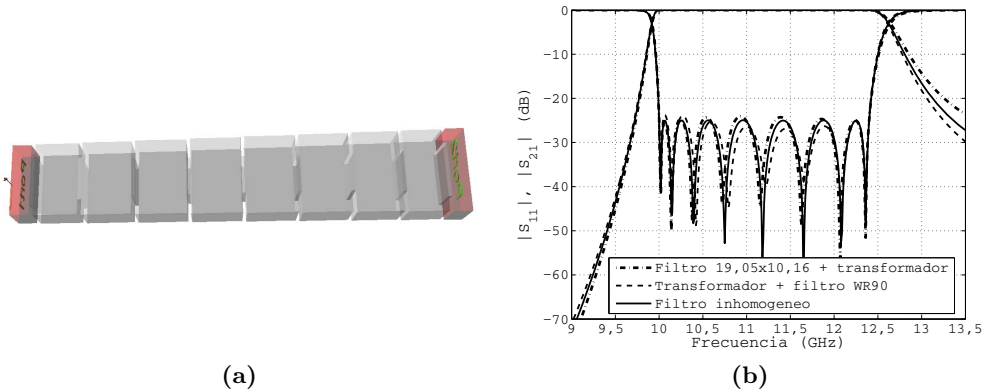


Figura 3.25. Nueva topología integrada de filtro y transformador en (a), y comparación entre las respuestas de las distintas soluciones consideradas para implementar un dispositivo con distintos puertos de acceso en (b).

deben buscar otras alternativas como aumentar la altura de la estructura o intentar reducir el orden del filtro (por ejemplo, mediante un balanceo más adecuado de la selectividad de la respuesta por encima y por debajo de la banda de paso).

Las estructuras inhomogéneas también pueden ser muy útiles para implementar dispositivos con diferentes puertos de acceso. El último ejemplo de aplicación consiste en un filtro cuya banda de paso se encuentra entre 10 y 12,4 GHz, es decir, el margen común de las bandas de frecuencia recomendadas de las guías estándar WR75 y WR90. El puerto de salida de la estructura es una guía WR90, mientras que el puerto de entrada tiene una anchura de 19,05 mm (que es justamente la anchura del puerto estándar WR75, si bien se sigue manteniendo la altura de 10,16 mm de la guía WR90 en toda la estructura para que ésta sea puramente inductiva). Para resolver este problema, las opciones más habituales consisten en utilizar un transformador desde el puerto de entrada a la guía estándar WR90 y acto seguido conectar un filtro homogéneo en guía WR90, o bien realizar un filtro homogéneo con resonadores de dimensiones 19,05x10,16 mm seguido de un transformador al puerto de salida. Sin embargo, existe una tercera alternativa, al poder también emplear un filtro inductivo cuyos resonadores vayan aumentando su anchura desde el puerto de entrada hasta el puerto de salida (ver [la figura 3.25\(a\)](#)).

Las tres soluciones han sido diseñadas con filtros de orden 8. Los filtros han sido sintetizados con la técnica utilizada en esta tesis, y optimizados para corregir errores del orden de un 1 dB en las pérdidas de retorno. A su vez, se ha diseñado un adaptador de 2 etapas en $\lambda_g/4$ para implementar los transformadores de las dos primeras soluciones. Las anchuras de las guías del filtro inhomogéneo se han elegido manteniendo siempre el mismo cociente entre dos resonadores consecutivos (incluyendo también los puertos de acceso), dando lugar por tanto a un equiespaciado logarítmico en anchura.

Las respuestas de las distintas soluciones se comparan en la figura 3.25(b). La selectividad de la nueva topología inhomogénea está ubicada entre las de las otras dos soluciones, tal y como corresponde a un filtro cuyos resonadores se encuentran entre los 19,05 mm y los 22,86 mm empleados en las otras dos alternativas de implementación. La nueva topología inhomogénea, por otro lado, resulta ser más compacta ya que no es necesario añadir un transformador adicional (consiguiendo una reducción de entre el 15 % y el 20 %, excluyendo los puertos de acceso de la estructura). También es de prever que las pérdidas de la nueva topología mejoren por la ausencia de dicho transformador. No obstante, la simulación realizada con HFSS sólo muestra una ligera reducción en las pérdidas, que pasan de 0,056 a 0,052 dB para paredes conductoras de aluminio. La mejora es tan pequeña que se debería certificar con medidas de prototipos reales. En cualquier caso, se puede destacar que la nueva topología inhomogénea realiza simultáneamente la función de filtro y de transformador, sin incurrir en una penalización en la respuesta en la banda eliminada, y presentando la ventaja de tener un tamaño algo más compacto.

3.2.6.3. Filtros con Esquinas Redondeadas

Las técnicas de fabricación de dispositivos de microondas convierten inevitablemente ciertas esquinas que debieran ser perfectamente rectas en redondeadas. Por ejemplo, la forma más habitual de fabricar un filtro con ventanas inductivas es mediante una configuración formada por un cuerpo (que incluye las ventanas de acoplo, las paredes laterales y el suelo del dispositivo) y una tapa (que representa el techo de la estructura), que se suelen atornillar entre sí para dejar montada la estructura. Para fabricar el cuerpo, se introduce por su parte superior una fresadora que va comiendo el material y dejando el hueco de la estructura. La fresadora es incapaz de dibujar esquinas rectas en el plano H, y en su lugar va dejando esquinas redondeadas del radio de la broca empleada. En las técnicas de fabricación de bajo coste, dicho radio puede ser bastante elevado.

La presencia de las esquinas redondeadas, especialmente cuando los radios no son pequeños, pueden afectar de forma significativa al ancho de banda, la frecuencia central y las pérdidas de retorno del dispositivo [176]. Tradicionalmente, estas degradaciones de la respuesta se han corregido con los tornillos de sintonía incluidos para compensar el efecto de las tolerancias de fabricación. Sin embargo, el uso de elementos de sintonía incrementa el tiempo de desarrollo del componente, sus costes, y además fomenta la aparición de efectos indeseados de alta potencia. Por todas estas razones, la industria de microondas está especialmente interesada en la implementación de componentes de bajo coste sin tornillos de sintonía, y en el desarrollo de herramientas automatizadas que realicen el diseño de los componentes teniendo en cuenta la presencia de esquinas redondeadas.

La mayoría de los procedimientos de diseño de filtros en plano H descritos en la literatura técnica comienzan por el diseño de un filtro equivalente con esquinas rectas,

que se obtiene aplicando cualquiera de las técnicas de síntesis tradicionales [42], [72], [73] y optimización. Como el campo eléctrico es próximo a cero en las esquinas en plano H del dispositivo, las dimensiones obtenidas suelen ser bastante buenas¹². A partir de esas dimensiones iniciales, se realiza la optimización de una estructura que ya incluye las esquinas redondeadas. El análisis electromagnético de la estructura se suele realizar mediante la técnica de elementos finitos [177], el método de las diferencias finitas [171] o empleando técnicas híbridas [176], [178]. Como la simulación electromagnética de toda la estructura es costosa desde un punto de vista computacional, la optimización puede llegar a ser larga y pesada.

Sería no obstante más adecuado incluir las esquinas redondeadas en la síntesis de la estructura, y resolver el problema en una etapa anterior a la optimización. Empleando la técnica avanzada de síntesis presentada en este capítulo, se podría obtener una excelente estructura que como máximo requiriera una ligera optimización final. Además, dejaría de ser necesario simular el conjunto de toda la estructura, ya que esta técnica sólo obliga a simular los elementos de acoplo por separado para ajustar sus dimensiones físicas. De esta forma, se podría reducir de forma drástica el tiempo necesario para completar el diseño, especialmente cuando el orden del filtro (y el número de variables de diseño) sea elevado.

No obstante, e incluso empleando el nuevo procedimiento desarrollado en esta tesis, es más rápido realizar una síntesis preliminar de un filtro convencional en plano H con esquinas rectas que abordar directamente la síntesis de la estructura con esquinas redondeadas. Aun con la eficiente técnica de análisis descrita en el subapartado 3.2.5.3, la simulación de un elemento de acoplo con geometría arbitraria es mucho más costosa, y una reducción en el número de simulaciones con esquinas redondeadas repercute en una mejora importante de la eficiencia del método.

El procedimiento por tanto empieza con la síntesis de un filtro equivalente con las mismas especificaciones pero con esquinas rectas. El criterio de convergencia se ha relajado por un factor de 4 con respecto al reflejado en la expresión (3.57) del subapartado 3.2.5.2, ya que no tiene sentido refinar más la estructura preliminar con esquinas rectas. A continuación se añaden las esquinas redondeadas al dispositivo. Como las respuestas en frecuencia de las nuevas ventanas de acoplo serán ligeramente diferentes, se prefiere realizar una simulación de banda ancha de las ventanas con esquinas redondeadas para actualizar los parámetros $\alpha_{i-1,i}$, κ_{1_i} y κ_{2_i} del prototipo. Se obtiene de esta forma un nuevo prototipo que debe ser sintetizado en una nueva iteración del procedimiento de síntesis conjunto. Normalmente sólo es necesario realizar una o dos extracciones de ventanas de acoplo con esquinas redondeadas para alcanzar convergencia. La estructura resultante suele ser excelente, y en muchas ocasiones no requiere una optimización final.

Empleando este algoritmo, el número de iteraciones del procedimiento de síntesis con esquinas redondeadas se reduce. Además, la primera iteración se completa en un

¹²Lo habitual es que el error en las dimensiones físicas esté por debajo de las $\pm 100 \mu\text{m}$ para un filtro operando en banda X.

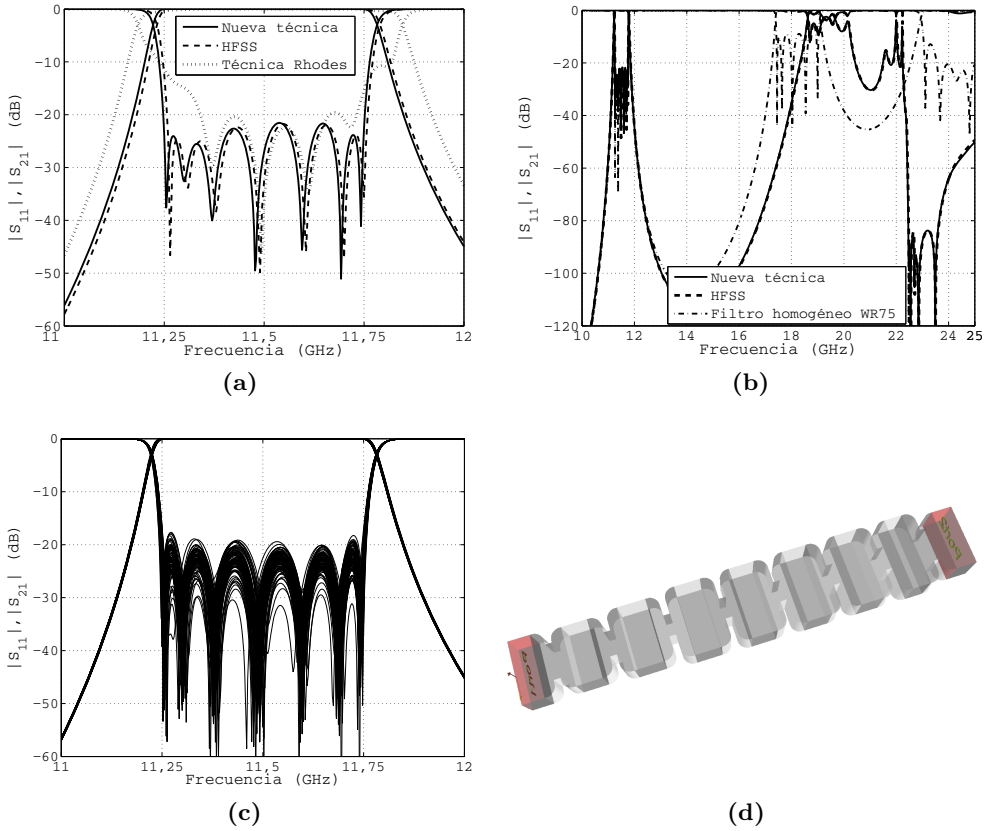


Figura 3.26. Filtro con ventanas de acoplo inductivas y esquinas redondeadas de 3 mm de radio, diseñado para obtener una elevada atenuación para el segundo armónico. En (a) y (b) se representan las respuestas en la banda de paso y en la banda eliminada, respectivamente. En (c) se muestran las simulaciones de un análisis de Monte Carlo correspondientes a una variación aleatoria de $\pm 8 \mu\text{m}$ en las dimensiones de la estructura. La topología del filtro se muestra en (d).

tiempo prácticamente despreciable, ya que se realiza con esquinas rectas. Esta primera iteración siempre obliga a realizar un mayor número de simulaciones electromagnéticas, ya que no se dispone de unas buenas dimensiones iniciales de los elementos de acoplo de la estructura real. De hecho, esta primera iteración utiliza el algoritmo de Brent¹³ en lugar de la eficiente técnica de Newton Raphson considerada en el resto de iteraciones, ya que ésta última requiere disponer de un buen punto inicial [101].

¹³Al igual que el algoritmo de la bisección, la técnica de Brent es una técnica extremadamente robusta, pero no muy eficiente, que va reduciendo el intervalo donde se encuentra la solución.

Tabla 3.8
DIMENSIONES DEL FILTRO INHOMOGÉNEO DE ORDEN 7 SINTETIZADO

i	Ventanas de Acoplo		Resonadores	
	w_i (mm)	t_i (mm)	a_i (mm)	l_i (mm)
1	10,709	2,000	18,000	14,711
2	7,416	2,000	19,500	15,595
3	6,510	2,000	21,600	14,940
4	6,272	2,000	22,325	14,759
5	6,253	2,000	22,675	14,623
6	6,384	2,000	22,800	14,352
7	7,104	2,000	22,925	12,734
8	10,488	2,000	-	-

Como ejemplo de aplicación, se ha considerado el diseño de un filtro de orden 7, centrado a 11,5 GHz y con unas esquinas redondeadas de 3 mm de radio. La banda de paso del filtro tiene una anchura de 500 MHz, donde las pérdidas de retorno deben ser superiores a 23 dB. Los puertos de acceso del filtro serán guías estándar WR75. Este filtro se va a diseñar para tener un rechazo mayor que 70 dB al segundo armónico de la banda de paso (ubicado entre 22,5 y 23,5 GHz). Esta especificación en la banda eliminada sólo se va a poder conseguir empleando un filtro inhomogéneo con resonadores de distinta anchura. Eligiendo de la forma adecuada dichas anchuras, se pueden ubicar ceros de transmisión en la banda de frecuencias del segundo armónico. Estos ceros están producidos por el acoplo negativo existente entre el modo TE_{10} y el modo TE_{30} nada más comienza a propagar este último [179]. La topología del filtro asimétrico sintetizado, y su respuesta en la banda de paso y en la banda eliminada se muestran en la figura 3.26. Por su parte, las dimensiones del filtro se recopilan en la tabla 3.8.

Como se muestra en la figura 3.26(b), la respuesta en la banda eliminada cumple claramente las especificaciones. La posición de los ceros de transmisión, ajustada mediante la elección de las anchuras de los resonadores, nos proporciona una respuesta con un rizado casi constante y con un rechazo por encima de 80 dB en la banda de frecuencias del segundo armónico del filtro. También se puede observar como se ha mejorado el rechazo del filtro cerca de su banda de paso con respecto a uno homogéneo. La respuesta para una excitación con el modo TE_{20} no se ha representado al estar prácticamente siempre fuera de escala. De hecho, este modo alcanza una transmisión máxima de -70 dB para un delgado pico situado a 24,32 GHz.

El comportamiento en la banda de paso también es muy bueno (ver la figura 3.26(a)). El rizado de la banda de paso se encuentra por debajo de los 22 dB, donde la pequeña degradación existente se debe al efecto de los modos de orden superior. También se ha representado en dicha figura la respuesta de la estructura sintetizada

con la técnica propuesta en [74], mostrando nuevamente la limitación de esta técnica para anchos de banda moderados y grandes. El error medio en las dimensiones de la estructura se sitúa en este caso por encima de los 200 μm . Para recuperar la respuesta ideal desde este punto es necesario realizar una costosa optimización electromagnética.

Como podemos ver, el diseño de dispositivos inhomogéneos es bastante más difícil que el de los dispositivos homogéneos. Sin embargo, utilizando la técnica desarrollada en esta tesis, es posible realizar una síntesis muy precisa de este tipo de estructuras incluso teniendo en cuenta el efecto de las esquinas redondeadas. De hecho, el tiempo requerido para completar esta síntesis fue de sólo 69 segundos, realizando sólo dos iteraciones con esquinas redondeadas. Si la síntesis se hubiera realizado sin apoyarse inicialmente en un filtro equivalente con las esquinas rectas, el número de iteraciones con esquinas redondeadas requeridas hubiera subido a 4 y el tiempo total del procedimiento de síntesis hubiera aumentado hasta los 170 segundos (lo que supone un incremento de más del 150 %).

Por otro lado, las respuestas en la banda de paso y en la banda eliminada obtenidas con HFSS están desplazadas unos 7 MHz hacia frecuencias superiores (ver las figuras 3.26(a) y (b)). Este efecto se puede atribuir a que HFSS reemplaza los contornos circulares por polígonos circunscritos [105]. Como esta aproximación aumenta el área metálica de cada esquina redondeada, los resonadores resultan ser algo más pequeños y su frecuencia de resonancia aumenta ligeramente. Este hecho puede justificar la pequeña desviación en frecuencia de aproximadamente un 0,06 %, sin que apenas afecte a la forma del rizado de la respuesta en la banda de paso. También hay que tener presente que el módulo de FEST3D empleado para analizar los saltos con esquinas redondeadas aproxima los contornos circulares por segmentos rectos, lo que puede ocasionar un ligerísimo desplazamiento en frecuencia de la respuesta que proporciona el simulador modal utilizado.

Suponiendo que se pueda admitir una reducción de hasta 3 dB en las pérdidas de retorno por las imprecisiones del proceso de fabricación, la tolerancia empleada se debería situar por debajo de $\pm 8 \mu\text{m}$ en virtud de la ecuación (3.55c) de la página 199. La figura 3.26(c) muestra justamente un análisis de Monte Carlo con una variación máxima de $\pm 8 \mu\text{m}$. Podemos ver como en algunas simulaciones concretas las pérdidas de retorno se pueden llegar a situar por debajo de los 20 dB. Esta situación se da porque el estimador (3.55c) proporciona realmente el valor RMS de la variación del nivel de rizado, en lugar del valor máximo. Si dicha variación máxima de 3 dB se debe garantizar de una forma más estricta, es necesario ser algo más exigente con la tolerancia de fabricación. De hecho, si se desea implementar el filtro sin tornillos de sintonía, y asegurar a su vez unas pérdidas de retorno mayores a 20 dB, sería necesario utilizar una técnica de fabricación con una tolerancia máxima de ± 5 micras.

Para finalizar este largo apartado, hemos seleccionado el ejemplo de la literatura técnica donde el método desarrollado proporciona los peores resultados. De esta forma pretendemos dejar claras las limitaciones del método. Se trata del primer filtro diseñado en [178], un filtro de orden 6 con unas ventanas de acoplo inductivas que

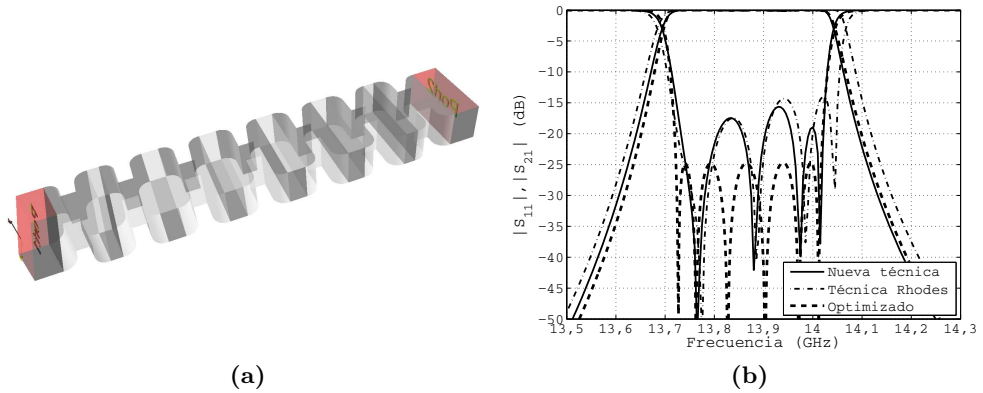


Figura 3.27. Topología en (a) del filtro inductivo simétrico con ventanas de acoplo inductivo y esquinas redondeadas de 3 mm radio diseñado en [178], y respuesta en (b) de las estructuras obtenidas con distintas técnicas de síntesis y de la estructura optimizada.

presentan unas esquinas redondeadas de 3 mm de radio. El filtro tiene una banda de paso de 291 MHz de anchura y está centrado a 13,869 GHz. Las pérdidas de retorno deben ser mayores a 25 dB en dicha banda. Los puertos del dispositivo son guías estándar WR75, mientras que los resonadores tienen una anchura de 22 mm.

La problemática que presenta este filtro inhomogéneo desde el punto de vista de la síntesis es doble. En primer lugar, los resonadores están trabajando aproximadamente 1 GHz por encima de su banda de operación recomendada. De hecho, en la banda de paso del filtro se propagan tanto el modo TE_{10} como el TE_{20} , y el modo TE_{30} no está demasiado lejos del corte¹⁴. Esto hace que el efecto de los modos de orden superior sea más importante de lo habitual. El segundo problema es la alta sensibilidad de la estructura, debida a su combinación de ancho de banda, orden y nivel de pérdidas de retorno exigido. Aplicando las expresiones (3.56)–(3.57) se obtiene que la sensibilidad para la síntesis es de 5,2 μm , mientras que para errores aleatorios de fabricación es de apenas 1,35 μm . Evidentemente, este filtro se debería fabricar con tornillos de sintonía para poder corregir la degradación causada por los errores de fabricación.

El efecto de los modos de orden superior va a generar un error en la técnica de síntesis, que aunque pequeño, va a ser mayor de lo habitual. Si este hecho lo combi-

¹⁴Este tipo de filtros no son muy habituales en las aplicaciones prácticas, ya que aunque el modo TE_{20} en teoría no debe aparecer, cualquier pequeña asimetría al fabricar el componente o al alinear sus partes pueden dar lugar a que se excite, y por tanto cambie de forma inesperada el comportamiento del filtro en la banda de paso. Aunque estos filtros proporcionan una mejor respuesta teórica en la banda eliminada que un filtro con resonadores más estrechos, su respuesta puede ser aún mejor si empleamos estructuras inhomogéneas como las mostradas en las figuras 3.23 y 3.26, y sin tener que recurrir a resonadores operando fuera de su banda de trabajo recomendada.

namos con una estructura bastante sensible, el efecto de dicho error en la respuesta del dispositivo puede llegar a ser más severo.

En la **la figura 3.27** se comparan las respuestas de las estructuras sintetizadas con la técnica presentada en esta tesis y con la de la técnica clásica de Rhodes adaptada al caso inhomogéneo [74]. Aunque la respuesta de la estructura sintetizada sigue siendo la mejor con una cierta diferencia, es el primer ejemplo donde se observa una degradación importante, y en el que sería necesario recurrir a una optimización final de la estructura que va más allá de un ligero y rápido retoque. En cualquier caso, se ha podido optimizar sin problema el dispositivo y obtener la respuesta de rizado constante incluida también en **la figura 3.27**. Al comparar las dimensiones de la estructura optimizada y de la sintetizada con la nueva metodología, vemos que el error no es muy grande. La variación media en las dimensiones es de sólo $13\ \mu\text{m}$, con una variación máxima de $30\ \mu\text{m}$ en dos de las variables de diseño. Sin embargo, como la estructura es bastante sensible, dicha pequeña variación origina un cambio importante en la respuesta del dispositivo. En el caso de la estructura sintetizada con [74], la variación media y la variación máxima son aproximadamente unas 4 veces mayor.

No obstante, la alta sensibilidad del dispositivo hace necesario incluir elementos de sintonía que permitan corregir la degradación asociada a los errores de fabricación (que en lo que respecta a pérdidas de retorno, es del orden de 4 dB de variación RMS para una tolerancia de $\pm 5\ \mu\text{m}$). Las dimensiones de la estructura extraída con la nueva técnica de síntesis, por tanto, son suficientemente buenas a nivel práctico como para poder fijar las dimensiones de la estructura a fabricar, y a la que luego se le añadirán los elementos de sintonía.

Si en cualquier caso se quiere recuperar la respuesta óptima en este tipo de dispositivos antes de pasar a su fabricación, se debe recurrir a las técnicas de optimización. Entre las distintas alternativas existentes, se podría encontrar una técnica similar a la descrita en el siguiente apartado para filtros inductivos con elementos de sintonía.

3.3. Diseño Automatizado de Filtros con Elementos de Sintonía¹⁵

3.3.1. Introducción

La metodología de diseño descrita en **la sección 3.2** proporciona unos excelentes resultados para cualquier tipo de filtro inductivo, siempre y cuando la interacción entre elementos de acoplo adyacentes se deba exclusivamente al modo fundamental.

¹⁵La investigación descrita en este apartado, realizada en colaboración con otros investigadores del grupo (tales como el Dr. Jose Vicente Morro, el Dr. Héctor Esteban y el tutor de esta tesis), ha ayudado el desarrollo de la herramienta comercial DESAFIO para el diseño automatizado de una amplia gama de filtros inductivos. La creación de este *software* fue el objeto de un contrato con la empresa Alcatel Espacio España (actualmente Thales Alenia Space España).

De hecho el prototipo generalizado de media onda sólo incluye esta interacción (ver la figura 3.6 de la página 158), y desprecia los efectos de los modos de orden superior.

La mayoría de los filtros inductivos utilizados en la práctica verifican con bastante precisión la condición monomodo anterior. Sin embargo, en este apartado vamos a considerar una topología concreta, los filtros inductivos con tornillos de sintonía, en la que son importantes las interacciones producidas por los modos de orden superior.

Los filtros bajo consideración se construyen añadiendo unos elementos de sintonía, normalmente introducidos por el techo de la estructura, al cuerpo de un filtro con ventanas de acoplo inductivas. Un tornillo de sintonía ubicado en un resonador permite ajustar su frecuencia de resonancia, de modo que cuanto mayor sea la penetración del tornillo, más baja será la frecuencia a la que resuena la cavidad. Por su parte, al introducir un tornillo de sintonía en una ventana de acoplo se consigue aumentar el grado de acoplamiento entre resonadores adyacentes (lo que sería equivalente a incrementar la constante de inversión K asociada al elemento de acoplo). En la práctica, se suelen introducir tornillos de sintonía tanto en el centro de los resonadores del filtro como en el centro de sus ventanas de acoplo. Esta forma de actuar permite reajustar por completo la respuesta del dispositivo, ya que se puede variar la frecuencia de resonancia de cada resonador y el parámetro K de cada inversor de la estructura.

Los tornillos de sintonía se han utilizado normalmente para compensar las degradaciones originadas por las tolerancias de fabricación en dispositivos muy sensibles (normalmente de ancho de banda reducido), y poder así recuperar la respuesta ideal deseada. Sin embargo, también pueden ser útiles para disponer de un filtro sintonizable que haga uso de un mismo cuerpo, en este caso inductivo. Cambiando la penetración de los tornillos de sintonía sería posible mover la respuesta en frecuencia del filtro en un amplio ancho de banda. Los inconvenientes son el aumento de las pérdidas de inserción y una reducción en la capacidad de manejo de potencia del componente.

En este apartado vamos a centrarnos en el diseño de filtros que incluyen elementos de sintonía para poder sintonizar su frecuencia central. La idea básica consiste en utilizar siempre el mismo cuerpo inductivo, independientemente de la frecuencia central del dispositivo, y luego disponer de varias tapas con elementos de sintonía en función de la frecuencia central de trabajo [148]. De esta forma se consigue reducir los costes de fabricación, al compartir todas las estructuras un cuerpo inductivo común. Si fuera necesario diseñar un filtro para una frecuencia central distinta (o en general, con otras especificaciones que sean compatibles con el cuerpo inductivo y que no impliquen un cambio de orden), sólo se debería construir una nueva tapa. Las tapas van a ser fijas, al asumir en un principio que los filtros no van a ser muy sensibles, de modo que no se requiera cambiar la penetración de los elementos de sintonía tras la fabricación para recuperar una respuesta aceptable.

Los elementos de sintonía se van a considerar de sección transversal cuadrada, al ser más fáciles de implementar en tapas construidas mediante microfresadora. Además, la utilización de este tipo de penetraciones metálicas nos permite emplear

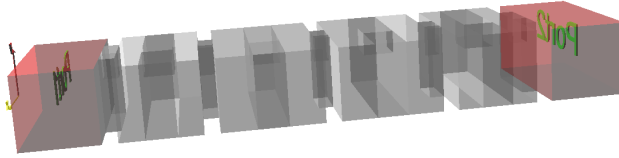


Figura 3.28. Topología de un filtro con un cuerpo inductivo, en el que se introducen elementos de sintonía de sección transversal cuadrada por el techo de sus cavidades y de sus ventanas de acoplo para poder sintonizar su respuesta.

un simulador eficiente y preciso basado en las técnicas modales descritas en el capítulo 2. La estructura resultante, que sería similar a la mostrada en la figura 3.28, se puede descomponer en discontinuidades planares caracterizables mediante la técnica de ecuación integral (ver la sección 2.2) y en tramos de guía uniforme. Los modos de las guías *ridge* con las penetraciones metálicas se obtendrán numéricamente mediante la técnica BI-RME desarrollada en la sección 2.5. Por último, la respuesta de toda la estructura se calculará al unir los distintos bloques caracterizados individualmente y resolver el sistema resultante, tal y como se detalla en la sección 2.3.

Como el dispositivo en su conjunto ha dejado de ser inductivo para convertirse en una estructura tridimensional, se tendrán que utilizar en todo momento las técnicas de análisis modal 3D ya comentadas. No obstante, estas técnicas permiten obtener de forma precisa la respuesta electromagnética de este tipo de filtros en unos pocos minutos (cuando empleando otras técnicas de discretización más genéricas, capaces de simular también tornillos de forma circular, el tiempo requerido para realizar una simulación sería del orden de varias horas).

Como ya hemos comentado, este tipo de estructuras no se puede diseñar empleando la técnica descrita en la sección 3.2, ya que el prototipo empleado no es capaz de representar todas las interacciones existentes entre las diferentes partes de la estructura. La estructura final extraída tendría por tanto una respuesta bastante diferente a la del último prototipo sintetizado, dando lugar a un diseño insatisfactorio. En su lugar, se empleará un procedimiento de diseño basado en una técnica de optimización refinada, en vez de una elaborada y precisa técnica de síntesis dimensional.

Una forma muy habitual de proceder en la práctica consiste en aplicar directamente un algoritmo matemático de optimización sobre la estructura obtenida tras un procedimiento aproximado de síntesis dimensional. La optimización se realiza simultáneamente sobre todas las variables de diseño del componente, y para no perder precisión, se emplea continuamente un simulador electromagnético riguroso [55]. Esta forma de proceder, viable para ciertas estructuras bastante simples, presenta claros inconvenientes cuando se aplica a topologías más exigentes:

- El éxito del procedimiento depende en gran medida de la calidad de la estructura inicial extraída. Si dicho punto inicial no es suficientemente bueno, existen muchas posibilidades de que el optimizador no llegue a buen puerto.

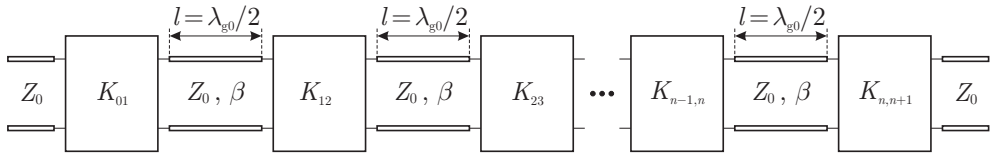


Figura 3.29. Prototipo clásico utilizado para generar la respuesta ideal de referencia a conseguir con los filtros inductivos con tornillos de sintonía.

- Al aumentar el número de variables de diseño, la labor del optimizador se complica enormemente. De hecho, es de sobra conocido que el coste computacional aumenta de forma exponencial con el número de variables de optimización. Así mismo, cuanto mayor sea el número de variables (por ejemplo, por tratarse de un componente de orden elevado), más fácil es que el optimizador se quede atascado en un mínimo local o, en definitiva, no sea capaz de proporcionar una estructura final con una respuesta aceptable.
- El tiempo requerido para completar la optimización suele ser bastante elevado, debido a que se realiza un uso exhaustivo de unos precisos pero lentos simuladores electromagnéticos. Excepto en estructuras simples (por ejemplo, filtros inductivos sin elementos de sintonía), una única simulación puede requerir entre varios minutos y varias horas. Si un optimizador ha de realizar cientos o miles de simulaciones, la optimización puede llevar desde un día a incluso requerir algunas semanas.

En el caso concreto de los filtros inductivos con tornillos de sintonía, cuya simulación electromagnética rigurosa requiere de unos minutos, nos podemos encontrar optimizaciones que tarden más de un día entero. Además, en función de la calidad del punto inicial encontrado y del número de variables de diseño a considerar por el optimizador, el éxito del proceso de optimización podría no estar garantizado.

Para resolver estos problemas, vamos a presentar una técnica de optimización más elaborada, eficiente y que proporciona unas mayores garantías de éxito. Esta técnica utilizará el procedimiento de segmentación descrito en [70],[180] para dividir el proceso de diseño en varias etapas más simples, involucrando cada una de ellas a un número muy reducido de variables de diseño. A su vez, y para evitar tener que emplear de forma exhaustiva un simulador electromagnético preciso, se va a utilizar la técnica del mapeado espacial agresivo (ASM, del inglés *Aggressive Space Mapping*), que permite emplear una herramienta de análisis menos precisa pero más eficiente para realizar las optimizaciones [59].

El procedimiento de diseño resultante fue propuesto por primera vez, y en una versión preliminar, en [181],[182]. Posteriormente, tras modificar ligeramente la técnica de segmentación e introducir importantes mejoras en lo que respecta a la combinación de las técnicas de optimización empleadas, se obtuvo una versión más madura que fue descrita con mayor detalle en [183].

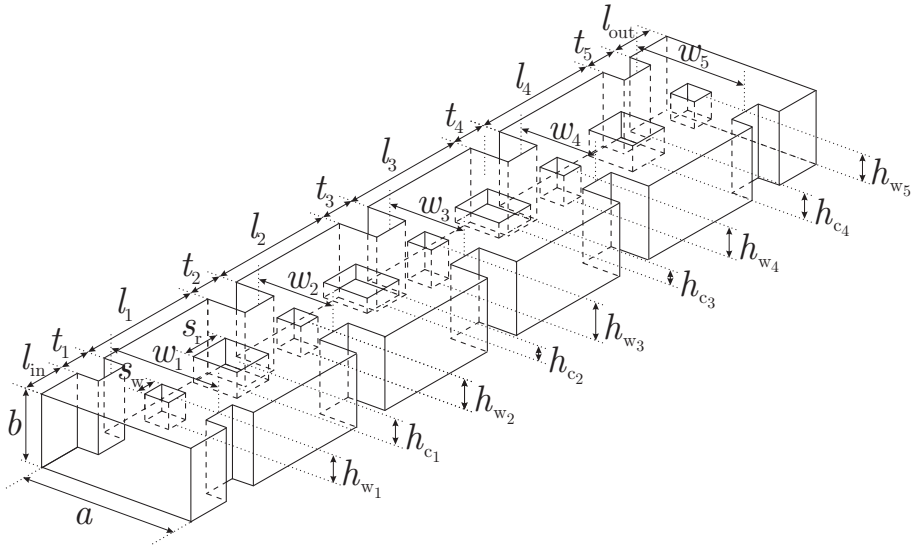


Figura 3.30. Filtro paso banda homogéneo de orden 4 con cuerpo inductivo y tornillos de sintonía de sección transversal cuadrada que se va a diseñar mediante la técnica de segmentación.

3.3.2. Técnica de Segmentación

El problema de optimización a resolver consiste, en resumidas cuentas, en ajustar las variables de diseño de la estructura para que ésta tenga una respuesta eléctrica lo más cercana posible a una cierta respuesta de referencia. Además, asumiremos que dicha respuesta ideal objetivo ha sido generada por un modelo que guarda una cierta similitud con la estructura, de modo que se puedan identificar partes del modelo con partes de la estructura.

Para el caso de los filtros inductivos con tornillos de sintonía, dicho modelo podría consistir, por ejemplo, en un prototipo clásico de media onda formado por la conexión de inversores de impedancia constantes con la frecuencia y líneas de transmisión idénticas (ver la figura 3.29). Este modelo tan simple sería válido solamente en anchos de banda pequeños, al ignorar la variación con la frecuencia de las ventanas de acoplo de la estructura. Así mismo, sólo es aplicable a dispositivos homogéneos, al emplear el mismo tipo de línea de transmisión para representar a todos los resonadores de la estructura real. Este prototipo se puede sintetizar utilizando técnicas de banda estrecha, como por ejemplo la técnica clásica de Cohn [42], según la cual el valor de los inversores de impedancia viene dado por

$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{Z_0 X \Delta}{g_0 g_1}}; \quad K_{i,i+1} = \frac{\Delta X}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}; \quad K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{Z_0 X \Delta}{g_n g_{n+1}}} \quad (3.62)$$

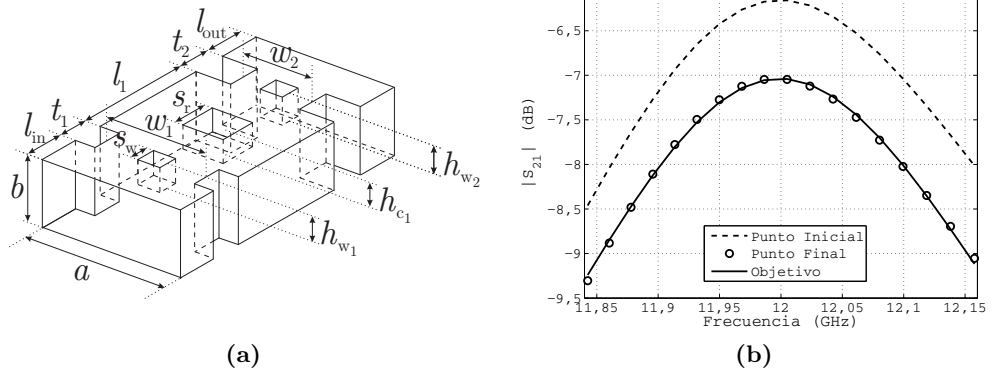


Figura 3.31. Parte de la estructura considerada en el primer paso de la técnica de segmentación en (a). En (b) se muestran una posible respuesta inicial y final del dispositivo en este primer paso, junto a la respuesta objetivo que proporcionaría la parte equivalente del prototipo ideal.

donde Δ es el ancho de banda relativo del filtro, y X representa el parámetro de pendiente de los resonadores de la estructura, que es igual a:

$$X = Z_0 \frac{\pi}{2} \left(\frac{\lambda_g}{\lambda} \right)^2 \tag{3.63}$$

siendo λ_g la longitud de onda en la guía del modo fundamental que se propaga en el interior de los resonadores de la estructura.

Una optimización directa buscaría ajustar simultáneamente todas las variables del filtro para minimizar la diferencia entre la respuesta del dispositivo y la respuesta ideal del prototipo, lo que matemáticamente se expresa como

$$\min_{\mathbf{x}} U(\mathbf{x}); \quad U(\mathbf{x}) = \|\mathbf{R}_{em}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_{ref}\| \tag{3.64}$$

donde \mathbf{x} representa a un vector que incluye a las variables de diseño y $U(\mathbf{x})$ es la función de error. Esta función mide, mediante un norma adecuada, la diferencia entre la respuesta electromagnética $\mathbf{R}_{em}(\mathbf{x})$ del dispositivo para un valor \mathbf{x} de las variables de diseño, y la respuesta de referencia \mathbf{R}_{ref} del prototipo sintetizado.

El procedimiento de segmentación, por contra, divide el proceso de optimización en varios pasos en los que se van añadiendo gradualmente más partes de la estructura. Para ilustrar el procedimiento, vamos a considerar el ejemplo de un filtro inductivo homogéneo de orden 4 con tornillos de sintonía como el mostrado en la figura 3.30.

En la primera fase de este procedimiento se considera únicamente la primera cavidad de la estructura junto a sus ventanas de acoplo de entrada y salida (ver la figura 3.31). El prototipo sintetizado se cortará tras el segundo inversor de impedancias,

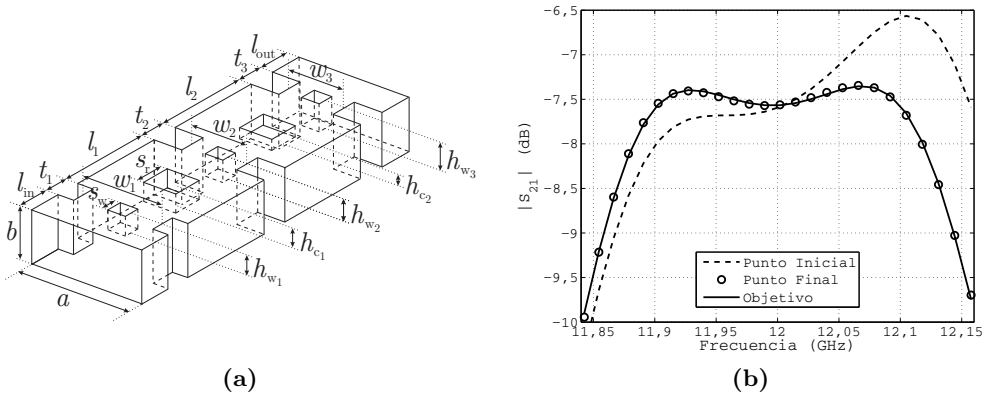


Figura 3.32. En (a) se muestra la incorporación de la segunda cavidad de la estructura en el segundo paso de la técnica de segmentación. En (b) se vuelven a mostrar la respuesta inicial y final en este segundo paso, y se comparan con la respuesta objetivo procedente de la parte correspondiente del prototipo ideal.

de forma equivalente. El objetivo de esta etapa consiste en recuperar con la primera etapa del filtro la respuesta de la parte correspondiente del prototipo sintetizado. Para lograr este objetivo, se utilizarán solamente las variables de diseño de la primera etapa. Por tanto sólo es necesario considerar tres variables de diseño, una en cada uno de los dos inversores para poder ajustar sus constantes de inversión, así como una variable del resonador que permita sintonizar su frecuencia de resonancia. Como no se puede alterar la base inductiva del filtro, se utilizarán las penetraciones h_{w_i} y h_{c_i} de los tornillos de las ventanas de acoplo y del resonador.

En la siguiente fase, se añaden a la estructura la segunda cavidad y su ventana de acoplo de salida. De forma equivalente, y para obtener la respuesta objetivo de esta fase, se incorporan al prototipo la segunda línea de transmisión y el tercer inversor. De nuevo se considerarán tres variables de diseño, la penetración del tornillo de la cavidad y de la ventana de acoplo incorporados en esta segunda fase, y también la penetración del tornillo de la ventana situada a la entrada de la segunda cavidad. Esta última ventana es conveniente retocarla, ya que el tornillo de sintonía de la segunda cavidad resonante modificará ligeramente su nivel de acoplamiento por proximidad. La figura 3.32 ilustra este paso de la técnica de segmentación.

Una vez se ha llegado a la mitad de la estructura, ya disponemos de las dimensiones necesarias para montar la estructura completa. La razón se debe a que respuestas ideales simétricas, como las que normalmente se emplean en estos dispositivos, dan lugar siempre a estructuras simétricas¹⁶. Explotando esta simetría, en este nuevo paso

¹⁶Según la teoría clásica de síntesis circuital, las funciones de transferencia simétricas respecto a la frecuencia central se recuperan con estructuras físicas simétricas [1].

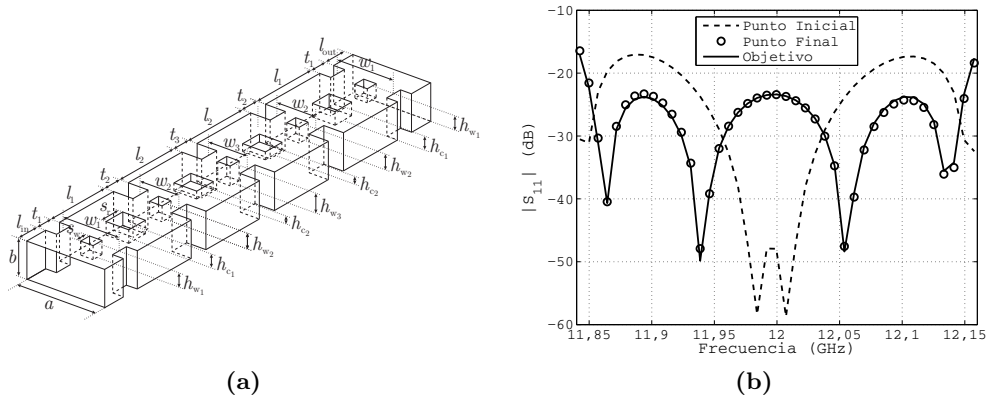


Figura 3.33. Al llegar a la mitad de la estructura se pasaría a trabajar con toda ella, tal y como se muestra en (a). La respuesta objetivo mostrada en (b) es la que proporciona todo el prototipo ideal, que se compara a su vez con la respuesta del dispositivo inicial y final en este paso de la técnica de segmentación.

de la técnica de segmentación se considerará el dispositivo completo, reajustando las penetraciones de los tornillos de las cavidades centrales y sus ventanas de acoplo de entrada y salida. Se emplearán por tanto tres variables de diseño, h_{w3} , $h_{w2} = h_{w4}$ y $h_{c2} = h_{c3}$, que evidentemente se ajustarán manteniendo la simetría de la estructura. La respuesta que se obtenga tras este reajuste será normalmente muy cercana a la función de transferencia ideal de todo el prototipo, como se muestra en la figura 3.33.

Finalmente la última etapa consiste en una ligerísima y rápida optimización final de todos los parámetros de diseño de la estructura, buscando reducir al máximo el error (3.64) y acercarse todo lo que sea posible a la respuesta objetivo ideal. La figura 3.34 muestra la evolución realizada en esta última etapa, así como el camino recorrido entre el punto inicial de partida de todo el proceso (obtenido normalmente mediante una técnica aproximada de síntesis dimensional) y el diseño final obtenido tras completar la técnica de segmentación.

En todas las optimizaciones realizadas, excepto en el último paso, se emplearía inicialmente un algoritmo matemático de optimización adecuado para cuando no se esté muy cerca de la solución. Como ejemplos podemos citar la conocida técnica del Simplex [184] o un algoritmo de rotación multidimensional de coordenadas en combinación con un algoritmo de minimización unidimensional como la técnica *step-wise* [180]. Por otro lado, cuando ya nos encontramos cerca de la solución, se conmutaría a un método de gradiente, como la conocida técnica de Broyden-Fletcher-GoldFarb-Shanno (BFGS) [101], que convergen más rápidamente a la solución una vez se dispone de un punto inicial muy cercano a ésta.

En resumen, al aplicar la técnica de segmentación el proceso de optimización se

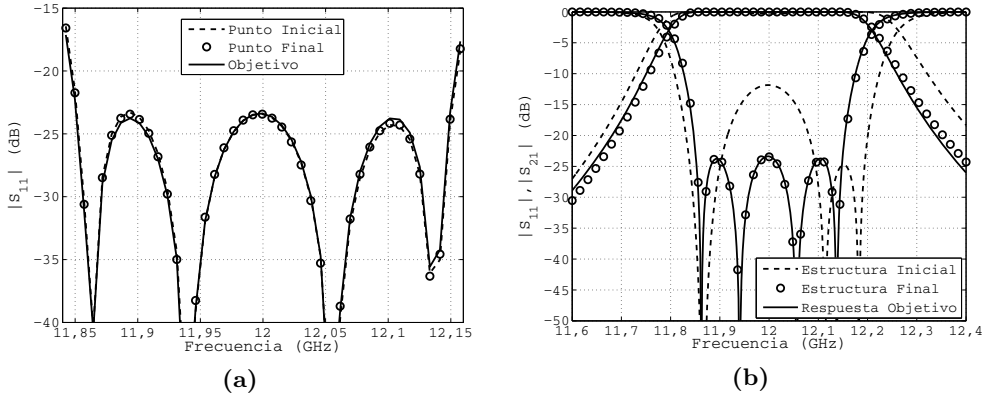


Figura 3.34. En (a) se comparan la respuesta inicial, final y objetivo del último paso de la técnica de segmentación. En (b) se muestra la evolución de todo el proceso, al comparar la respuesta del dispositivo inicial obtenido tras la síntesis dimensional y la del dispositivo final tras concluir la técnica de segmentación.

divide en una serie de fases o pasos, con unos objetivos claros y simples, y que involucren el reajuste de un número limitado de variables de diseño. De esta forma se mejora drásticamente la robustez del procedimiento de diseño, al reducir las posibilidades de lograr una estructura final insatisfactoria. Además, se suele reducir también el tiempo requerido para completar la optimización, ya que éste aumentará ahora de forma casi lineal con el orden del filtro en lugar de hacerlo exponencialmente [183].

3.3.3. Mapeado Espacial Agresivo

El proceso de optimización recién descrito, aun viéndose favorecido por la aplicación de la técnica de segmentación, hace un uso exhaustivo de simuladores electromagnéticos de gran precisión. Esto hace que el tiempo requerido para completar el diseño sea todavía bastante elevado, incluso empleando simuladores basados en técnicas modales. La técnica de mapeado espacial agresivo permite reducir el número de simulaciones de precisión a realizar, y por tanto es capaz de acelerar el diseño de este tipo de dispositivos [59].

La famosa técnica de mapeado espacial [58] y sus diferentes variantes [59]–[61] consideran dos modelos distintos para caracterizar al componente, lo que a su vez define dos espacios distintos. Por una parte tenemos un modelo muy eficiente pero impreciso en el denominado espacio de optimización u OS (del inglés *Optimization Space*), y por otro lado, en el espacio de validación o VS (*Validation Space*) se emplea un modelo muy preciso y en consecuencia más lento. El modelo empleado en el espacio de validación VS suele ser normalmente un simulador electromagnético

de gran precisión, mientras que en el espacio de optimización OS se suelen emplear modelos circuitales o bien simuladores electromagnéticos configurados para que sean extremadamente rápidos, y por tanto menos precisos. Además, se asume que existe un mapeado \mathbf{P} entre ambos espacios, que relaciona entre sí y de forma unívoca puntos \mathbf{x}_{os} del espacio de optimización con puntos \mathbf{x}_{em} del espacio de validación

$$\mathbf{x}_{os} = \mathbf{P}(\mathbf{x}_{em}) \quad (3.65)$$

de forma que las respuestas en ambos espacios de los dispositivos correspondientes a dichos puntos sean las más similares posibles

$$\min_{\mathbf{x}_{os}} \|\mathbf{R}_{em}(\mathbf{x}_{em}) - \mathbf{R}_{os}(\mathbf{x}_{os})\| \quad (3.66)$$

siendo $\mathbf{R}_{em}(\mathbf{x}_{em})$ la respuesta que proporciona el modelo electromagnético preciso del espacio de validación para el dispositivo con variables de diseño \mathbf{x}_{em} , y $\mathbf{R}_{os}(\mathbf{x}_{os})$ la respuesta más cercana a ésta que se consigue en el espacio de optimización con el modelo allí definido, la cual se obtiene en el punto \mathbf{x}_{os} . El mapeado \mathbf{P} en (3.65) relaciona por tanto a la estructura \mathbf{x}_{em} del espacio de validación con la estructura asociada al punto \mathbf{x}_{os} del espacio de optimización.

Supongamos ahora que el punto \mathbf{x}_{os}^* proporciona la respuesta en el espacio de optimización que mejor satisface las especificaciones. El problema de diseño se reduce entonces a buscar el punto $\hat{\mathbf{x}}_{em}$ del espacio de validación con el que está asociado mediante el mapeado \mathbf{P} . Este planteamiento se puede formular matemáticamente como la búsqueda del cero de la función

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}_{em}) = \mathbf{P}(\mathbf{x}_{em}) - \mathbf{x}_{os}^* \quad (3.67)$$

y que los procedimientos del mapeado espacial [58] y del mapeado espacial agresivo [59] resuelven mediante un método cuasi Newton. Aplicando este método, el punto a tomar tras la iteración i se obtendrá como

$$\mathbf{x}_{em}^{(i+1)} = \mathbf{x}_{em}^{(i)} + \mathbf{h}^{(i)} \quad (3.68)$$

donde el paso $\mathbf{h}^{(i)}$ a realizar es la solución del sistema de ecuaciones

$$\mathbf{B}_{\mathbf{P}}^{(i)} \mathbf{h}^{(i)} = -\mathbf{f}(\mathbf{x}_{em}^{(i)}) \quad (3.69)$$

siendo $\mathbf{B}_{\mathbf{P}}^{(i)}$ la aproximación disponible en la i -ésima iteración a la matriz jacobiana del mapeado \mathbf{P} , y que se obtiene mediante la fórmula de actualización de Broyden [166]

$$\mathbf{B}_{\mathbf{P}}^{(i)} = \mathbf{B}_{\mathbf{P}}^{(i-1)} + \frac{\mathbf{f}(\mathbf{x}_{em}^{(i)}) - \mathbf{f}(\mathbf{x}_{em}^{(i-1)}) - \mathbf{B}_{\mathbf{P}}^{(i-1)} \mathbf{h}^{(i)}}{\|\mathbf{h}^{(i)}\|_2^2} \mathbf{h}^{(i)\text{T}} \quad (3.70)$$

En el caso de que exista una correspondencia bastante clara entre las variables empleadas en ambos espacios (por ejemplo, porque se trate en ambos casos de la

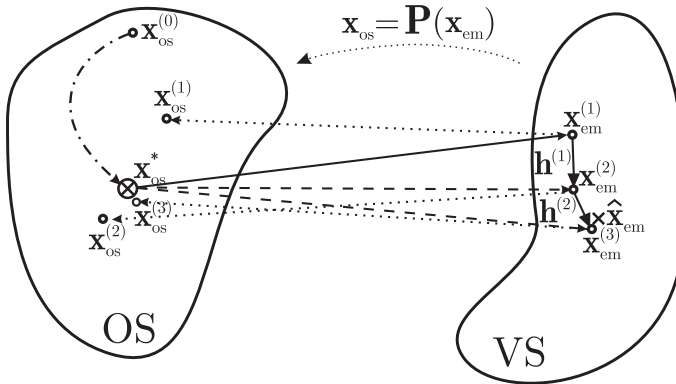


Figura 3.35. Diagrama de funcionamiento de la técnica de mapeado espacial agresivo. Conforme avanza el algoritmo, el proceso se va acercando en el espacio de validación a la solución óptima en dicho espacio, al igual que en el espacio de optimización con los puntos asociados mediante el mapeado \mathbf{P} .

misma estructura con las mismas variables de diseño, y donde únicamente se cambie la precisión del simulador empleado), se puede asumir que los espacios de optimización y validación serán bastante similares y que la matriz $\mathbf{B}_{\mathbf{P}}$ será cercana a la matriz identidad. La técnica de mapeado espacial agresivo [59] realiza implícitamente esta suposición, ya que inicializa la matriz jacobiana $\mathbf{B}_{\mathbf{P}}^{(1)}$ a la matriz identidad \mathbf{I} , y a su vez toma el punto inicial $\mathbf{x}_{em}^{(1)}$ del espacio de validación igual a \mathbf{x}_{os}^* . De esta forma se evita el cálculo inicial de la matriz jacobiana, lo que hubiera obligado a realizar tantas simulaciones electromagnéticas adicionales como variables de diseño tenga el dispositivo (es decir, la dimensión de \mathbf{x}_{em}).

El procedimiento de diseño por tanto comenzará por encontrar, a partir de un punto inicial $\mathbf{x}_{os}^{(0)}$ disponible, la respuesta óptima en el espacio de optimización asociada al punto \mathbf{x}_{os}^* (ver la figura 3.35). Para conseguir recuperar dicha respuesta con la estructura real, es decir, acercarnos al dispositivo con variables de diseño $\hat{\mathbf{x}}_{em}$ cuya respuesta en el VS se acerque lo máximo posible a la mejor obtenida en el OS, se empezará por tomar el punto $\mathbf{x}_{em}^{(1)} = \mathbf{x}_{os}^*$ en el espacio de validación y obtener su respuesta mediante el simulador electromagnético preciso presente en dicho espacio.

El siguiente paso consiste en evaluar la función \mathbf{f} en el punto $\mathbf{x}_{em}^{(1)}$ según (3.67), lo que obliga a determinar el punto $\mathbf{x}_{os}^{(1)}$ en el espacio de optimización cuya respuesta sea lo más similar posible a la obtenida para $\mathbf{x}_{em}^{(1)}$ en el espacio de validación, según el mapeado \mathbf{P} definido en (3.65)–(3.66). Una vez se dispone de $\mathbf{x}_{os}^{(1)}$, se puede evaluar el valor de la función \mathbf{f} en el punto actual y por tanto determinar el paso $\mathbf{h}^{(1)}$ solución de (3.69). Tras conocer el paso, se deduce inmediatamente el siguiente punto $\mathbf{x}_{em}^{(2)}$ sin más que aplicar la ecuación (3.68).

A continuación se realiza la simulación precisa en el espacio de validación desde el nuevo punto, y se vuelve a repetir todo el proceso. La única diferencia con respecto a la primera iteración reside en la actualización de la matriz jacobiana. La aproximación $\mathbf{B}_{\mathbf{P}}^{(2)}$ a la matriz jacobiana se debe calcular mediante (3.70), para a continuación resolver el sistema de ecuaciones (3.69) y determinar así el siguiente paso $\mathbf{h}^{(2)}$.

Esta forma de proceder da lugar a un método iterativo que terminará cuando la diferencia entre dos puntos extraídos en el espacio de validación consecutivos sea suficientemente pequeña, indicándonos que el algoritmo de búsqueda de ceros de (3.67) ha logrado converger. Como podemos ver en la figura 3.35, cuando el algoritmo funciona normalmente se genera una sucesión de puntos $\mathbf{x}_{\text{em}}^{(i)}$ que se van acercando cada vez más a la estructura óptima $\hat{\mathbf{x}}_{\text{em}}$ en el espacio de validación. En paralelo, la sucesión $\mathbf{x}_{\text{os}}^{(i)}$ de puntos en el espacio de optimización, asociados mediante el mapeado \mathbf{P} , también van convergiendo hacia el punto óptimo \mathbf{x}_{os}^* de dicho espacio.

Actuando de esta forma, todas las optimizaciones se realizan en el espacio de optimización con un simulador muy rápido. La primera optimización tiene como objetivo determinar el punto \mathbf{x}_{os}^* con respuesta óptima en dicho espacio, y las siguientes van encaminadas a obtener los puntos $\mathbf{x}_{\text{os}}^{(i)}$ con respuestas lo más cercanas posibles a las de los puntos $\mathbf{x}_{\text{em}}^{(i)}$ obtenidas en el espacio de validación. Las simulaciones electromagnéticas precisas realizadas en el espacio de validación sirven, por tanto, para ir alineando o calibrando el espacio de optimización con respecto al espacio de validación mediante el mapeado \mathbf{P} , el cual se caracteriza a través de las sucesivas aproximaciones $\mathbf{B}_{\mathbf{P}}^{(i)}$ a su matriz jacobiana. Como resultado, se evita tener que realizar la optimización directamente con el simulador electromagnético preciso, lo que se traduce en una reducción importante en el tiempo requerido para completar el diseño.

3.3.4. Aplicación al Diseño de Filtros Inductivos con Tornillos de Sintonía

La herramienta CAD de diseño automatizado de filtros inductivos con tornillos de sintonía se ha realizado combinando las dos técnicas anteriormente descritas. Por un lado se utilizará el algoritmo del mapeado espacial agresivo para aumentar la eficiencia del procedimiento de diseño, y por otro lado se aplicará la técnica de segmentación principalmente para mejorar la robustez de cada una de las optimizaciones realizadas en el espacio de optimización.

Para implementar los dos espacios que requiere la técnica de mapeado espacial agresivo, se utilizará el mismo simulador modal pero con distintos grados de precisión. Teniendo en cuenta que el dispositivo a analizar se puede descomponer como la conexión en cascada de discontinuidades planares y tramos de guía uniforme, lo más eficiente consiste en emplear una técnica de análisis modal para obtener la respuesta del dispositivo. El grado de precisión (y la rapidez) del simulador se ajustará mediante la elección del número de modos accesibles, el número de funciones base y

Tabla 3.9
 PARÁMETROS MODALES DE LOS SIMULADORES CONSIDERADOS PARA EL FILTRO
 INDUCTIVO CON ELEMENTOS DE SINTONÍA

Parámetro	Simul. VS	Simul. OS	Simul. degradado
Modos Accesibles	30	8	4
Funciones Base	350	20	10
Términos <i>Kernel</i>	2000	115	55
Modos Proyecciones	1250	72	35
Tiempo (61 ptos) (seg.)	382,1	1,5	1,0

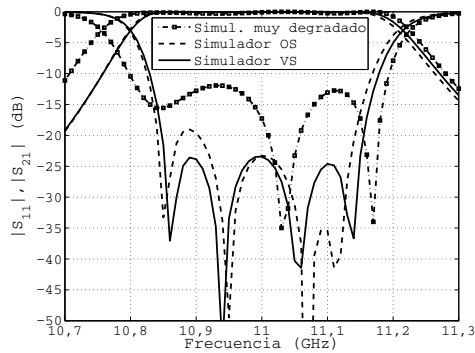


Figura 3.36. Respuestas obtenidas para una misma estructura con los distintos simuladores modales utilizados, todos ellos basados en las mismas técnicas, y cuya precisión se ajusta cambiando el número de modos considerados.

el número de modos a sumar en el *kernel* de las ecuaciones integrales. En el caso del simulador del espacio de validación, se han utilizado unos parámetros lo suficientemente altos como para garantizar una elevada precisión a costa de un mayor tiempo de simulación. En el espacio de optimización, por su parte, se han ido reduciendo los parámetros modales mientras que el desajuste entre la respuesta obtenida y la que proporciona el simulador preciso no fuera muy grande.

En la figura 3.36 se muestran las respuestas de un filtro con tornillos de sintonía obtenidas con el simulador preciso del espacio de validación, el simulador del espacio de optimización y un simulador con unos parámetros modales aún más bajos. La tabla 3.9 recopila los parámetros modales utilizados por cada simulador y el tiempo requerido para completar el análisis en un PC con procesador Pentium IV a 1,7 GHz. Entre dichos parámetros modales se ha incluido también el número de modos empleados para realizar las proyecciones en el cálculo de ciertas integrales de acoplamiento. Este parámetro es en realidad necesario, ya que el espectro modal de las

distintas guías que implementan las ventanas de acoplo con elementos de sintonía se ha generado, para acelerar los cálculos, aplicando el método de BI-RME sobre una caja rectangular ajustada a las dimensiones de cada ventana (ver [la sección 2.5](#)). Para poder caracterizar las discontinuidades a la entrada y salida de las ventanas de acoplo mediante la técnica de ecuación integral, se deberán proyectar los modos generados en dichas guías sobre el conjunto de modos de las guías rectangulares adyacentes. La forma de realizar esta proyección se describe al final del apartado [2.5.3](#) y se recoge más específicamente en la ecuación [\(2.145\)](#) de la página [95](#).

Mirando los resultados con detenimiento, se vuelve a observar una propiedad interesante de los métodos modales que ya comentamos en detalle en [la sección 2.4](#). Utilizando un simulador modal que considere un número de modos bastante alejado del necesario para lograr convergencia, pero con la proporción adecuada entre modos accesibles, funciones base y términos en el *kernel*, es posible obtener resultados bastante cercanos a los del dispositivo real. Este hecho hace que los métodos modales sean unos candidatos ideales para su inclusión en algoritmos de mapeado espacial, ya que es posible conseguir espacios de optimización muy eficientes, y que al mismo tiempo no impliquen una pérdida severa de precisión¹⁷. Como resultado, el mapeado entre ambos espacios va a ser muy cercano a la identidad y la técnica del mapeado espacial agresivo va a poder converger rápidamente a la solución final en muy pocas iteraciones. Este hecho lo hemos comprobado experimentalmente, ya que el número de iteraciones de la técnica de mapeado espacial agresivo requeridas al emplear el simulador excesivamente degradado (y más eficiente) es considerablemente mayor a las que se necesitan si se emplea el simulador OS que finalmente hemos considerado, lo que se traduce al final en un importante incremento del tiempo requerido para completar el diseño.

Para terminar este apartado sólo nos queda indicar como se ha utilizado la técnica de segmentación. Esta técnica se emplea, en la forma descrita en [el apartado 3.3.2](#), en todas las optimizaciones que se realizan en el espacio de optimización. En la primera optimización que conduce a la obtención del dispositivo \mathbf{x}_{os}^* y que proporciona la respuesta óptima en dicho espacio, se utiliza el prototipo distribuido de media onda sintetizado mediante la técnica de Cohn para generar la respuesta de referencia. Por otro lado, en las optimizaciones dirigidas a obtener los puntos $\mathbf{x}_{os}^{(i)}$ cuyas respuestas en el espacio de optimización son las más similares posibles a las de los puntos $\mathbf{x}_{em}^{(i)}$ en el espacio de validación (y por tanto están asociados entre sí mediante el mapeado \mathbf{P}), se utilizarán como referencia las respuestas del espacio de validación de todo el dispositivo y de cada una de las partes consideradas por la técnica de segmentación. De esta forma, para recuperar la respuesta objetivo, cada parte de la estructura en el espacio de optimización se va a ir pareciendo a nivel de respuesta a su parte equivalente en el espacio de validación, lo que hace que el proceso sea más gradual que si se realizara una optimización directa de todo el dispositivo.

¹⁷Recuérdese que muchos de los equivalentes circuitales utilizados durante décadas para el diseño de filtros, como los recogidos en [\[10\]](#), no son más que equivalentes deducidos tras realizar aproximaciones analíticas a los resultados obtenidos por técnicas modales que emplean un único modo accesible.

Tabla 3.10
DIMENSIONES DEL CUERPO INDUCTIVO DEL FILTRO SINTONIZABLE

Parámetro	Filtro 13 GHz	Cuerpo Inductivo
$l_1 = l_4$ (mm)	12,025	10,500
$l_2 = l_3$ (mm)	13,347	13,300
$w_1 = w_5$ (mm)	8,768	8,700
$w_2 = w_4$ (mm)	5,600	5,100
w_3 (mm)	5,169	5,100

Aunque esta forma de actuar obliga a realizar, antes de cada nueva iteración, las simulaciones de las distintas partes de la estructura además de la del dispositivo completo, al final el proceso es más eficiente al emplear un número reducido de variables de diseño en cada uno de los pasos. No obstante, la ventaja más importante de la técnica de segmentación no es la mejora en eficiencia que proporciona, sino la gran robustez que se adquiere al reducir de forma drástica las posibilidades de que el algoritmo se quede atrapado en un mínimo local durante alguna de las optimizaciones que se realizan en el espacio de optimización.

3.3.5. Resultados

Para validar el procedimiento de diseño de filtros inductivos con tornillos de sintonía recién descrito, se van a mostrar ahora los resultados obtenidos para un prototipo sintonizable mediante el uso de distintas tapas con elementos de sintonía cuadrados.

Se han tomado las mismas especificaciones del filtro considerado en [148], para poder comparar con los resultados obtenidos en la literatura técnica. Se diseñará por tanto un filtro de orden 4 sintonizable al menos entre 11 y 13 GHz, con una banda de paso de 300 MHz de anchura y un rizado del parámetro S_{21} de 0,02 dB, lo que se corresponde con unas pérdidas de retorno de 23,38 dB¹⁸.

Para fijar las dimensiones del cuerpo inductivo, hay que tener presente que al introducir un elemento de sintonía en el centro de una cavidad rectangular se reduce su frecuencia de resonancia. En lo referente a las ventanas de acoplo, un incremento de la penetración del tornillo tiende a aumentar el nivel de acoplo, al hacer que el modo fundamental que viaja por su interior esté menos al corte. Como al aumentar la frecuencia central de la banda de paso del filtro, los resonadores deben subir su frecuencia de resonancia y las ventanas deben reducir el acoplamiento por (3.62) (ya que tanto el ancho de banda relativo Δ como el parámetro de pendiente X serán menores), se utilizará el filtro inductivo a 13 GHz para fijar las dimensiones del cuerpo.

¹⁸Aunque sería posible poder variar dentro de ciertos márgenes la anchura de la banda de paso y sus pérdidas de retorno mediante el uso de los tornillos de sintonía, en esta aplicación concreta se ha preferido dejar dichos parámetros de la respuesta fijos.

Tabla 3.11
PENETRACIONES DE LOS ELEMENTOS DE SINTONÍA DEL FILTRO CENTRADO A 11 GHz

Parámetro	$\mathbf{x}_{os}^{(0)}$	\mathbf{x}_{os}^*	\mathbf{x}_{em}	[148]
$h_{c1} = h_{c4}$ (mm)	3,289	3,306	3,309	3,298
$h_{c2} = h_{c3}$ (mm)	2,914	2,972	2,980	2,972
$h_{w1} = h_{w5}$ (mm)	3,300	3,358	3,339	3,366
$h_{w2} = h_{w4}$ (mm)	4,389	4,038	4,006	4,078
h_{w3} (mm)	3,991	3,512	3,467	3,570

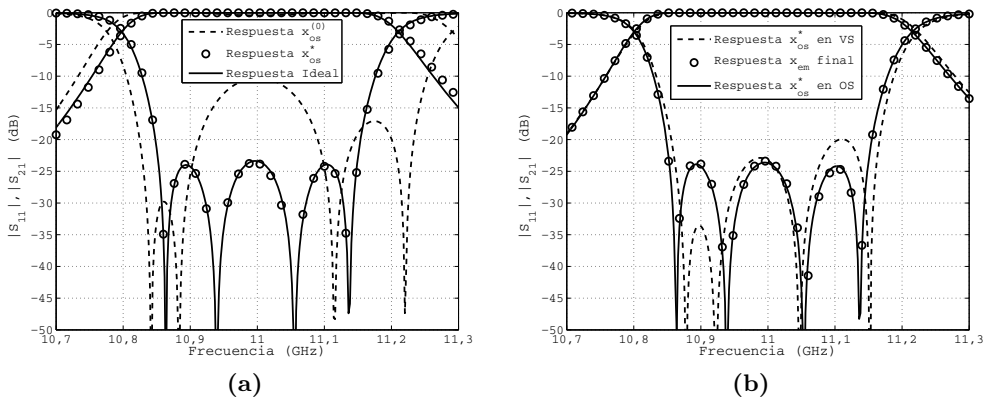


Figura 3.37. Evolución en (a) de la primera optimización encaminada a obtener la respuesta óptima para el filtro de 11 GHz en el espacio de optimización. En (b) se muestra como se ha recuperado en el espacio de validación la respuesta óptima del espacio de optimización con el dispositivo real.

En la [tabla 3.10](#) se muestran las dimensiones obtenidas para un filtro completamente inductivo diseñado bajo las mismas especificaciones y con la banda de paso centrada a 13 GHz, así como los valores que se han fijado para el cuerpo inductivo del filtro sintonizable a diseñar. El grosor t_i de todas las ventanas de acoplo se ha fijado a 2 mm. Obsérvese como se han reducido las longitudes de los resonadores y las anchuras de las ventana de acoplo. Esto hace que sin la presencia de elementos de sintonía, la frecuencia central de cada resonador esté algo por encima de los 13 GHz y el acoplamiento que proporciona cada ventana sea más bajo del necesario.

Se ha procedido a realizar el diseño de las tapas con los elementos de sintonía para los filtros ubicados en los extremos de la banda de interés, es decir, los centrados a 11 y a 13 GHz. Las variables utilizadas para su diseño han sido, obviamente, las penetraciones de los elementos de sintonía ubicados en el centro de las ventanas de

acoplo y los resonadores. Los tornillos de las ventanas de acoplo tendrán una sección cuadrada de lado $s_w=2$ mm, ocupando por tanto todo el grosor de las ventanas en las que se ubican. Por otro lado, los tornillos de las cavidades tendrán un lado s_r de 4 mm para tener más capacidad para reducir su frecuencia de resonancia.

Para realizar el diseño se ha aplicado el procedimiento descrito en esta sección, que está basado en la combinación del algoritmo del mapeado espacial agresivo y la técnica de segmentación. En la figura 3.37 se muestran las respuestas más significativas obtenidas durante el proceso de diseño, asociadas a los puntos (penetraciones de los tornillos) recogidos en la tabla 3.11. El punto inicial $\mathbf{x}_{os}^{(0)}$ se ha obtenido mediante una síntesis dimensional realizada en el espacio de optimización. Las penetraciones de los tornillos de las ventanas se ajustan al forzar que el módulo del parámetro S_{11} de toda la ventana de acoplo sea el que corresponde a la constante de inversión K deseada (ver la expresión (3.48) de la página 186). Por otro lado, la penetración de los tornillos de las cavidades se fijan para que el parámetro S_{21} del conjunto formado por cada cavidad y sus ventanas de acoplo de entrada y salida tenga su máximo a la frecuencia central del filtro.

La figura 3.37(a) compara la respuesta del punto inicial $\mathbf{x}_{os}^{(0)}$ en el espacio de optimización con la del punto \mathbf{x}_{os}^* obtenido tras aplicar la técnica de segmentación y recuperar la respuesta del prototipo ideal en el espacio de optimización. Como podemos observar, el ajuste conseguido en la banda de paso es muy bueno. Fuera de la banda de paso, las pendientes de las caídas son algo distintas a las de la respuesta ideal. La razón de estas diferencias estriba en la variación con la frecuencia de los elementos reales del filtro, que la red ideal no representa correctamente. Estas diferencias entre la estructura real y el prototipo son también la causa de que no se recupere exactamente la respuesta de la red ideal en la banda de paso. Si se fuera ensanchando la banda de paso del filtro, el desajuste sería cada vez mayor, y a partir de cierto punto la estructura no podría recuperar la respuesta de la red ideal.

Por otro lado, la figura 3.37(b) muestra la evolución obtenida en el espacio de validación. La respuesta del punto óptimo en el espacio de optimización \mathbf{x}_{os}^* es justamente la de la primera estructura en el espacio de validación, ya que en la técnica de mapeado espacial agresivo se suele tomar $\mathbf{x}_{em}^{(1)}$ igual a \mathbf{x}_{os}^* . Además, esta respuesta muestra las diferencias de precisión entre el simulador preciso del VS y el eficiente del OS. Pese a la importante reducción en el número de modos considerados y por tanto la gran diferencia de tiempo entre ambos tipos de simuladores (más de 250 veces), la respuesta obtenida en el espacio de optimización no está demasiado alejada de la del espacio de validación. Este hecho, que es una propiedad de los métodos modales, nos va a permitir completar el diseño tras un número reducido de iteraciones de la técnica del mapeado espacial agresivo (de hecho, en la tabla 3.11 se puede ver como la diferencia media entre las dimensiones del punto \mathbf{x}_{os}^* y el punto final \mathbf{x}_{em} está en el orden de las ± 20 μm). En concreto, en el caso del filtro de 11 GHz sólo fueron necesarias dos iteraciones de la técnica de mapeado espacial agresivo para lograr convergencia. La respuesta recuperada en el espacio de validación es prácticamente la misma que

Tabla 3.12
PENETRACIONES DE LOS ELEMENTOS DE SINTONÍA DEL FILTRO CENTRADO A
13 GHz

Parámetro	$\mathbf{x}_{os}^{(0)}$	\mathbf{x}_{os}^*	\mathbf{x}_{em}	[148]
$h_{c1} = h_{c4}$ (mm)	1,825	1,836	1,825	1,816
$h_{c2} = h_{c3}$ (mm)	0,447	0,487	0,455	0,456
$h_{w1} = h_{w5}$ (mm)	0,713	0,501	0,196	0,792
$h_{w2} = h_{w4}$ (mm)	2,335	1,963	1,913	2,141
h_{w3} (mm)	0,804	0,757	0,655	0,986

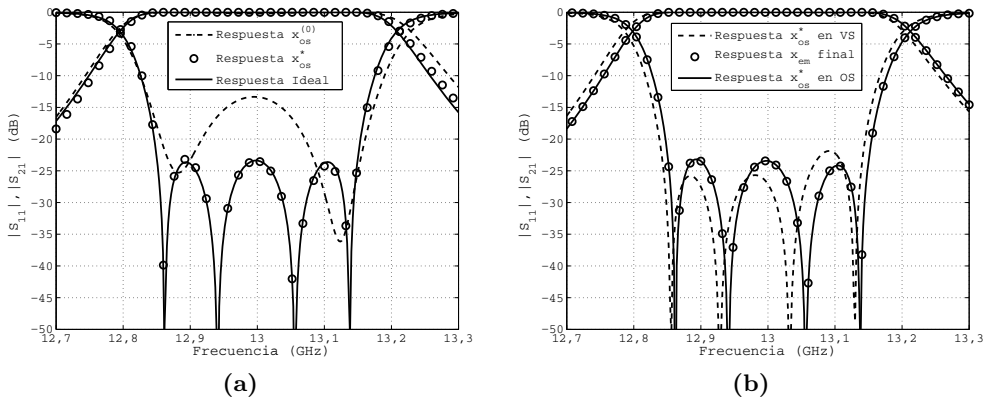


Figura 3.38. Evolución en (a) de la primera optimización encaminada a obtener la respuesta óptima para el filtro de 13 GHz en el espacio de optimización. En (b) se muestra como se ha recuperado dicha respuesta con un dispositivo real en el espacio de validación.

se obtuvo en el espacio de optimización, de nuevo por la gran similitud entre ambos espacios.

Todo lo comentado para el filtro centrado a 11 GHz se puede extender al caso del filtro sintonizado a 13 GHz. Las penetraciones de los tornillos en los puntos relevantes del proceso de diseño se recopilan en la [tabla 3.12](#), y sus respuestas en el espacio de optimización y validación se recogen en la [figura 3.38](#). De nuevo, sólo ha sido necesario completar dos iteraciones de la técnica de mapeado espacial agresivo para llegar al punto \mathbf{x}_{em} final.

Como podemos observar, en el filtro de 13 GHz se han introducido menos los tornillos de los resonadores que en el de 11 GHz, al haber tenido que bajar menos la frecuencia de resonancia de las cavidades del cuerpo inductivo. De la misma forma,

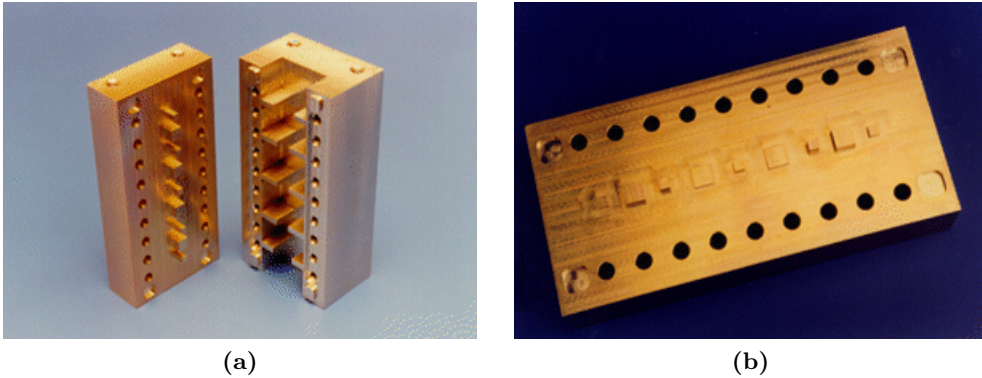


Figura 3.39. Dispositivos fabricados en [148]. En (a) se muestra el cuerpo inductivo junto a la tapa diseñada para sintonizar el filtro a 11 GHz. En (b) se muestra la tapa que se montaría sobre el cuerpo inductivo común para obtener la respuesta centrada a 13 GHz.

las penetraciones de los tornillos en las ventanas son también menores ya que el filtro de 13 GHz requiere un menor acoplo entre resonadores (entre otras razones, porque el ancho de banda relativo es inferior).

El tiempo que ha requerido el proceso de diseño automatizado en completar los diseños en un pentium IV a 1,7 GHz ha sido de algo menos de 50 minutos para el filtro sintonizado a 11 GHz, y de casi 34 minutos para el de 13 GHz. Un diseño en el que no se aplique la técnica del mapeado espacial agresivo ni el procedimiento de segmentación requiere más de un día de computación. Además, presentaría mayores posibilidades de quedarse atrapado en un mínimo local, y por tanto de proporcionar un dispositivo final con una respuesta insatisfactoria. Los resultados obtenidos claramente demuestran la viabilidad de la técnica de diseño automatizado presentada, así como sus excelentes prestaciones en lo que respecta a robustez y eficiencia.

También hemos comprobado como se ha podido llegar a bajar la frecuencia central del filtro hasta 11 GHz sin ningún problema (empleando, lógicamente, mayores penetraciones), y posiblemente se podría bajar aún más dicha frecuencia central. No obstante, es importante tener presente que un aumento de la penetración de los tornillos tiene como efectos adversos unas mayores pérdidas de inserción, así como una reducción de la potencia máxima que se puede introducir a la entrada del filtro.

Los filtros bajo estudio ya fueron diseñados con anterioridad en [148], donde se hace uso de una herramienta modal basada en teoría de líneas de transmisión que obtiene una representación en términos de matrices de admitancia generalizada [20]. Su diseño se realizó aplicando de forma manual la técnica de segmentación, y sin emplear ningún procedimiento de mapeado espacial. Las dimensiones obtenidas en dicho trabajo se han incluido en las últimas columnas de las tablas 3.11 y 3.12, y

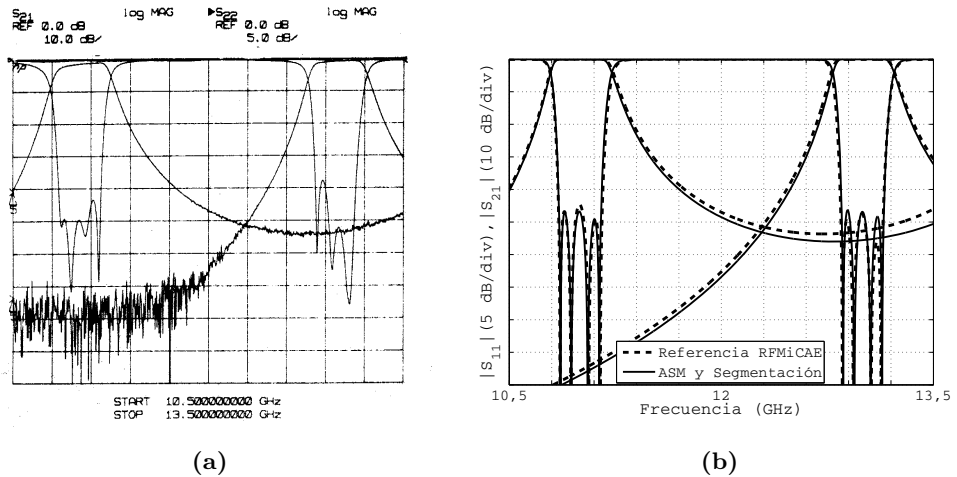


Figura 3.40. En (a) se recogen las medidas de los dispositivos fabricados en [148] y en (b) se comparan las respuestas simuladas de los filtros diseñados en [148] y de los obtenidos aplicando el procedimiento descrito en esta sección.

revelan una variación significativa en las penetraciones de las ventanas de acoplo con respecto a las obtenidas aplicando el método descrito en este apartado.

Los filtros diseñados en [148] se fabricaron, empleando un cuerpo inductivo común y dos tapas distintas para implementar las penetraciones metálicas del filtro de 11 GHz y de 13 GHz (ver la figura 3.39).

Las medidas de los dispositivos recogidas en [148] se muestran en la figura 3.40(a), y revelan unas ciertas diferencias con respecto a las respuestas objetivo buscadas. Además de la degradación en el rizado de la banda de paso, la respuesta del filtro de 11 GHz muestra un incremento de unos 30 MHz en la frecuencia de corte superior. Por su lado, la banda de paso de la respuesta centrada a 13 GHz presenta un desplazamiento de unos 20 MHz hacia frecuencias inferiores.

Tanto las estructuras diseñadas en [148] como las obtenidas aplicando el procedimiento descrito en esta sección, se han simulado con la herramienta de simulación modal utilizada en el espacio de validación. Su comparativa se representa en la figura 3.40(b). Las simulaciones de los dispositivos deducidos en [148] muestran una variación en la ubicación de la banda de paso algo menor a la observada en las medidas, y una pequeña degradación en las pérdidas de retorno. De hecho, se puede considerar que las respuestas de estos dispositivos prácticamente cumplen las especificaciones. Sin embargo, la degradación medida en el rizado de la banda de paso de los dispositivos fabricados es bastante mayor que la que cabría esperar atendiendo a la simulación realizada. Todos estos resultados nos indican por una parte que el simulador modal

empleado en [148] posiblemente no había alcanzado una convergencia perfecta, obteniendo por tanto unas dimensiones que no eran totalmente precisas¹⁹. Pero sobre todo nos indican que, al final, el efecto de las tolerancias de fabricación empleadas ha resultado ser el más importante, tras observar el impacto que han tenido en el rizado medido en la banda de paso. Por lo tanto, si se fabricara el dispositivo con las dimensiones \mathbf{x}_{em} obtenidas con el nuevo método, se podría esperar una degradación similar a la observada en los resultados experimentales mostrados en la figura 3.40(a), especialmente en lo que se refiere al nivel de las pérdidas de retorno en la banda de paso.

¹⁹Algunas dimensiones especialmente poco sensibles se alejan bastante de las obtenidas con el método descrito en esta sección. No obstante, y debido al efecto de compensación entre errores que suelen ocurrir en los procedimientos de diseño con ciertas imprecisiones sistemáticas, su impacto sobre la respuesta es reducido.

Capítulo 4

Filtros de Modo Evanescente

En este capítulo se aborda el diseño de filtros de modo evanescente. Para situar al lector, empezaremos por una breve introducción que describe de forma general las propiedades de este tipo de estructuras, presenta las topologías que van a ser objeto de investigación, y pone sobre la mesa los compromisos existentes entre sus distintas prestaciones.

A continuación se desarrollará una nueva metodología de diseño de este tipo de estructuras. Esta metodología se basa en una serie de estrategias de diseño que dependen de la prestación concreta del filtro que se pretenda favorecer, y que se han extraído a partir de las conclusiones de un extenso análisis paramétrico. Esta nueva metodología se validará mediante el diseño de varios filtros de modo evanescente sujetos a diferentes conjuntos de especificaciones. Así mismo, se diseñarán y fabricarán un par de prototipos que nos permitirán verificar experimentalmente los resultados obtenidos, e identificar ciertas limitaciones prácticas que hay que tener siempre presentes al trabajar con este tipo de estructuras. A lo largo del estudio realizado también se han comparado las prestaciones de las configuraciones simétrica y asimétrica, para así poder determinar la más adecuada en cada aplicación concreta.

El análisis paramétrico realizado nos ha permitido a su vez conocer al detalle los diferentes compromisos y limitaciones en el diseño de este tipo de estructuras. Como resultado de este mayor conocimiento, se ha concebido una nueva topología de filtro de modo evanescente, fácil de fabricar y diseñar, y que permite mejorar el balance entre ciertas prestaciones claves del filtro. Esta nueva topología será el objeto del último apartado de este capítulo.

El objetivo final del trabajo aquí presentado es que el diseñador, a partir de un conjunto de especificaciones a cumplir, sea capaz de elegir la configuración de filtro de modo evanescente más adecuada, así como la metodología que debe seguir para completar con éxito su diseño.

4.1. Introducción¹

Los dispositivos pasivos de microondas empleados en los sistemas actuales de comunicaciones terrestres y espaciales deben cumplir con unos requisitos cada vez más restrictivos. En el caso de los filtros, además de tener que proporcionar una respuesta en frecuencia adecuada, en muchas ocasiones hay que verificar también unas especificaciones estrictas en lo que se refiere a pérdidas de inserción, anchura de la banda eliminada, tamaño del dispositivo y/o capacidad de manejo de potencia.

Este entorno ha estimulado el desarrollo de nuevas topologías y mejoras en las ya existentes, para intentar satisfacer así unas demandas cada día más exigentes [32], [93], [185]. Una de las funciones más importantes del diseñador consiste en seleccionar el tipo de filtro más apropiado para cumplir el conjunto de especificaciones. Una vez seleccionada dicha topología, el diseñador debe además explotar al máximo los grados de libertad del dispositivo para buscar el mejor compromiso de prestaciones que pueda proporcionar la estructura.

Entre las distintas topologías existentes, los filtros de modo evanescente, propuestos inicialmente en [79], [186] y refinados en [80], presentan unas características que los hacen muy atractivos para ciertas aplicaciones prácticas. Estos filtros permiten obtener respuestas *all-pole* paso banda y cuasi paso bajo de prácticamente cualquier ancho de banda [76], [187], y recientemente se han presentado nuevas topologías capaces de implementar ceros de transmisión cerca de la banda de paso [77], [78]. Entre las ventajas de los filtros de modo evanescente se encuentra su excelente respuesta fuera de banda, al presentar de forma natural una amplia banda eliminada con una elevada selectividad. Además, dan lugar a estructuras muy compactas en comparación con otros tipos de filtros en guía de ondas [32]. Sin embargo, y aunque estos filtros presentan unos valores acordes a la tecnología guiada en lo que respecta a pérdidas de inserción y capacidad de manejo de potencia, su reducido tamaño hace que estas prestaciones sean peores a las que proporcionan otras estructuras en guía de onda más voluminosas.

Como resultado de sus ventajas e inconvenientes, los filtros de modo evanescente suponen una muy buena elección a la hora de implementar filtros de moderado o gran ancho de banda, especialmente cuando se requiera un tamaño compacto y/o una excelente respuesta en la banda eliminada que incluso tenga que llegar al tercer armónico. Así por ejemplo, en el ámbito de las comunicaciones espaciales donde son esenciales las estructuras de dimensiones reducidas y bajo peso, es habitual encontrarlos implementando el filtro preselector de los multiplexores de entrada, y también como filtros de apoyo que mejoran la selectividad de los duplexores de la rama de recepción [13].

¹A excepción del último apartado de este capítulo, una parte importante del trabajo aquí descrito se ha realizado en el marco del proyecto de investigación AEO/UPV/01.3005 financiado por la empresa Alcatel Espacio España (actualmente Thales Alenia Space España).

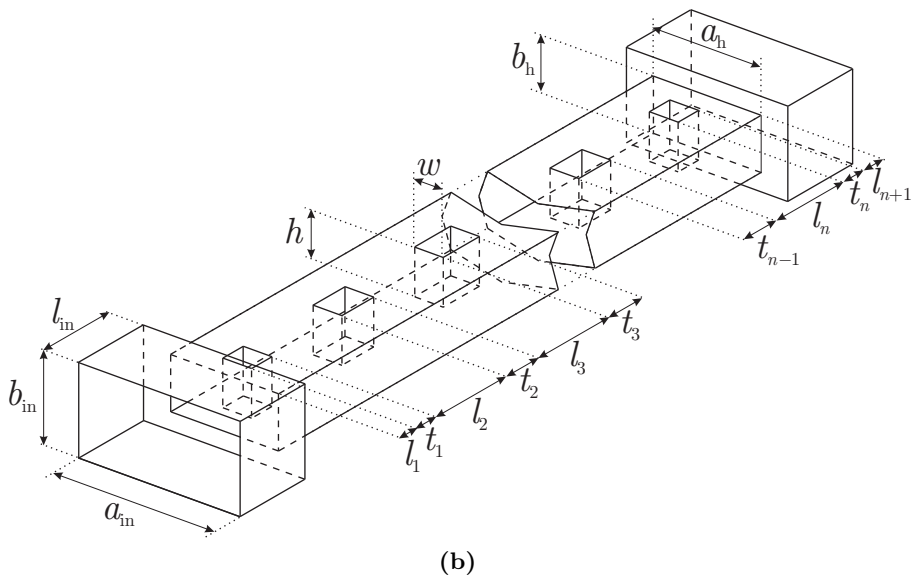
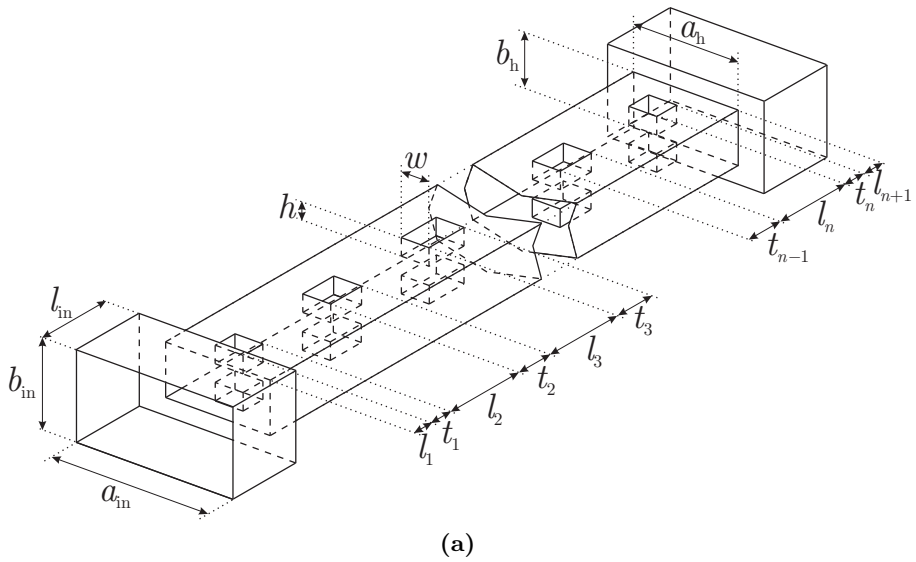


Figura 4.1. Configuraciones más habituales de los filtros de modo evanescente en guía onda rectangular, con sus dimensiones relevantes. En (a) se muestra la configuración simétrica con inserciones metálicas tanto en la pared superior como en la inferior. En (b) se representa la configuración asimétrica, que sólo presenta inserciones metálicas en la pared superior.

La forma más habitual de implementar un filtro de modo evanescente en tecnología guiada es mediante un tramo de guía al corte, al que se denomina por el término anglosajón *housing*, que se termina con sendos puertos de acceso estándar en propagación. A lo largo del *housing* se introducen una serie de elementos con un carácter capacitivo en paralelo. Como los tramos de guía al corte que quedan entre dichos elementos se pueden modelar como un inversor de impedancias con sendas inductancias en paralelo, la interacción de cada elemento capacitivo con sus tramos de guía adyacente proporciona una resonancia en paralelo. Ajustando de forma conveniente la frecuencia de estas resonancias y el acoplamiento que existe entre ellas, se puede lograr que la estructura resultante tenga el comportamiento de un filtro paso banda [75].

Tradicionalmente, los elementos capacitivos se han implementado mediante tornillos de sintonía introducidos a lo largo del eje central de la estructura. Variando la altura de dichos tornillos, se puede ajustar el valor de la capacidad, y por tanto sintonizar parcialmente la respuesta del filtro². Estos tornillos permiten además compensar los efectos de los inevitables tolerancias de fabricación. Sin embargo, y gracias al desarrollo de potentes herramientas de simulación, dichos tornillos de sintonía se suelen reemplazar en muchas ocasiones por inserciones metálicas de forma rectangular. De hecho, las inserciones metálicas con sección transversal rectangular son más fáciles de fabricar, se pueden emplear en dispositivos poco sensibles que no requieran tornillos de sintonía para corregir los errores de fabricación, y son más fáciles de simular y diseñar con las herramientas CAD actuales.

En este capítulo trabajaremos con las topologías más habituales de filtros de modo evanescente, representadas en la figura 4.1. A la topología con inserciones metálicas tanto en la pared superior como en la inferior la llamaremos filtro de modo evanescente simétrico, dada su simetría vertical (ver la figura 4.1(a)). Por su parte, a una configuración que sólo tenga inserciones metálicas capacitivas en una de las paredes, como la mostrada en la figura 4.1(b), se le denominará filtro de modo evanescente asimétrico³.

Además de las configuraciones clásicas recién comentadas, existe una gran variedad de topologías de filtros de modo evanescente que han surgido como resultado de la actividad investigadora realizada en los últimos 25 años. Estas topologías permiten mejorar alguna prestación concreta del filtro, principalmente la extensión de la banda eliminada y/o su longitud (ver por ejemplo [188]–[192] por citar unas pocas). No obstante, estas mejoras se obtienen en la mayoría de los casos a costa de un sacrificio importante en otras prestaciones, especialmente en lo que se refiere a pérdidas de inserción y a capacidad de manejo de potencia, y además suelen requerir de unos procesos de fabricación más complicados y costosos.

²Para tener un control total sobre la respuesta, también sería necesario incluir tornillos de sintonía en los tramos de guía al corte para poder ajustar el acoplamiento entre resonancias adyacentes.

³No confundir esta nomenclatura con la simetría en la dirección de propagación, ya que para el tipo de respuestas que vamos a manejar, ambas topologías serán simétricas según dicha dirección.

Sin embargo no hay ningún trabajo encaminado a estudiar el balance que se produce en los filtros de modo evanescente entre tamaño, pérdidas de inserción, capacidad de manejo de potencia y extensión de la banda eliminada. Únicamente podríamos citar el trabajo [193], en el que se compara el coeficiente de atenuación y el campo eléctrico transversal máximo del modo fundamental de guías con distintos tipos de inserciones metálicas. Desafortunadamente, este estudio considera únicamente la sección transversal de la guía aislada, y por tanto es incapaz de tener en cuenta los efectos propios del filtrado que se producen a lo largo de toda la estructura (como por ejemplo, la distribución del campo en toda la longitud del resonador, la acumulación de energía entorno a los resonadores, la presencia de modos de orden superior, o la existencia de campos reactivos en las regiones más cercanas a las penetraciones metálicas).

El trabajo que se ha realizado en esta tesis en el ámbito de los filtros de modo evanescente se centra justamente en este punto no abordado en la literatura, al estudiar el balance entre las prestaciones más importantes del filtro que van más allá de la forma de su función de transferencia en la banda de paso. El estudio se limitará a las configuraciones de filtros de modo evanescente más habituales en la práctica, las cuales se recogen en [la figura 4.1](#).

En primer lugar realizaremos un análisis paramétrico de las topologías bajo investigación, buscando entender el impacto de cada uno de sus parámetros libres sobre las pérdidas, la capacidad de manejo de potencia, el tamaño y la amplitud de la banda eliminada. En base a los resultados obtenidos, se presentarán una serie de estrategias de diseño en función de la prestación concreta que se quiera favorecer, y que al mismo tiempo puedan tener en cuenta el balance con el resto de prestaciones. Así mismo se describirá un procedimiento que, partiendo de las indicaciones dadas por las estrategias de diseño, proporcione un primer punto inicial mediante una nueva técnica de síntesis dimensional. Este punto inicial se refinará posteriormente mediante un algoritmo de segmentación similar al ya descrito en [la sección 3.3](#) para los filtros inductivos con tornillos de sintonía.

Esta metodología se ha aplicado para diseñar una gran variedad de filtros con distintas especificaciones, con el objetivo de verificar primeramente su buen funcionamiento, determinar seguidamente las prestaciones que pueden ofrecer las topologías más habituales de filtros de modo evanescente, y por último, pero no menos importante, determinar qué configuración de filtro, la asimétrica o la simétrica, es mejor para cumplir cada conjunto de especificaciones. Así mismo, se mostrarán las medidas de un par de prototipos fabricados para ilustrar con claridad varios de los aspectos abordados en este trabajo.

Para terminar este capítulo, y a raíz del conocimiento adquirido y de los diferentes resultados obtenidos, se propondrá una nueva configuración de filtro de modo evanescente, fácil de diseñar y fabricar, que permita mejorar de forma importante ciertas prestaciones concretas de la estructura sin que ésto suponga un deterioro significativo del resto.

4.2. Estrategias de Diseño de Filtros de Modo Evanescente⁴

Los filtros de modo evanescente se pueden descomponer, al igual que prácticamente todas las topologías abordadas en esta tesis, como la conexión en cascada de discontinuidades planares y tramos de guía uniforme. Esta particularidad nos permite aplicar la eficientes técnicas de análisis modal descritas en el capítulo 2.

Se ha desarrollado de hecho un simulador modal específico para estos filtros, que utiliza la técnica de ecuación integral para caracterizar las discontinuidades planares de la estructura en términos de una matriz de impedancias generalizada (ver la sección 2.2). Estas matrices se combinan con las de los tramos de guía uniforme según el procedimiento recogido en la sección 2.3 para obtener como resultado la respuesta del conjunto de la estructura. La información modal de las guías *ridge* a las que dan lugar las inserciones metálicas, necesaria para calcular las representaciones equivalentes de los bloques de la estructura en los que participan dichas guías, se ha obtenido de forma eficiente con la implementación de la técnica BI-RME descrita en la sección 2.5. Se ha permitido además que una misma guía pueda incorporar múltiples inserciones metálicas de dimensiones arbitrarias, ya que así se amplía el rango de aplicación de este simulador a los filtros doblemente corrugados considerados en la sección 5.4.

La herramienta de análisis resultante, que tiene capacidad para explotar al máximo la mayor parte de las simetrías presentes en estas estructuras, es capaz de determinar con precisión la respuesta de estos dispositivos en un tiempo de como máximo unos pocos minutos. Este tiempo es varios órdenes inferior al que requieren las técnicas de discretización puras para proporcionar unos primeros resultados válidos.

El diseño de estos filtros normalmente se realiza utilizando la longitud l_i de los tramos de guía evanescentes para ajustar el acoplo entre cada par de resonadores, y la longitud t_i de las penetraciones metálicas para sintonizar la frecuencia central de cada resonador. Empleando sólo estas variables (una por acoplador y otra por resonador) se puede recuperar la función de transferencia objetivo en la banda de paso. Además, un cambio de estas longitudes no altera la sección transversal de ninguna guía, por lo que no hay que recalcular la información modal de las guías *ridge* mediante la técnica BI-RME, y por tanto el tiempo necesario para completar cada simulación se reduce de forma importante [195].

Las configuraciones clásicas de los filtros de modo evanescente disponen sin embargo de unas variables que quedan libres, y que deberán ser fijadas antes de ajustar las longitudes anteriormente comentadas. Estas variables son, más en concreto, las alturas y anchuras de las guías y de las penetraciones metálicas de la estructura. La elección de estas variables afectará a todas las prestaciones de la estructura distintas

⁴Las primeras fases del trabajo presentado en este apartado se realizaron junto a D. Daniel de Llanos, en el marco de una beca de colaboración con el Ministerio de Educación y Ciencia, y dieron lugar a su proyecto final de carrera que fue codirigido por el autor y el director de esta tesis [194].

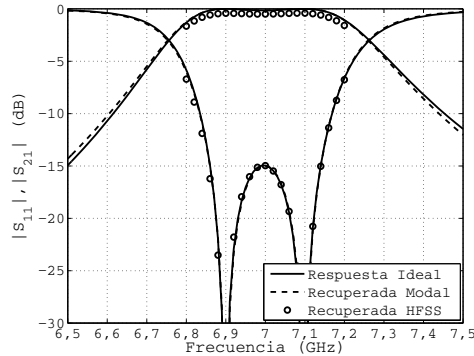


Figura 4.2. Respuesta ideal de referencia a conseguir en el análisis paramétrico. También se muestra la respuesta recuperada con un filtro de modo evanescente empleando el simulador modal desarrollado en esta tesis, y se compara con la que proporciona el simulador comercial HFSS capaz de modelar el efecto de las pérdidas óhmicas de los conductores.

al tipo de respuesta en la banda de paso. Entre estas prestaciones cabe citar, por su mayor relevancia, las pérdidas de inserción en la banda de paso, la capacidad de manejo de potencia, el tamaño de la estructura y la extensión de la banda eliminada libre de espúreos. En esta sección vamos a intentar determinar la forma más adecuada de fijar las variables libres de la estructura en función de las especificaciones concretas que se deban satisfacer.

Para simplificar el estudio a realizar, se va a suponer que las variables libres se mantendrán constantes a lo largo de toda la estructura. Es decir, todo el *housing* será una guía uniforme de anchura a_h y altura b_h , mientras que todas las penetraciones tendrán la misma anchura w y altura h . Los resultados obtenidos nos permitirán evaluar el efecto de cada parámetro en las prestaciones estudiadas, y sacar unas conclusiones que luego se podrían extrapolar para realizar el ajuste de cada una de las dimensiones físicas de la estructura de una forma más individualizada.

4.2.1. Análisis Paramétrico

En esta sección se van a resumir los resultados del extenso estudio paramétrico recientemente publicado en [196], realizado con el objeto de determinar el efecto de cada una de las variables libres en las prestaciones de las topologías bajo estudio.

El análisis paramétrico se ha realizado evaluando el efecto de estos parámetros libres en las prestaciones de un filtro de modo evanescente con una cierta función de transferencia objetivo en la banda de paso. En el estudio se han considerado tanto la configuración asimétrica, con penetraciones metálicas sólo en la pared superior, como

la simétrica. Se ha elegido una respuesta de tipo Chebyshev de orden 2 centrada a 7 GHz, con un ancho de banda de 280 MHz y unas pérdidas de retorno máximas de 15 dB. Los puertos de entrada y salida se han implementado con unos tramos de 10 mm de longitud de guías estándar WR137 ($a_{in}=34,85$ mm y $b_{in}=15,8$ mm).

Se han diseñado inicialmente un filtro de modo evanescente simétrico y otro asimétrico para unos ciertos valores de los parámetros libres de la estructura. A continuación se han ido variando los parámetros libres de ambos dispositivos sobre un amplio rango, recuperando en todos los casos la respuesta ideal objetivo mediante las longitudes t_i y l_i de los resonadores y de los tramos de guía de modo evanescente (ver [la figura 4.2](#)). En cada uno de los filtros finalmente obtenidos se han evaluado las diferentes prestaciones abordadas por el estudio: longitud, banda eliminada libre de espúreos, pérdidas y capacidad de manejo de potencia. Tras recopilar todos los datos, se han elaborado una serie de tablas y gráficas que relacionan los parámetros libres con las prestaciones clave consideradas en ambas configuraciones.

Tanto para realizar el diseño de los filtros, como para evaluar su tamaño y la extensión de su banda eliminada, se ha empleado el simulador modal previamente comentado y cuyas bases se describen en detalle en [el capítulo 2](#). Sin embargo, este simulador asume que las paredes conductoras son ideales, y por tanto es incapaz de estimar las pérdidas de inserción en la banda de paso. Por otro lado, el simulador desarrollado no se ha concebido para proporcionar de forma inmediata el campo eléctrico en cualquier punto de la estructura. Se ha preferido evaluar estas dos prestaciones mediante el simulador comercial HFSS [105], basado en la técnica de discretización de los elementos finitos. A nivel comparativo, se puede decir que el tiempo que requiere una simulación en HFSS supera al tiempo empleado para completar el diseño del filtro con el simulador modal⁵.

A la hora de realizar los diseños se han tenido en cuenta las restricciones asociadas al proceso de fabricación, basado normalmente en el empleo de una maquina microfresadora. Estas restricciones limitan por un lado el diámetro mínimo que puede tener la fresa para que no se quiebre durante la fabricación, y que de forma conservadora ha de ser mayor a una cuarta parte de su altura. La segunda restricción se corresponde con el mínimo grosor de metal que se puede dejar sin que éste se rompa o se deforme (por ejemplo, en las inserciones metálicas). Este grosor mínimo depende del material empleado, normalmente aluminio, y lo hemos fijado nuevamente de forma conservadora en 0,9 mm. También se ha añadido una limitación en la longitud mínima del primer tramo de guía evanescente, que no deberá ser inferior a 0,25 mm. Este límite no está asociado a una limitación del proceso de fabricación (normalmente el *housing* no es más alto que la guía de acceso y la fresa puede comer correctamente este material), sino que se emplea para evitar una longitud tan pequeña que pueda requerir el empleo de un número muy elevado de modos para conseguir resultados convergentes. A nivel

⁵Aunque no es el objeto de esta tesis, recientemente han aparecido técnicas modales capaces de poder evaluar de forma eficiente tanto las pérdidas óhmicas [197],[198], como los campos en cualquier punto de la estructura [199], o incluso directamente la capacidad de manejo de potencia [200],[201].

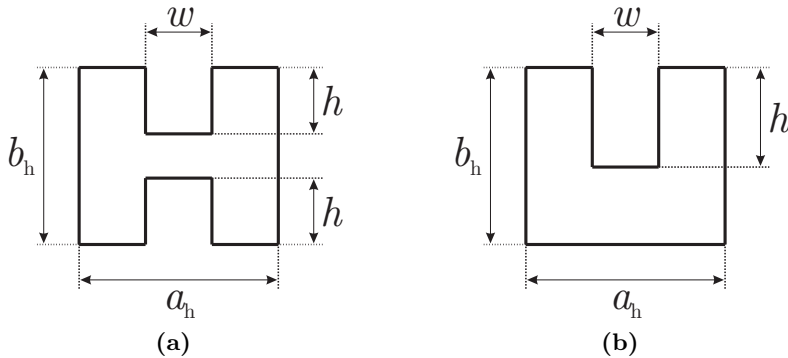


Figura 4.3. Sección transversal de las guías *ridge* presentes en los filtros de modo evanescente bajo estudio, con las dimensiones que la definen. En (a) se representa una guía *ridge* simétrica, mientras que en (b) se muestra la versión asimétrica.

práctico esta restricción suele ser muy poco significativa, ya que apenas hay diferencia entre el desacoplo que introduce un tramo de guía evanescente de longitud cero y de una longitud tan pequeña como 250 micras.

En las siguientes subsecciones, y tras describir las características del espectro modal de las guías *ridge*, presentaremos los resultados del análisis paramétrico para cada una de las cuatro prestaciones estudiadas.

4.2.1.1. Espectro Modal de las Guías Ridge

Al introducir las inserciones metálicas en el *housing* de un filtro en modo evanescente se obtiene la sección transversal de una guía *ridge* simétrica o asimétrica (ver la figura 4.3). De cara al análisis paramétrico, es importante caracterizar el comportamiento del espectro modal de estas guías en función de los parámetros libres de la estructura.

El espectro modal de una guía *ridge* con inserciones metálicas idénticas en la pared superior e inferior y centradas en anchura, se puede descomponer en varias familias de modos atendiendo a su simetría. En concreto, y teniendo en cuenta que la guía tiene dos planos de simetría, existe un total de 4 familias de modos correspondientes a cada una de las posibles combinaciones que se obtienen al colocar en cada plano de simetría un conductor eléctrico perfecto (apareciendo un modo par o «e», del inglés *even*, según la dirección perpendicular al plano) o un conductor magnético perfecto (que da lugar a los modos impares u «o», del inglés *odd*, en dicha dirección). Como los dos planos de simetría de la guía se mantienen a lo largo de toda el dispositivo, estos modos no interactuarán entre ellos. Así por ejemplo, si excitamos la estructura con un modo «oe», es decir, impar según el eje horizontal y par según el vertical,

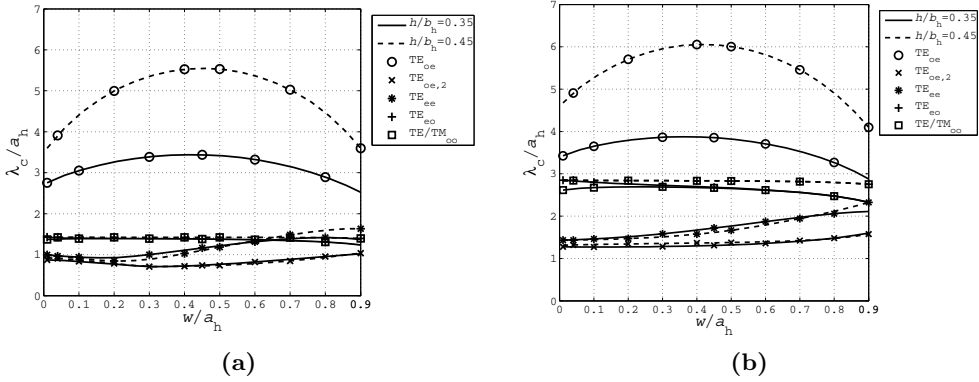


Figura 4.4. Longitud de onda de corte normalizada respecto a la anchura en una guía *ridge* simétrica, en función de la altura y la anchura de la penetración. En (a) se muestran los resultados para $a_h = 0,7b_h$ y en (b) para una guía de la mitad de altura, es decir, para $a_h = 1,4b_h$.

sólo aparecerán en la estructura aquellos modos con la misma paridad (es decir, que pertenezcan a la misma familia de simetría «oe»).

Como la configuración de filtro de modo evanescente que hemos denominado simétrica presenta dos planos de simetría, y la excitación suele corresponder al modo fundamental TE_{10} , es decir, al primer modo de la familia «oe», sólo deberíamos considerar dicha familia de modos. De hecho, el simulador modal desarrollado descarta los modos del resto de familias, reduciendo así el número de modos requeridos para alcanzar convergencia y proporcionar resultados precisos en un tiempo bastante más reducido. Sin embargo, los errores introducidos por las técnicas de fabricación no suelen ser simétricos, por lo que las estructuras fabricadas no mantienen las simetrías que idealmente deberían tener. Esto hace que en la realidad aparezcan en el dispositivo modos de otras familias que en teoría no tendrían que haberse excitado. La presencia de estos modos es uno de los mecanismos que pueden originar espúreos en la banda eliminada. Por dicha razón, es importante conocer las frecuencias de corte a las que entran a propagar los primeros modos de cada una de las 4 familias de simetría que admite la guía *ridge*. Así mismo, es interesante saber la frecuencia de corte del primer modo superior de la misma familia del modo fundamental, ya que este modo, tras entrar en propagación, también puede dar lugar a que se produzcan bandas de paso espúreas indeseadas.

En la figura 4.4 se muestra la longitud de onda de corte normalizada en función de la anchura w de la inserción metálica para dos valores distintos de la penetración h . El primer valor, asociado a $h/b_h = 0,35$, se corresponde con una penetración entre baja y moderada; por otro lado, el valor considerado para la segunda curva, $h/b_h = 0,45$, representa una penetración entre moderada y alta.

Tabla 4.1
COEFICIENTES PARA EL CÁLCULO DE w_{opt} .

$y \geq 0,7$	
$A_1(y)$	$-0,0384y^4 + 0,2522y^3 - 0,5878y^2 + 0,5798y - 0,04404$
$A_2(y)$	$0,06655y^{-7/3} + 8,973 \cdot 10^{-5}y^6 - 0,01641$
$A_3(y)$	$-0,0649y^{-2} - 4,843 \cdot 10^{-5}y^6 + 0,3155$
$y < 0,7$	
$B_1(y)$	$0,2747y^{2/3} - 0,08202y^4 - 0,03551$
$B_2(y)$	$1,903y^{2/5} - 0,5631y^6 - 0,633$
$B_3(y)$	$-2,489y^{1/3} - 1,181y^9 + 1,524$

En ambas figuras se puede comprobar como la altura h y la anchura w de las inserciones afectan principalmente a la longitud de onda de corte del modo fundamental de la guía. Al aumentar la altura h de la penetración, se observa como la longitud de onda de corte normalizada se hace cada vez más grande, siendo siempre mayor al valor que tendría en una guía rectangular. Esto es equivalente a decir que al aumentar la penetración h , se va reduciendo la frecuencia de corte del modo fundamental. La reducción de la frecuencia de corte es más rápida conforme mayor sea la penetración. La longitud de onda de corte presenta además una variación parabólica con la anchura w , produciéndose un máximo para un cierto valor $w = w_{\text{opt}}$ que se encuentra aproximadamente entre $0,35a_h$ y $0,45a_h$. Debido a la importancia de este parámetro, se ha realizado un ajuste que permita determinar su valor en función del resto de parámetros libres h , a_h y b_h . La expresión resultante es

$$\frac{w_{\text{opt}}}{a_h} = \begin{cases} A_1(y) x^{4,5-2,5y+3y^2} + A_2(y) x^{0,3-0,8y} + A_3(y), & y \geq 0,7 \\ B_1(y) x^{4,25} + B_2(y) x^{-0,05} + B_3(y), & y < 0,7 \end{cases} \quad (4.1)$$

donde $x = 2h/b_h$ e $y = b_h/2a_h$, y las funciones $A_i(y)$ y $B_i(y)$ se recogen en la [tabla 4.1](#).

La reducción que se produce en la frecuencia de corte del modo fundamental conforme la altura h de la penetración metálica aumenta y su anchura w se acerca a w_{opt} , consigue que el modo fundamental entre en propagación en los tramos de guía *ridge*. De hecho, los tramos de guía *ridge* con las penetraciones metálicas son la parte principal de los resonadores de la estructura, al tener un modo en propagación en su interior con capacidad de resonar.

En ambas gráficas se observa como para anchuras $w \leq w_{\text{opt}}$, el primer modo superior normalmente corresponde a la familia con simetría par en el eje horizontal e impar en el eje vertical, es decir, a la familia «eo». Este modo sería el equivalente al TE_{01} en una guía rectangular. Realmente este modo se propaga en los huecos de guía que quedan a un lado y a otro de la penetración, y adquiere prácticamente la forma de un modo TE_{01} en dicha zona, o visto de otra forma, es un modo con un campo

eléctrico orientado según la anchura de la guía (esta componente horizontal ve la guía *ridge* como si fueran dos guías rectangulares prácticamente aisladas entre sí por el efecto de las paredes metálicas verticales que introducen las penetraciones metálicas). La frecuencia de corte del primer modo superior es prácticamente igual, aunque sin llegar nunca a estar por debajo, al de su modo equivalente en guía rectangular

$$f_{c_{eo}} \geq \frac{c}{2b_h} \quad (4.2)$$

En las figuras 4.4(a) y (b) se puede observar como la longitud de onda de corte de estos modos no supera el valor de λ_c/a_h asociado al modo TE_{01} de la guía rectangular, cuyo valor es 1,429 y 2,857 para los dos casos considerados.

Si las inserciones metálicas son muy anchas y el hueco entre ambas penetraciones de la guía *ridge* es bastante reducido, es posible que un modo con paridad «ee» se convierta en el primer modo superior. No obstante, los valores de los parámetros libres para los que esta situación sucede son tan extremos que no se suelen dar en la práctica.

Uno de los efectos más importantes de introducir la penetración metálica es el aumento en el margen monomodo de las guías *ridge*, básicamente porque el modo fundamental puede llegar a bajar de forma drástica su frecuencia de corte sin apenas alterar la del primer modo superior. Esta es una de las propiedades de los filtros de modo evanescente que les permiten disponer de una amplia banda eliminada, ya que ajustando los parámetros libres de la estructura se puede conseguir que los modos superiores no empiecen a propagar por los tramos de guía *ridge* hasta una frecuencia muy elevada. Cuanto más pequeñas sean las dimensiones del *housing*, mayor podrá ser dicha frecuencia, pero también deberá ser mayor la penetración h de las inserciones metálicas que se necesitará para que el modo fundamental de la guía *ridge* entre en propagación antes del comienzo de la banda de paso del filtro.

No es necesario generar unas gráficas similares ni repetir el mismo análisis para las guías *ridge* de una estructura asimétrica (donde sólo hay inserciones en la pared superior). El espectro modal de estas guías está formado por las familias de modos de una guía *ridge* simétrica del doble de altura que no se ven afectados por la presencia de un conductor eléctrico perfecto a mitad de altura (lo que se corresponde con los modos pares o «e» según el eje vertical). Por el contrario, los modos de una guía *ridge* simétrica que respetan la simetría que fuerza un plano magnético a mitad de altura no existirán en su guía *ridge* asimétrica equivalente, al no cumplir las condiciones de contorno que exige la pared metálica inferior de la guía.

De la misma forma, para determinar la anchura óptima w_{opt} en una estructura asimétrica se puede emplear la ecuación (4.1) tomando ahora $x = h/b_h$ e $y = b_h/a_h$. Finalmente, la frecuencia de corte del primer modo superior problemático, que casi siempre va a ser el equivalente al TE_{01} de una guía de onda rectangular, seguirá verificando la condición (4.2).

4.2.1.2. Pérdidas

Suponiendo que el dieléctrico dentro de la guía se pueda considerar cercano al vacío, las pérdidas del filtro van a proceder prácticamente en su totalidad de la conductividad finita de los materiales conductores de la estructura. Dichos conductores normalmente suelen ser de cobre, y en ocasiones se recubren de una capa fina de plata para mejorar su conductividad.

Sin embargo, aislar de forma precisa el valor de las pérdidas a partir de la respuesta de un dispositivo no es una tarea tan directa como parece, especialmente cuando la magnitud de dichas pérdidas es bastante reducida. Así por ejemplo, las pérdidas de inserción, definidas como

$$I.L. \text{ (dB)} = -20 \log_{10} (|S_{21}|) \quad (4.3)$$

no resultan efectivas, ya que miden la reducción en el nivel de señal entre la entrada y la salida. Dicha reducción se puede deber a las pérdidas óhmicas, pero también a la potencia que se refleja a la entrada del dispositivo si dicho puerto, como suele ocurrir en la práctica, no está perfectamente adaptado (es decir, las pérdidas de retorno son finitas). La reducción en la potencia de salida debida a esta desadaptación en dispositivos de bajas pérdidas puede ser comparable o incluso mayor que la ocasionada por las pérdidas óhmicas. Además, las fluctuaciones de las pérdidas de retorno pueden enmascarar las variaciones de las pérdidas óhmicas del dispositivo.

Para poder determinar con precisión las pérdidas óhmicas de la estructura y su variación con los parámetros libres, hemos aumentado en primer lugar el valor de dichas pérdidas para que no sean tan extremadamente bajas. Esto se ha conseguido tomando conductores metálicos de un material de conductividad moderada, en concreto de acero inoxidable (cuya conductividad $\sigma_{ac} = 1,1 \cdot 10^6$ S/m está más de un orden de magnitud por debajo de la conductividad nominal del cobre $\sigma_{cu} = 5,7 \cdot 10^7$ S/m). Por otro lado, y para descontar las pérdidas de reflexión de la estructura, hemos definido un nuevo parámetro que cuantifique únicamente las pérdidas que se producen por disipación

$$\widehat{I.L.} \text{ (dB)} = -10 \log_{10} (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2) \quad (4.4)$$

que ya fue utilizado en [el capítulo 3](#), en particular en la ecuación (3.61) de la página 218, para poder comparar el nivel de pérdidas óhmicas introducido por distintos filtros inductivos inhomogéneos con resonadores de diferentes anchuras.

El parámetro $\widehat{I.L.}$ en (4.4) representa, en unidades logarítmicas, la diferencia entre la potencia introducida a la entrada del dispositivo y la suma de las potencias que salen por cada uno de sus puertos. Este parámetro es siempre positivo en un dispositivo pasivo, de modo que un valor de 0 dB indica que no hay diferencia entre la potencia a la entrada y la que salen por sus salidas, y por tanto que el dispositivo no ha disipado internamente nada de potencia. Obviamente, cuanto más potencia disipe el dispositivo, mayor será el valor de este parámetro. Así por ejemplo, un valor de 6 dB indicaría que la potencia introducida a la entrada es cuatro veces más grande que la

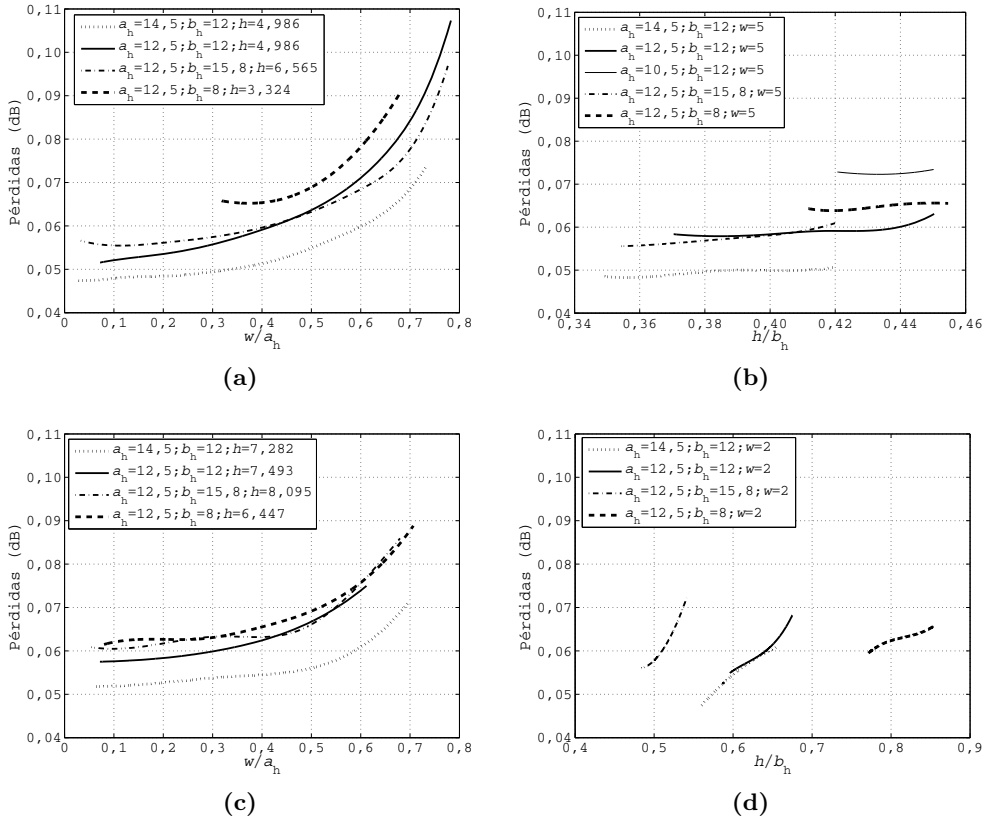


Figura 4.5. Pérdidas de inserción modificadas en términos de los parámetros libres de la estructura para las configuraciones simétrica (a),(b) y asimétrica (c),(d) de los filtros de modo evanescente. Los resultados se han obtenido empleando conductores de acero inoxidable y se han extrapolado a conductores de cobre.

que realmente sale por los puertos del dispositivo, y por tanto que tres cuartas partes de la potencia incidente en realidad se ha disipado o, en otras palabras, perdido.

En la figura 4.5 se compilan las gráficas del análisis paramétrico que muestran la variación de las pérdidas $\overline{I.L.}$ (dB) con respecto a los distintos parámetros libres de la estructura. Se han analizado tanto la topología simétrica (ver las figuras 4.5(a) y (b)) como la asimétrica (cuyos resultados se muestran en las figuras 4.5(c) y (d)).

Si nos fijamos en la evolución de las pérdidas con respecto a la anchura w de la penetración metálica o *ridge*, se puede observar que el incremento en el nivel de pérdidas es prácticamente despreciable para $w < 0,5w_{opt}$. Sin embargo, a partir de $0,65w_{opt}$ se produce un aumento importante de las pérdidas. Este hecho se puede

comprobar tanto para la configuración simétrica como para la asimétrica. Como conclusión, se puede recomendar que w no supere nunca a $0,65w_{\text{opt}}$ cuando se deseen mantener unas pérdidas bajas.

Centrándonos ahora en la altura h de la penetración metálica, podemos deducir que un aumento de dicha altura h conlleva un incremento en el nivel de pérdidas. La pendiente de cambio aumenta conforme mayor sea la altura del *housing*. De hecho, se puede observar como el efecto de la altura h en las pérdidas es mucho más importante en la configuración asimétrica. Para intentar reducir las pérdidas óhmicas, se debe elegir un valor lo más pequeño posible para h al menos en los filtros de modo evanescente asimétricos.

El parámetro libre con una mayor influencia en las pérdidas óhmicas es sin lugar a dudas la anchura a_h del *housing*. Al utilizar un *housing* más ancho, tanto la configuración simétrica como la asimétrica mejoran significativamente sus pérdidas. Además, permite reducir más la altura h de la penetración (ya que el modo fundamental en el *housing* está menos al corte), lo que a su vez contribuye a reducir aún más el nivel de pérdidas. Por tanto, para reducir al máximo las pérdidas se debe utilizar el *housing* más ancho posible que permita cumplir con el resto de especificaciones de diseño.

Finalmente, en lo que respecta a la altura b_h del filtro, podemos afirmar que su efecto no es demasiado relevante siempre y cuando no sea muy pequeña (especialmente en filtros simétricos). Sin embargo, los resultados parecen indicar que es más adecuado aumentar la altura del *housing* para reducir las pérdidas óhmicas de los conductores. Esta conclusión parece por otro lado lógica, ya que cuanto mayores sean las dimensiones de la guía, se tiende normalmente a mejorar el factor de calidad de los resonadores.

4.2.1.3. Capacidad de Manejo de Potencia

Asumiendo que se ha realizado un correcto diseño térmico, la capacidad de manejo de potencia de los dispositivos pasivos de microondas está normalmente limitada por la aparición del efecto denominado *multipactor* y la ruptura por ionización [202]. La aparición de *multipaction* limita la máxima tensión que se puede producir entre dos placas conductoras enfrentadas entre sí, mientras que la ruptura por ionización está relacionada con el máximo campo eléctrico que puede soportar el dieléctrico de la estructura. En las condiciones de presión extremadamente bajas típicas de las aplicaciones por satélite, el efecto *multipactor* es normalmente el factor limitante. A partir de una cierta presión no muy alta, la capacidad de manejo de potencia pasa a estar limitada por la ruptura por ionización.

Nos centraremos inicialmente en la ruptura por *multipactor*, efecto descubierto y modelado por primera vez en [204]. Existen un conjunto de curvas generadas por la Agencia Europea del Espacio para guías de placas paralelas que indican la región donde son susceptibles de sufrir *multipactor* [203]. En la figura 4.6 se muestran las curvas para los cuatro materiales considerados en el citado estudio, las cuales delimitan

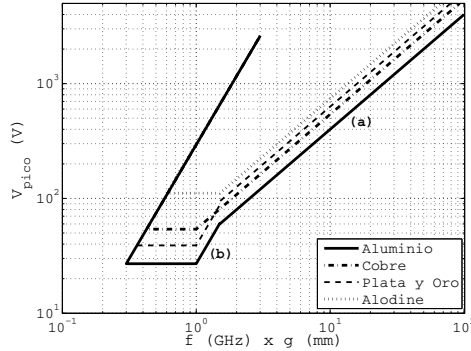


Figura 4.6. Regiones de susceptibilidad para el efecto *multipactor* de distintos materiales (extraída de [203]).

una región a evitar en función de la tensión de pico aplicada entre las dos placas y el producto de la frecuencia de trabajo por el hueco g , existente entre ambas.

Estas gráficas también se emplean para componentes en guíaonda rectangular o circular, ya que tienden a ser bastante conservadoras en estos casos y ayudan a evitar un defecto importante durante la vida útil del componente⁶. Al realizar el diseño de un dispositivo, se intenta limitar su hueco g mínimo para no entrar en la región susceptible de sufrir *multipaction*. Esto normalmente se consigue, para las frecuencias y dimensiones típicas de los dispositivos en tecnología guiada, manteniéndose por debajo de la recta (a). Dicha recta en la figura 4.6 se expresa en unidades lineales

$$V_{\text{pico,multipactor}} = K(f \times g) \quad (4.5)$$

donde K es una constante que depende del material empleado⁷. En la región (b), la relación es la misma pero con una constante distinta y una dependencia cuadrática con el factor $f \times g$.

Si suponemos que la distribución de campo en la zona crítica a nivel de manejo de potencia se tiende a parecer al de una guía de placas paralelas, es decir, el campo eléctrico es prácticamente uniforme y está orientado según la dirección perpendicular a las dos superficies metálicas involucradas, la expresión (4.5) se puede reescribir en términos del campo eléctrico entre dichas placas como

$$E_{\text{pico,multipactor}} = \frac{V_{\text{pico,multipactor}}}{g} = Kf \quad (4.6)$$

ya que la tensión entre las placas es la integral de línea del campo eléctrico entre las dos superficies conductoras.

⁶Son más conservadoras al no existir una distribución de campo que potencie más el efecto *multipactor* que la que presenta el modo fundamental de una guía de placas paralelas.

⁷Para la unidades indicadas en la gráfica, la constante K es igual a 40 para el aluminio, 54 para el cobre, 63 para la plata y 74 para el recubrimiento con alodine.

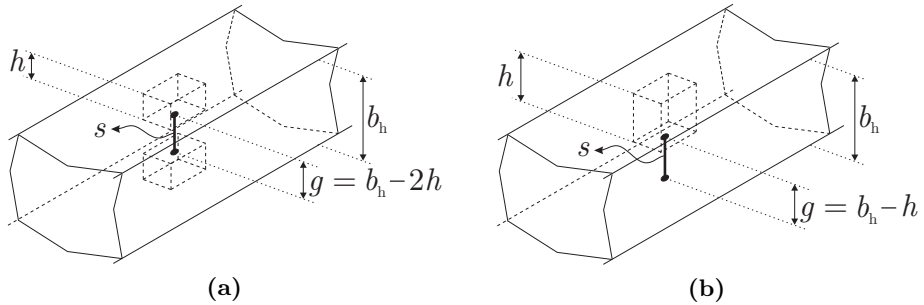


Figura 4.7. Camino de integración utilizado para calcular el campo eléctrico equivalente E_{\max} en las guías *ridge* de los filtros de modo evanescente simétricos (a) y asimétricos (b).

En el caso de los filtros de modo evanescente, los mayores niveles de tensión se producen entre las *ridges* en el caso simétrico, y entre la *ridge* y la pared metálica inferior en un filtro asimétrico. Además, dicha zona se asemeja localmente a una guía de placas paralelas, y la distribución de campo existente también es muy similar al de estas guías empleadas para obtener las curvas de referencia [203].

Por lo tanto, para determinar la capacidad de manejo de potencia del dispositivo, resulta de gran interés evaluar el siguiente campo eléctrico máximo medio cuando se introduce una cierta potencia a la entrada del dispositivo.

$$E_{\max} = \left| \frac{1}{g} \int_s \vec{E} \cdot d\vec{l} \right| \quad (4.7)$$

donde g es el hueco que dejan las penetraciones metálicas y s es el camino de integración, ambos definidos en la figura 4.7 tanto para una *ridge* simétrica como asimétrica. El subíndice nos indica que se busca el camino de integración donde la integral anterior es máxima, y por tanto también el campo eléctrico medio equivalente. Dicho camino de integración se encuentra siempre muy próximo al centro de una de las guías *ridge* de la estructura. Nótese que si en la expresión anterior no se dividiera por el hueco g , el resultado sería la tensión entre las placas en la zona donde el campo es máximo. Para que no se produzca *multipactor*, este campo E_{\max} debe ser inferior al campo $E_{\text{pico,multipactor}}$ dado por la expresión (4.6), el cual depende del tipo de material utilizado y de la frecuencia de trabajo.

Como el campo eléctrico máximo lo hemos obtenido siempre para una excitación a la entrada de 1W de potencia, comparando el campo eléctrico (4.7) con el valor máximo admitido por el dispositivo (que se deduce a partir de las curvas [203] o de forma equivalente mediante la expresión (4.6)), se puede determinar fácilmente la potencia máxima a partir de la cual se puede producir una ruptura por *multipactor* que degradaría el comportamiento del componente.

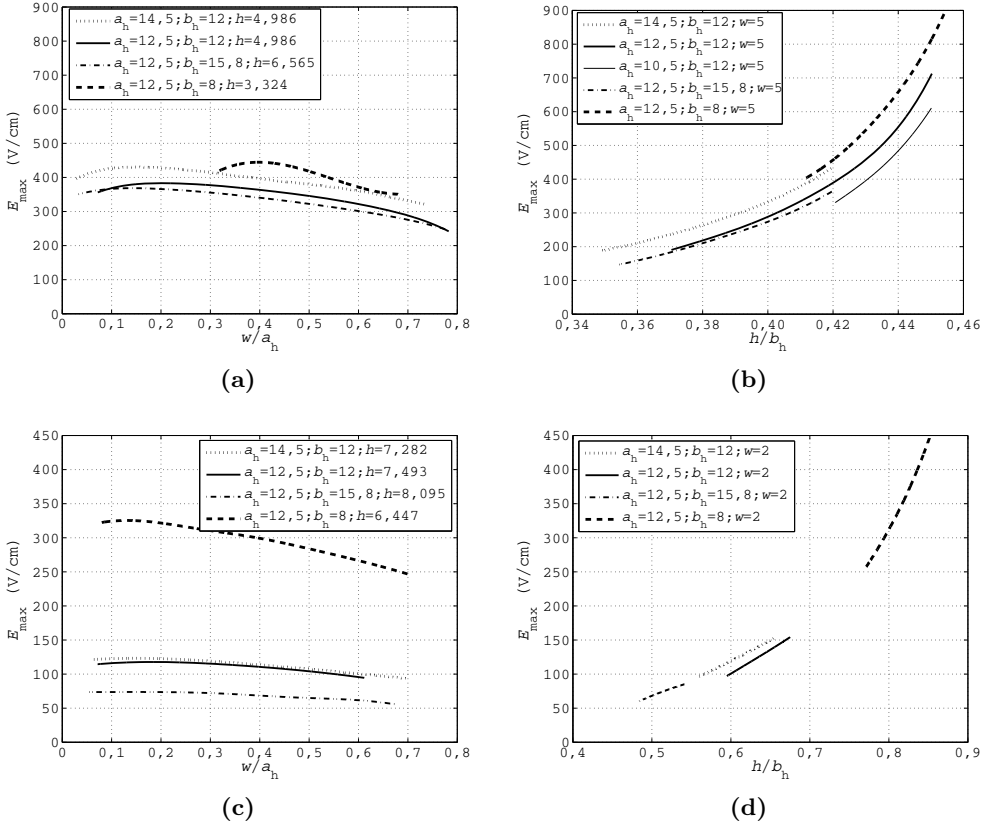


Figura 4.8. Campo eléctrico equivalente máximo medio en términos de los parámetros libres de la estructura para las configuraciones simétrica (a),(b) y asimétrica (c),(d) de los filtros de modo evanescente.

Por otra parte, al aumentar la presión y alejarnos de unas condiciones prácticamente de vacío, la capacidad de manejo de potencia de los dispositivos pasa a estar limitada por la ruptura por ionización. Esta ruptura se originará en un lugar donde exista un campo eléctrico demasiado intenso para el medio dieléctrico empleado, y no necesita de una zona más amplia entre dos conductores o placas opuestas. Al ser un evento con un carácter casi puntual, y que por tanto requiere menos espacio para producirse, su caracterización es normalmente más compleja.

En el caso de un filtro en modo evanescente, la ruptura por ionización puede aparecer en dos lugares distintos. Un primer sitio sería la misma zona donde se produce el efecto de *multipactor*, donde existe un intenso y casi uniforme campo eléctrico vertical. El segundo lugar donde puede aparecer es en el espacio próximo a las esquinas

de las inserciones metálicas, donde teóricamente existe una singularidad local de los campos [125], y por tanto puede existir una zona pequeña de intenso campo eléctrico donde se produzca la ruptura del dieléctrico. En función del comportamiento de la estructura y la distribución de campo en su interior, la ionización se producirá antes en un lugar o en el otro [205].

El campo eléctrico equivalente E_{\max} calculado mediante (4.7) es un parámetro adecuado para evaluar la capacidad de manejo de potencia cuando la ruptura se produce en el hueco que dejan las penetraciones metálicas, al poderse determinar fácilmente la potencia de entrada a partir de la cual este campo sería superior al que admite el dieléctrico a la presión de trabajo. Sin embargo, este parámetro no nos permitirá determinar la máxima potencia a la entrada cuando la ruptura por ionización se origina en una zona próxima a las esquinas de las inserciones metálicas. No obstante, y aun en este caso, el valor de dicho parámetro puede seguir siendo relevante para poder comparar la capacidad de manejo de potencia de distintos filtros, ya que un valor más elevado de E_{\max} tiende a implicar un mayor campo eléctrico cerca de las esquinas de las penetraciones metálicas, y por tanto una peor capacidad de manejo de potencia.

Por tanto, para evaluar la capacidad de manejo de potencia del filtro vamos a utilizar el campo eléctrico equivalente E_{\max} definido en (4.7), el cual se ha obtenido considerando una onda incidente al dispositivo de 1 W de potencia. La figura 4.8 refleja el valor de dicho campo máximo en función de los parámetros libres para las configuraciones simétrica y asimétrica. Cuanto menor sea el valor obtenido en la gráfica, mayor capacidad de manejo de potencia tendrá el filtro, ya que se podrá aumentar más la potencia introducida a su entrada sin que se produzcan efectos de alta potencia.

Los resultados del análisis paramétrico realizado revelan, como era de esperar, que el campo eléctrico equivalente máximo E_{\max} depende de forma importante del hueco g que dejan las penetraciones metálicas. Las gráficas muestran que dicha dependencia es exponencial. Por tanto se debe maximizar dicho hueco para mejorar la capacidad de manejo de potencia, es decir, hay que aumentar la altura b_h de la guía y al mismo tiempo intentar reducir la penetración h para el valor de b_h fijado. También es preferible emplear un *housing* de la mayor anchura a_h posible, ya que permitiría reducir al máximo la penetración de las inserciones metálicas, y por tanto aumentar el hueco g donde se concentra la mayor parte del campo en las guías *ridge*.

El campo equivalente máximo medio E_{\max} también se puede reducir ligeramente empleando penetraciones metálicas más anchas, como muestran las figuras 4.8(a) y (c). Sin embargo, si dicha anchura w se incrementa por encima de w_{opt} , la frecuencia de corte del modo fundamental en la guía *ridge* empezaría a aumentar, y obligaría a alargar los resonadores para mantener la misma frecuencia de resonancia. Este incremento de longitud lleva normalmente emparejada una degradación de la respuesta en la banda eliminada y un incremento de la longitud del filtro. Para poder compensar la degradación en estas dos prestaciones, se debe aumentar la penetración h de las

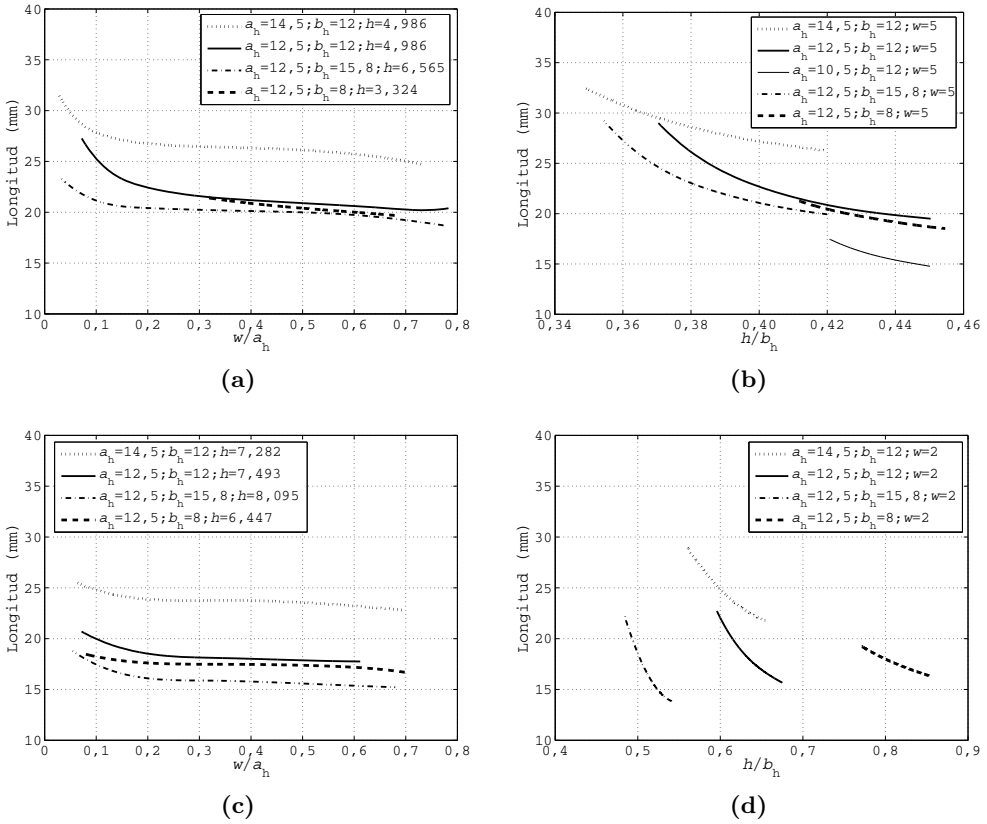


Figura 4.9. Longitud del filtro (excluyendo los puertos de acceso) en función de los parámetros libres de la estructura para las configuraciones simétrica (a),(b) y asimétrica (c),(d) de los filtros de modo evanescente.

inserciones metálicas, lo que al final origina una reducción del hueco g y por tanto una reducción en la capacidad de manejo de potencia. Por dicha razón, lo más conveniente para optimizar la capacidad de manejo de potencia es tomar una anchura de las penetraciones del orden de w_{opt} ⁸.

Es importante resaltar por último que las estructuras asimétricas tienen de forma natural una *gap* g bastante mayor que las simétricas. Serán por tanto estructuras capaces de proporcionar una mayor capacidad de manejo de potencia, como refleja la figura 4.8.

⁸Aprovechando la pequeña variación de la frecuencia de corte entorno a w_{opt} mostrada en la figura 4.4, se puede tomar incluso un valor ligeramente superior a w_{opt} , ya que al aumentar w podría mejorar algo la capacidad de manejo de potencia sin que exista un aumento perceptible en la frecuencia de corte del modo fundamental en las guías *ridge*.

4.2.1.4. Longitud

En la práctica, la anchura y la altura máxima de la estructura es la correspondiente a los puertos de acceso, que dependen básicamente de la banda de paso del filtro y de la aplicación concreta. Por lo tanto, la longitud es el único parámetro asociado al tamaño del dispositivo que es realmente ajustable.

En la figura 4.9 se muestran los resultados del análisis paramétrico en lo que respecta a la longitud. Para observar mejor el efecto de los parámetros libres, se ha considerado sólo la longitud correspondiente al *housing* y se ha excluido la de los puertos de acceso, que sería la misma en todos los filtros.

Excepto en filtros con unas especificaciones muy atípicas, la mayor contribución a la longitud viene por la parte de los inversores, es decir, por parte de los tramos de guía de modo evanescente que interconectan a las distintas guías *ridge* de la estructura. Como resultado, es conveniente reducir la anchura del *housing* para obtener un dispositivo más compacto. Aunque esta reducción en la anchura del *housing* tiende a incrementar las longitudes t_i de los resonadores, al mismo tiempo reduce de forma más acusada las longitudes l_i de los tramos en modo evanescente, y en conjunto logra una reducción de la longitud de la estructura.

El impacto del resto de parámetros libres en la longitud del filtro es bastante menos relevante. En cualquier caso, normalmente es conveniente emplear un *housing* lo más alto posible para reducir la longitud del filtro. En lo que respecta a las inserciones metálicas, la mejor opción consiste en fijar w a w_{opt} e incrementar todo lo que se pueda la altura h de las inserciones metálicas. Esta forma de ajustar las dimensiones de las *ridge* es la que permite reducir al máximo la anchura del *housing*.

4.2.1.5. Extensión de la Banda Eliminada

El ancho de la banda eliminada es una de las prestaciones clave de los filtros de modo evanescente en tecnología guiada, ya que junto a su reducido tamaño, es una de las ventajas que hacen más atractivos a este tipo de dispositivos.

Para aumentar la extensión de la banda eliminada, hay que intentar subir en frecuencia las bandas de paso espúreas que permitan una transmisión de potencia indeseada desde la entrada a la salida del dispositivo.

Existen básicamente tres factores que pueden dar lugar a la aparición de espúreas en la banda eliminada:

- La aparición de modos superiores que permitan un camino alternativo para la transferencia de potencia entre la entrada y la salida del filtro.
- Que el modo TE_{10} entre en propagación y resuene en los tramos de guía evanescente, dando lugar a una banda de paso espúrea.

- La segunda resonancia de las guías *ridge*, que también originará una banda de paso espúrea.

La aparición de modos que en principio no deberían estar presentes en la estructura proporciona un camino alternativo para que la energía electromagnética pueda llegar desde el puerto de entrada hasta el puerto de salida del dispositivo. Por lo tanto, hay que conocer cuándo pueden tomar protagonismo estos modos superiores, y cómo puede afectar su presencia a la respuesta del conjunto de la estructura.

En el subapartado 4.2.1.1 se ha estudiado el espectro modal de las guías *ridge*, y se han recopilado un par de gráficas que permiten determinar la frecuencia de corte de los primeros modos indeseados de cada una de las familias de simetría. Observando dichas gráficas, y teniendo presente que la anchura w de las penetraciones metálicas no suele superar en la práctica a w_{opt} , se concluye que el primer modo superior problemático tiene una frecuencia de corte acotada según (4.2).

Los modos de familias de simetría distintas a las del modo fundamental no deberían excitarse, pero las pequeñas asimetrías que producen las tolerancias de fabricación y los desalineamientos cometidos al ensamblar las distintas partes en las que se construye el dispositivo, hacen que estos modos aparezcan y puedan generar espúreos en la banda eliminada. Como ya hemos comentado, la distribución de campo del primer modo superior es bastante similar a la de un modo TE_{01} confinado en los huecos que hay tanto a la derecha como a la izquierda de la *ridge* (o equivalentemente a la de un modo $\text{TE}_{01}^{(y)}$). Al tener un campo eléctrico completamente horizontal, estos modos se adaptan muy bien a las condiciones de contorno de las paredes metálicas que tienen a su alrededor. Además, su distribución de campo hace que la frecuencia a la que empiezan a propagar sea prácticamente la misma en la guía *ridge* y en el *housing*. Como resultado, estos modos ven la estructura de forma similar a dos filtros paso bajo corrugados en paralelo, y dejan pasar señal desde la entrada a la salida del dispositivo a partir de su frecuencia de corte. Aunque la transmisión de potencia no será total, ya que el modo estará débilmente excitado por las ligeras asimetrías presentes en la estructura real, puede llegar a originar transmisiones superiores a -30 dB claramente inaceptables en la mayoría de aplicaciones prácticas.

No se puede confiar en que la técnica de fabricación proporcione una estructura lo suficientemente simétrica como para evitar que la presencia de estos modos reduzca la banda eliminada por debajo de lo especificado. En su lugar se ha de limitar la altura del *housing* para mantener los modos problemáticos al corte en toda la banda donde no queremos picos espúreos. Atendiendo a (4.2), la limitación a forzar será

$$f_{\text{max}_{\text{be}}} \leq \frac{c}{2b_{\text{h}}} \leq f_{\text{c}_{\text{eo}}} \quad \Rightarrow \quad b_{\text{h}} \leq \frac{c}{2f_{\text{max}_{\text{be}}}} \quad (4.8)$$

donde $f_{\text{max}_{\text{be}}}$ denota la frecuencia hasta la que se quiere evitar la presencia de bandas de paso espúreas. Con esta condición, el primer modo superior que puede generar resonancias espúreas sería el equivalente al TE_{20} en guía rectangular con una longitud de onda de corte λ_{c} cercana a a_{h} .

Un segundo efecto que puede originar el final de la banda eliminada está asociado al modo TE_{10} de los tramos de guía evanescente, que tras entrar en propagación puede generar una banda de paso espúrea. A partir de cierta frecuencia, normalmente ubicada en la banda eliminada, este modo entrará en propagación en el *housing*. Si se sigue aumentando más la frecuencia, habrá un momento en el que la longitud de los tramos de guía rectangular del *housing* será cercana a media longitud de onda y se producirán resonancias entre guías *ridge* adyacentes (las cuales tendrán un comportamiento bastante similar a un cortocircuito, y actuarán ahora como acopladores).

La frecuencia inicial de la banda de paso espúrea $f_{res,h}$ se puede obtener de forma aproximada forzando que la longitud del tramo de guía del *housing* más largo l_{max} sea igual a media longitud de onda

$$\lambda_{g,h} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (f_{c,h}/f)^2}} \Big|_{f=f_{res,h}} = 2l_{max} \Rightarrow f_{res,h} = \frac{c}{2l_{max}} \sqrt{1 + \left(\frac{l_{max}}{a_h}\right)^2} \quad (4.9)$$

La última causa que puede terminar la banda eliminada del filtro es la segunda resonancia de las guías *ridge*. Las guías *ridge* se pueden interpretar como un resonador distribuido, pero muy acortado por el efecto de las inductancias en paralelo que introducen los tramos de guía en modo evanescente adyacentes. Este hecho les permite proporcionar su primera resonancia, a la que denominaremos TE_{101} , con una longitud física bastante reducida. Sin embargo, también tiene el comportamiento periódico de cualquier resonador distribuido, y presenta resonancias superiores TE_{10n} a las frecuencias a las que su longitud eléctrica equivalente se hace igual a múltiplos enteros de media longitud de onda en la guía.

Una de las razones por las que los filtros en modo evanescente tienen de forma natural una amplia banda eliminada se debe a que pueden lograr su primera resonancia con un resonador muy corto. Este hecho permite alejar bastante la posición de la segunda resonancia, al tener que incrementar mucho la frecuencia para que un tramo corto de guía *ridge* aumente su longitud eléctrica equivalente en media longitud de onda. No obstante, dicha frecuencia puede ser el factor limitante de la banda eliminada, especialmente cuando se quieren evitar unas inserciones metálicas de gran altura h para no degradar en exceso la capacidad de manejo de potencia ni las pérdidas del dispositivo (lo que repercute en unas guías *ridge* de una longitud física no tan reducida). La frecuencia a la cual se producen estas resonancias indeseadas se puede deducir fácilmente a partir del circuito equivalente de los resonadores que se presentará en el apartado 4.3.1.

Para terminar el análisis paramétrico, vamos a ilustrar con un ejemplo bastante simple el comportamiento de los filtros bajo estudio en lo referente a su longitud y a su comportamiento en la banda eliminada. Con ese fin se van a mostrar los resultados de varios diseños de un filtro en modo evanescente simétrico de orden 6, centrado a 8,37 GHz y en los que se ha ido modificando la anchura a_h del *housing* entre 7,5 mm y

Tabla 4.2
DIMENSIONES (en mm) DE LOS FILTROS SIMÉTRICOS DISEÑADOS CON DISTINTA ANCHURA DEL HOUSING

Elemento	Dimensión	Anchura a_h (mm)			
		7,5 mm	8,5 mm	9,5 mm	10,5 mm
Inversor 1	$l_1 = l_7$ (mm)	0,200	1,050	1,900	2,790
Ridge 1	$t_1 = t_6$ (mm)	3,518	2,675	2,119	1,704
Inversor 2	$l_2 = l_6$ (mm)	8,185	10,090	11,980	13,940
Ridge 2	$t_2 = t_5$ (mm)	5,085	3,398	2,531	1,967
Inversor 3	$l_3 = l_5$ (mm)	8,800	10,990	13,100	15,300
Ridge 3	$t_3 = t_4$ (mm)	5,080	3,396	2,530	1,967
Inversor 4	l_4 (mm)	9,060	10,640	12,250	13,970
Longitud total (mm)		39,928	42,239	46,410	51,639
Frec. 1 ^{er} espúreo simulada (GHz)		23,6	21,9	19,3	17,2
Frec. resonancia <i>housing</i> (GHz)		26,0	22,3	19,5	17,3

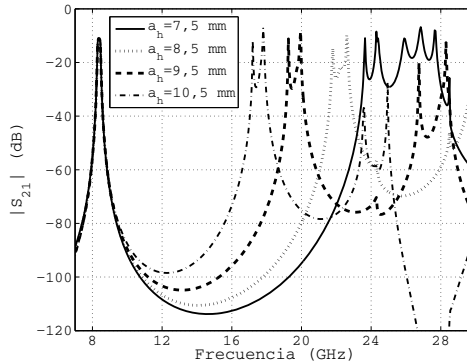


Figura 4.10. Comparación de las respuestas fuera de banda de varios filtros de modo evanescente diseñados con las mismas especificaciones, y en los que sólo se modifica la anchura a_h del *housing*.

10,5 mm [195]. La altura del *housing* es en todos los casos igual a 8,25 mm, mientras que la anchura w y la altura h de las penetraciones se han fijado a 2 y a 3,75 mm, respectivamente.

En la tabla 4.2 se muestran las dimensiones de los filtros obtenidos, así como las prestaciones en lo que respecta a la longitud y a la frecuencia a la que aparece el primer espúreo. La figura 4.10 compara las respuestas en un amplio ancho de banda de los filtros diseñados. Como se puede observar, al reducir la anchura a_h del *housing*,

se reducen de forma importante las longitudes l_i de los tramos de guía evanescente y se incrementan en menor medida las longitudes t_i de las guías *ridge*, dando lugar en conjunto a una notable reducción de la longitud del filtro.

El comportamiento en la banda eliminada mostrado por las simulaciones asume estructuras perfectamente simétricas, y por tanto es incapaz de representar las posibles degradaciones debidas a modos de otras familias de simetrías. En virtud de (4.2), estas degradaciones empezarían teóricamente a unos 18 GHz. De los otros dos efectos, el que aparece antes en frecuencia en la mayoría de los filtros de modo evanescente es el correspondiente a la resonancia de los tramos de guía del *housing*. Este efecto domina en filtros con anchuras a_h del *housing* moderadas o grandes, ya que éstas implican un modo fundamental menos al corte en la banda de paso y unos tramos de guía en modo evanescente más largos. Las frecuencias teóricas obtenidas, recogidas también en la [tabla 4.2](#), se comparan muy bien con los resultados de las simulaciones en los filtros con anchuras a_h de 8,5, 9,5 y 10,5 mm. En el filtro de 7,5 mm, por su parte, la frecuencia de resonancia en el *housing* se situaría entorno a 26 GHz. Aunque la respuesta simulada muestra una banda de paso espúrea entorno a dicha frecuencia, se puede observar como existe otra banda espúrea anterior centrada a unos 24 GHz. Dicha banda de paso es la que corresponde a la resonancia TE_{102} de las guías *ridge*. Al considerar un *housing* más estrecho con las mismas dimensiones de las inserciones metálicas, se ha tenido que aumentar obligatoriamente las longitudes de las guías *ridge*, y por tanto esta segunda resonancia se produce a una menor frecuencia. De hecho, queda prácticamente agrupada con la banda de paso espúrea debida a la resonancia de los tramos del *housing* que se produce justo a continuación en frecuencia.

4.2.2. Descripción de las Estrategias de Diseño

A partir de los resultados del análisis paramétrico, es posible establecer una serie de estrategias de diseño en función de la prestación concreta del filtro que se pretenda favorecer. En este apartado vamos a presentar dichas estrategias de diseño apoyándonos en unos diagramas de flujo explicativos.

Tanto las pérdidas como el manejo de potencia y la longitud del filtro se ven favorecidas por un *housing* lo más alto posible. Por dicha razón, se debería en todos los casos ajustar la altura del *housing* al valor que fija (4.8), condición de obligado cumplimiento si se desea evitar que modos de otras familias de simetría originen espúreos que reduzcan la extensión de la banda eliminada por debajo de las especificaciones. Es decir, el parámetro libre b_h se ajustará siempre a

$$b_h = b_{h_{\max}} = \frac{c}{2f_{\max_{be}}} \quad (4.10)$$

siendo $f_{\max_{be}}$ la frecuencia superior de la banda eliminada que se desea conseguir.

Las estrategias encaminadas a reducir las pérdidas o aumentar la capacidad de manejo de potencia son muy similares entre sí. Ambas se muestran en [la figura 4.11](#).

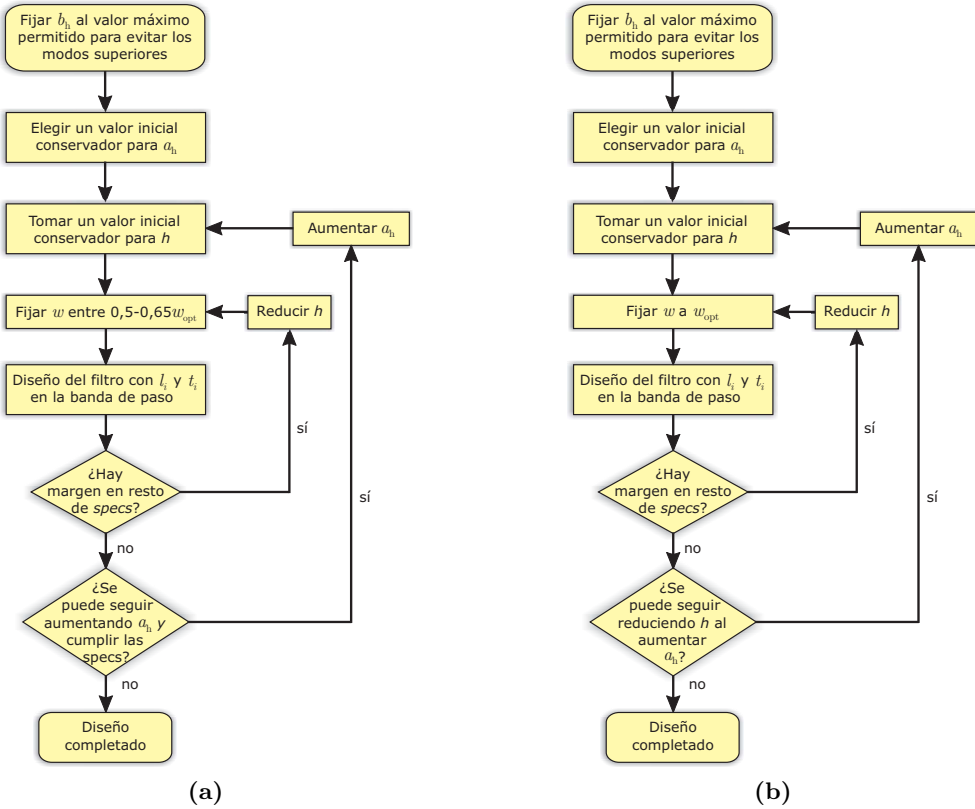


Figura 4.11. Descripción esquemática de las estrategias de diseño propuestas. En (a) se muestra la estrategia para tratar de reducir las pérdidas y en (b) para favorecer el manejo de potencia de la estructura.

En el primer caso se pretende aumentar al máximo posible la anchura a_h del *housing*, mientras que en el segundo se busca incrementar el hueco g que dejan las *ridges* mediante la reducción de la altura h de las penetraciones metálicas. Ambas estrategias estarán muy relacionadas entre sí, ya que un aumento de la anchura a_h del *housing* normalmente conlleva una reducción de la altura de las penetraciones (como consecuencia de que el modo fundamental del *housing* se encontrará menos al corte).

La diferencia más significativa entre ambas estrategias radica en la elección de la anchura w de las penetraciones metálicas. Para reducir las pérdidas conviene fijar su valor entre $0,5w_{opt}$ y $0,65w_{opt}$, ya que a partir de dicha anchura las pérdidas aumentan de forma considerable y apenas se consigue margen adicional para seguir incrementando la anchura a_h del *housing*. Sin embargo, un valor de w cercano (o incluso ligeramente superior) a w_{opt} permite, por definición, reducir más la altura h de

la penetración y por tanto mejorar la capacidad de manejo de potencia del dispositivo. Si se quisiera llegar a una solución de compromiso entre ambas prestaciones, se podría elegir un valor intermedio para la anchura w de las inserciones metálicas.

Otra diferencia viene del valor final de la anchura a_h del *housing*. Si se pretende favorecer al máximo las pérdidas, lo más conveniente es hacer a_h lo más grande posible. Para mejorar el manejo de potencia, y cuando la limitación de la banda eliminada se deba a la resonancia del *housing* en lugar de a la segunda resonancia de los resonadores, es por otro lado preferible elegir un valor ligeramente más bajo de a_h . Este *housing* permite subir en frecuencia la ubicación de los espúreos, y proporciona algo de margen adicional para reducir la penetración metálica h sin infringir la especificación de banda eliminada, logrando así una pequeña mejora en la capacidad de manejo de potencia.

Los límites al aumento de la anchura a_h y a la reducción de la altura h de las inserciones metálicas son básicamente los mismos: la restricción en la longitud máxima del dispositivo y la aparición de espúreos en la banda eliminada. Ambos movimientos tienden a aumentar la longitud del filtro (ver la figura 4.9). Además, al aumentar la anchura a_h disminuye la frecuencia a la que resuenan los tramos de guía del *housing*, mientras que reducir la altura h de las inserciones metálicas aumenta la longitud de los tramos de guía *ridge* y por tanto baja la frecuencia de su segunda resonancia.

Por su parte, las estrategias de diseño que favorecen la extensión de la banda eliminada o la obtención de un dispositivo de un tamaño muy compacto van justamente en la dirección contraria. Estas dos estrategias son muy similares, y se basan en reducir al máximo posible la anchura a_h del *housing* e incrementar la penetración h de las inserciones metálicas, al mismo tiempo que su anchura w se toma igual a w_{opt} . En el subapartado 4.2.1.4 vimos que esta forma de proceder era la más adecuada cuando se pretende reducir la longitud del filtro. En lo que respecta a la banda eliminada, al reducir a_h se consigue alejar en frecuencia la resonancia de los tramos del *housing*, y al aumentar h se deberán acortar los tramos de guía *ridge*, lo que al mismo tiempo sube en frecuencia su segunda resonancia al tener ésta un carácter más distribuido que la primera.

La única diferencia entre ambas estrategias se encuentra en la elección de la altura b_h del *housing*. Para reducir la longitud ésta se fija desde un principio al valor que establece (4.10). Por otro lado, cuando se pretende optimizar la extensión de la banda eliminada, la altura del *housing* se deberá ir modificando de forma gradual según (4.10) conforme se va consiguiendo aumentar la frecuencia $f_{max_{be}}$ donde aparece la primera banda de paso espúrea.

Ambas estrategias se muestran en la figura 4.12, y su aplicación estará limitada por la especificación de pérdidas de inserción (que afecta básicamente a la reducción en a_h), por la especificación de manejo de potencia (que restringe principalmente la elección de h para una altura del *housing* prefijada), a que la longitud l_1 del primer tramo de modo evanescente sea positiva y a que las longitudes t_i de las guías *ridge*, especialmente la primera, sean mayores a la longitud mínima que se pueda fabricar en la práctica sin producir deformaciones en las inserciones metálicas.

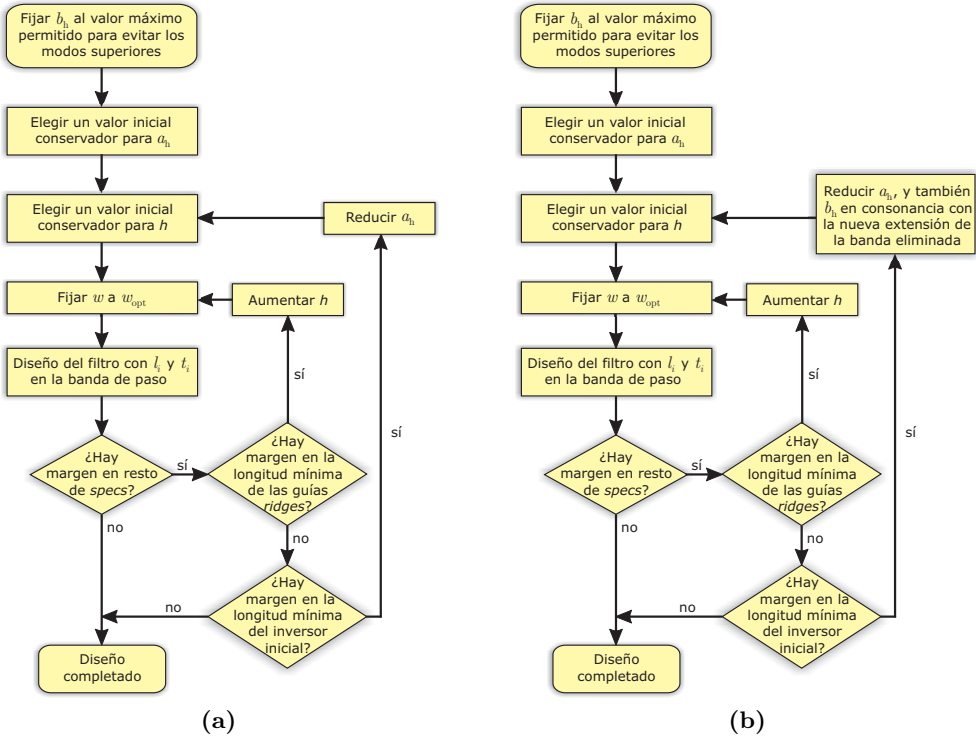


Figura 4.12. Descripción esquemática de las estrategias de diseño propuestas. En (a) se muestra la estrategia a seguir para reducir al máximo la longitud del filtro y en (b) la que se debería seguir para optimizar la banda eliminada libre de espúreos.

Las estrategias de diseño presentadas en esta sección hacen referencia a las topologías convencionales de filtros de modo evanescente, tanto en su configuración simétrica como asimétrica, y en las que se toman unos valores fijos a lo largo de toda la estructura para la sección transversal del *housing* y de las guías *ridge*. No obstante, los principios y conclusiones obtenidas en el análisis paramétrico se pueden extender sin ningún problema para casos más generales. Así por ejemplo, si al intentar reducir las pérdidas de inserción se observa que un resonador concreto sale demasiado largo y adelanta la aparición de espúreos, se podría optar por reducir la anchura de su guía *ridge* en vez de reducir la anchura de todo el *housing*, lo que permitiría mejorar las pérdidas sin degradar en exceso la respuesta en la banda eliminada.

Otro ejemplo importante en la práctica está asociado a la mínima anchura del *housing* que se puede llegar a conseguir. Según las estrategias desarrolladas, y si se disponen de unas restricciones poco exigentes sobre las pérdidas de inserción y la

capacidad de manejo de potencia, la limitación práctica que uno se encuentra al optimizar al máximo la extensión de la banda eliminada o la longitud del componente viene derivada de obtener una longitud negativa en el primer tramo de guía evanescente. Al reducir la anchura a_h , aumenta el salto entre la guía de entrada y el *housing*, y a partir de cierto momento este salto proporciona por sí sólo un acoplamiento menor al que requiere el primer inversor de la estructura. Este resultado pone de manifiesto que existe una limitación en la anchura mínima que puede tener el *housing* en las topologías convencionales.

En la literatura existen dos formas de resolver esta situación y poder utilizar cualquier anchura a_h que se pueda implementar en la práctica. Una primera opción consiste en introducir un transformador en guía *ridge* para llegar al *housing* de la anchura deseada, donde ya se implementaría el primer inversor sin tener una fuerte discontinuidad inicial [81]. Esta solución normalmente da lugar a estructuras más largas al tener que incorporar sendos transformadores, pero permite mejorar la respuesta en la banda eliminada ya que elimina la restricción sobre a_h . La segunda opción consiste en introducir un tramo de *housing* intermedio más ancho, donde se suele implementar el primer inversor, la primera guía *ridge* y parte del segundo inversor, y de éste saltar a otro segundo tramo de *housing* con la anchura a_h deseada [206]. Esta segunda opción es la más habitual en la práctica por su mayor simplicidad, menor coste y porque al mismo tiempo da lugar a estructuras más compactas. Independientemente de la solución elegida, la elección de las dimensiones de la sección transversal de los distintos tramos de *housing* y de las penetraciones utilizadas, así como la forma de realizar el diseño, se puede establecer adaptando las estrategias de diseño aquí presentadas de acuerdo a los resultados del análisis paramétrico realizado.

4.3. Procedimiento de Diseño

Las estrategias de diseño indican la forma de elegir los parámetros libres de la estructura en función del conjunto de especificaciones que se deba satisfacer. Sin embargo, queda describir como, una vez seleccionados los parámetros libres de la estructura, se obtienen las longitudes de las guías *ridge* y de los tramos de guía de modo evanescente que recuperan la función de transferencia en la banda de paso. En esta sección se describe el procedimiento que hemos seguido para completar esta fase de diseño del componente.

4.3.1. Síntesis Aproximada

En esta subsección vamos a presentar un nuevo procedimiento de síntesis de filtros de modo evanescente, que aunque tiene una fuerte componente analítica, también incorpora información de ciertas partes de la estructura real extraída mediante simuladores electromagnéticos. Este procedimiento, recientemente publicado en [196],

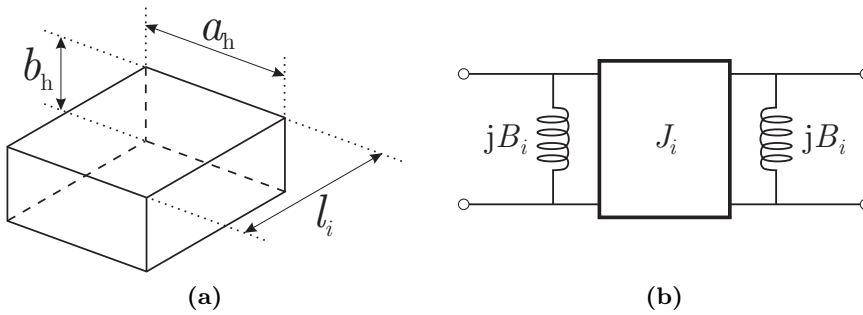


Figura 4.13. Tramo de guía en modo evanescente en (a) y representación monomodal equivalente en (b).

proporciona una buena aproximación inicial de las longitudes l_i de los tramos de guía evanescente y de las longitudes t_i de las guías *ridge* de la estructura. Además, permite determinar una primera estimación de la longitud y del comportamiento en la banda eliminada del dispositivo, que ayudan al diseñador a refinar la elección de los parámetros libres de acuerdo a las estrategias de diseño ya descritas a lo largo del apartado 4.2.2.

Este procedimiento de síntesis necesita que se proporcione a su entrada un valor de los distintos parámetros libres de diseño a_h , b_h , w y h , así como de las dimensiones a_{in} y b_{in} de los puertos de acceso que se van a emplear. Como resultado, devuelve las longitudes l_i y t_i de los distintos tramos de guía de la estructura.

Como todo procedimiento de síntesis, está basado en un prototipo equivalente de la estructura. Para construir este prototipo, los tramos de guía evanescente de longitud l_i se reemplazan por un circuito equivalente monomodo compuesto de un inversor de admitancias de constante J_i cargado con unas admitancias paralelo de valor jB_i a cada lado (ver la figura 4.13). El valor de los elementos del circuito equivalente viene dado por:

$$J_i = \frac{\sqrt{(f_{c,h}/f)^2 - 1}}{\eta} \operatorname{csch} \left(\frac{2\pi}{\lambda} l_i \sqrt{(f_{c,h}/f)^2 - 1} \right) \quad (4.11a)$$

$$jB_i = -j \frac{\sqrt{(f_{c,h}/f)^2 - 1}}{\eta} \coth \left(\frac{2\pi}{\lambda} l_i \sqrt{(f_{c,h}/f)^2 - 1} \right) \quad (4.11b)$$

donde η es la impedancia intrínseca del medio, $\lambda = c/f$ es la longitud de onda en dicho medio dieléctrico, y $f_{c,h} = c/2a_h$ denota a la frecuencia de corte del modo TE_{10} en el *housing*.

Por otro lado, el circuito equivalente que se empleará para modelar las guías *ridge* es el de un tramo de línea de la misma longitud t_i de la guía, con la impedancia característica y la constante de propagación del modo fundamental de dicha guía.

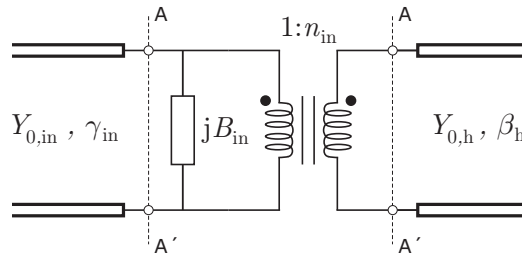


Figura 4.14. Circuito equivalente del salto entre los puertos de acceso y el *housing*. Los planos A-A' representan el plano de la discontinuidad visto tanto desde el lado del puerto de acceso (izquierda) como desde el tramo de guía en modo evanescente (derecha).

Para completar el prototipo, es necesario también incluir el circuito equivalente de las discontinuidades presentes en el dispositivo. Para modelar el salto entre los puertos de acceso y el *housing* se ha utilizado el modelo clásico descrito en [79] y representado en la figura 4.14. La relación de transformación n_{in} del transformador se obtiene mediante la conexión en cascada de un salto en plano H seguido de otro salto en plano E

$$n_{in} = n_H n_E; \quad n_H = \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{a_{in}}{a_h}} \frac{1 - \left(\frac{a_h}{a_{in}}\right)^2}{\cos\left(\frac{\pi a_h}{2a_{in}}\right)}, \quad n_E = \sqrt{\frac{b_{in}}{b_h}} \quad (4.12)$$

mientras que la admitancia paralelo, que agrupa una contribución capacitiva y otra inductiva, tomará el valor

$$B_{in} = -\frac{1}{\omega\mu} \left[\frac{\pi}{a_{in}} \cot^2\left(\frac{\pi a_h}{2a_{in}}\right) + n_H^2 \frac{a_{in} b_{in}}{\pi a_h} \alpha_{10,h}^2 \ln\left(\csc\left(\frac{\pi b_h}{2b_{in}}\right)\right) - n_H^2 \frac{\pi b_{in}^2}{a_h^3} \left\{ \frac{1}{3} + \frac{1}{2} \left(\frac{b_h}{b_{in}}\right)^2 - \frac{8b_h}{\pi^2 b_{in}} \right\} \right] \quad (4.13)$$

siendo $\alpha_{10,h} = \sqrt{(\pi/a_h)^2 - k^2}$ la constante de atenuación del modo TE₁₀ al corte en el tramo de guía evanescente.

Por su parte, un salto entre el *housing* y la guía *ridge* se puede modelar mediante el circuito mostrado en la figura 4.15, donde la relación de transformación n_i , la capacidad en paralelo C_i y la longitud $t_{d,i}$ se pueden obtener igualando la respuesta del circuito equivalente con los resultados proporcionados por un simulador electromagnético que sólo analice el salto. Como todos los saltos en la estructura son iguales, esta simulación sólo tendría que realizarse una única vez. El valor de todos estos parámetros apenas presenta variación con la frecuencia.

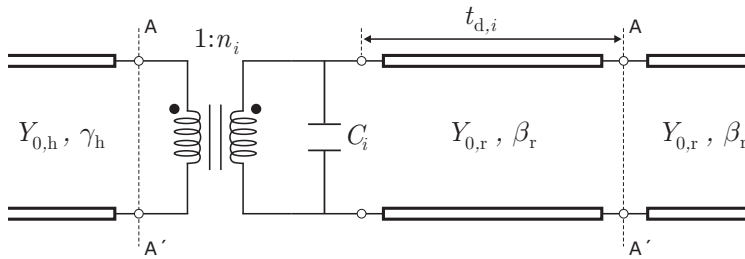


Figura 4.15. Circuito equivalente del salto entre el *housing* y la guía *ridge*. Los planos A-A' representan el plano de la discontinuidad tanto desde el lado del tramo de modo evanescente (izquierda) como desde el lado de la guía *ridge* (derecha).

Las guías *ridge* de un filtro de modo evanescente tendrán en general longitudes diferentes. Este hecho da lugar a que el comportamiento con la frecuencia de cada resonador sea distinto, y que por tanto el dispositivo adquiera un carácter inhomogéneo. Este carácter inhomogéneo se ve acentuado aún más si trasladamos a los resonadores la dependencia en frecuencia de los tramos de guía de modo evanescente, especialmente en lo que respecta a la constante de inversión J_i que introducen. Aunque sería posible desarrollar una elaborada técnica de síntesis similar a la empleada para filtros inductivos, ya descrita en detalle en la sección 3.2, en este caso no se ha optado por seguir dicha estrategia. En su lugar hemos aprovechado las propiedades de la estructura para hacer una serie de aproximaciones que simplifican de forma importante el procedimiento de síntesis, al permitir establecer un único mapeado en frecuencia para toda la estructura⁹.

Como ya hemos comentado, la primera resonancia de las guías *ridge* tiene un carácter similar al de una resonancia de elementos concentrados. De hecho, la longitud de estas guías suele ser reducida y bastante menor a $\lambda_g/2$. Esta característica permite pensar en la posibilidad de reemplazar cada guía *ridge* por un condensador en paralelo que represente el efecto principal de la inserción metálica en esta primera resonancia. La aproximación realizada es bastante habitual en la práctica, ya que también se aplica en la técnica tradicional de síntesis de los filtros de modo evanescente recogida en [79]. No obstante, esta simplificación tiende a reducir ligeramente el ancho de banda de la estructura extraída, ya que desprecia la pequeña longitud de los tramos de guía *ridge* y el efecto inductivo en serie que introducen (y que, al depender de la longitud, es distinto en cada guía *ridge*).

Una vez que las guías *ridge* se han reemplazado por capacidades en paralelo, habría que forzar que los modelos de todos los tramos de guía de modo evanescente (ver la figura 4.13) tengan la misma dependencia con la frecuencia para así obtener un prototipo completamente homogéneo. Si no se cambian las dimensiones del *housing* a

⁹En estructuras inhomogéneas, como ya se comprobó en el capítulo 3, existe un mapeado diferente para cada resonador de la estructura.

lo largo de la estructura, las susceptancias en paralelo jB_i presentan prácticamente la misma variación con la frecuencia. Como el *housing* en estos filtros se suele encontrar bastante al corte en la banda de paso, la cotangente hiperbólica en (4.11b) es casi constante con la frecuencia, con una variación por debajo del $\pm 5\%$ en un ancho de banda del orden del 10%. En lo que respecta a la constante de inversión J_i se van a proponer dos aproximaciones distintas, que dan lugar a dos mapeados en frecuencia diferentes. Si el ancho de banda del filtro no es demasiado grande, podemos asumir que las constantes de inversión J_i son constantes con la frecuencia. Haciendo esta suposición, la admitancia del i -ésimo resonador de la estructura (que agrupa a la capacidad en paralelo C_i y las admitancias paralelo adyacentes jB_i y jB_{i+1}) será

$$Y_i = j\omega C_i - j \frac{\sqrt{(\omega_{c,h}/\omega)^2 - 1}}{\eta} [\coth(\gamma_h l_i) + \coth(\gamma_h l_{i+1})] \quad (4.14)$$

siendo $\gamma_h = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{(\omega_{c,h}/\omega)^2 - 1}$ el exponente lineal de propagación del modo TE_{10} en los tramos de guía de modo evanescente, y $\omega_{c,h} = 2\pi f_{c,h}$ su pulsación de corte.

El hecho de que las cotangentes hiperbólicas en (4.14) sean prácticamente constantes con la frecuencia, invita a emplear el siguiente mapeado con un prototipo paso bajo equivalente formado por condensadores en paralelo conectados por inversores constantes con la frecuencia

$$j\omega' C' \rightarrow j \left[\omega\xi - \chi \frac{\sqrt{\omega_c^2 - \omega^2}}{\omega} \right] \quad (4.15)$$

siendo ξ y χ constantes reales. Dichas constantes se determinan tras forzar que $\omega' = 0$ se corresponda con $\omega = \omega_0$ (donde la pulsación central ω_0 de la banda de paso es un parámetro que aún se debe determinar), y que las pulsaciones del prototipo paso bajo equivalente $\omega' = \pm 1$ estén asociadas con las pulsaciones de corte inferior ω_1 y superior ω_2 de la banda de paso del filtro, lo que da lugar a la siguiente expresión final del mapeado

$$\omega' \rightarrow \frac{1}{\Delta} \left[\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \sqrt{\frac{\omega_{c,h}^2 - \omega^2}{\omega_{c,h}^2 - \omega_0^2}} \right] \quad (4.16)$$

donde la pulsación central ω_0 y el parámetro de ancho de banda Δ se obtienen mediante

$$\omega_0 = \left(\frac{A}{2} \left[\sqrt{A^2 + 4\omega_{c,h}^2} - A \right] \right)^{\frac{1}{2}} ; A = \frac{\omega_1 + \omega_2}{\sqrt{\left(\frac{\omega_{c,h}}{\omega_1}\right)^2 - 1} + \sqrt{\left(\frac{\omega_{c,h}}{\omega_2}\right)^2 - 1}} \quad (4.17a)$$

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2\omega_0} + \frac{\omega_0}{2\sqrt{\omega_{c,h}^2 - \omega_0^2}} \left[\sqrt{\left(\frac{\omega_{c,h}}{\omega_1}\right)^2 - 1} - \sqrt{\left(\frac{\omega_{c,h}}{\omega_2}\right)^2 - 1} \right] \quad (4.17b)$$

Si el ancho de banda del filtro es mayor del 10%, o bien el *housing* se encuentra muy al corte en la banda de paso del filtro (es decir, si $f_{c,h} > 3f_0$), es más preciso extraer un factor de dispersión $\sqrt{f/f_0}$ para los inversores, tal y como se sugiere en [80]. Tras transferir dicho factor a los resonadores para conseguir inversores de impedancia constantes con la frecuencia, el mapeado con respecto al mismo prototipo paso bajo equivalente quedará

$$\omega' \rightarrow \frac{1}{\Delta} \left[\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - \sqrt{\frac{\omega_{c,h}^2 - \omega^2}{\omega_{c,h}^2 - \omega_0^2}} \right] \quad (4.18)$$

donde ahora

$$\omega_0 = \left(\frac{A}{2} \left[\sqrt{A^2 + 4\omega_{c,h}^2} - A \right] \right)^{\frac{1}{2}} ; A = \frac{\omega_1^2 + \omega_2^2}{\sqrt{\omega_{c,h}^2 - \omega_1^2} + \sqrt{\omega_{c,h}^2 - \omega_2^2}} \quad (4.19a)$$

$$\Delta = \frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{2\omega_0^2} + \frac{\sqrt{\omega_{c,h}^2 - \omega_1^2} - \sqrt{\omega_{c,h}^2 - \omega_2^2}}{2\sqrt{\omega_{c,h}^2 - \omega_0^2}} \quad (4.19b)$$

En ambas transformaciones en frecuencia, el parámetro Δ aglutina la información del ancho de banda relativo del filtro y de la pendiente de la reactancia de los resonadores del prototipo.

El procedimiento de síntesis del prototipo sigue ahora la metodología habitual de las técnicas clásicas [9]. En primer lugar se trasladan las especificaciones de atenuación al prototipo paso bajo normalizado mediante la transformación de frecuencia seleccionada. Utilizando las curvas y expresiones habituales, se determina el orden n más bajo que permite satisfacer la atenuación exigida en las cercanías de la banda de paso, y acto seguido se calculan los elementos g_i del prototipo paso bajo normalizado. Este prototipo se transforma a continuación en la forma equivalente formada por condensadores en paralelo e inversores de impedancia constantes con la frecuencia.

Una vez sintetizado el prototipo paso bajo equivalente, realizamos la transformación de frecuencia en dirección contraria para volver así al prototipo original del filtro paso banda de modo evanescente. Tras identificar los inversores en ambos prototipos, obtenemos las siguientes ecuaciones en términos de las longitudes l_i de los inversores

$$\sinh(\gamma_h l_1) = \frac{\left(\left(\frac{\omega_{c,h}}{\omega_0} \right)^2 - 1 \right)^{\frac{1}{4}}}{\sqrt{\eta \Delta}} \sqrt{\frac{g_0 R'_{in} g_1}{E_1 + E_2}} \quad (4.20a)$$

$$\sinh(\gamma_h l_i) = \frac{1}{\Delta} \sqrt{\frac{g_{i-1} g_i}{(E_{i-1} + E_i)(E_i + E_{i+1})}} ; \quad i = 2, 3, \dots, n \quad (4.20b)$$

$$\sinh(\gamma_h l_{n+1}) = \frac{\left(\left(\frac{\omega_{c,h}}{\omega_0} \right)^2 - 1 \right)^{\frac{1}{4}}}{\sqrt{\eta \Delta}} \sqrt{\frac{g_n R'_{in} g_{n+1}}{E_n + E_{n+1}}} \quad (4.20c)$$

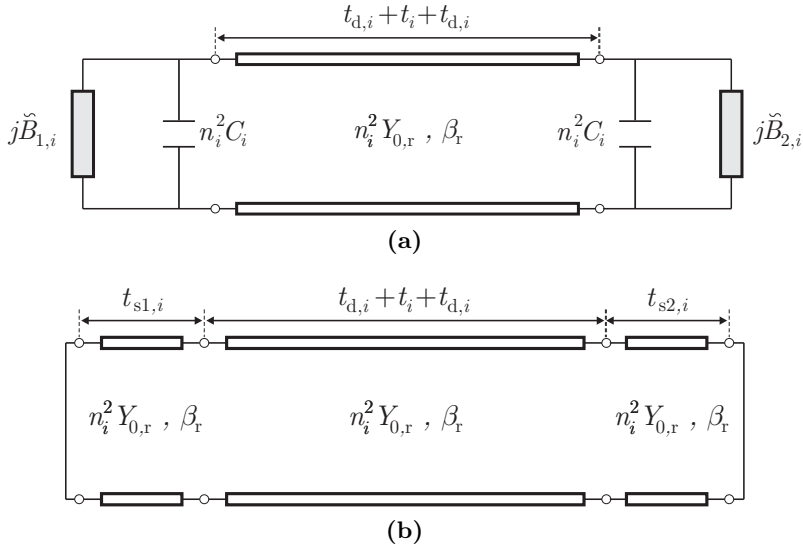


Figura 4.16. Circuitos equivalentes de un resonador en guía *ridge*. En (a) se muestra el circuito equivalente original y en (b) una representación equivalente donde se han reemplazado las cargas ubicadas en los extremos por tramos de línea terminados en cortocircuito.

donde $E_i = \coth(\gamma_{0,h} l_i)$, y R'_{in} es la resistencia del equivalente de Thevenin del circuito de entrada (o de salida, por la simetría longitudinal del dispositivo), que engloba a la discontinuidad entre el puerto de acceso y el *housing*, y también a la susceptancia paralelo jB_1 ubicada antes del primer inversor del prototipo. La resistencia R'_{in} y la reactancia X'_{in} de dicho equivalente de Thevenin vienen dadas por

$$R'_{in} = \frac{R_{in} X_{in}^2}{R_{in}^2 + X_{in}^2} \quad , \quad X'_{in} = \frac{R_{in}^2 X_{in}}{R_{in}^2 + X_{in}^2} \quad (4.21a)$$

$$R_{in} = n_{in}^2 n_f^2 Z_{0,in} \quad , \quad X_{in} = \frac{n_{in}^2 n_f^2}{B_{in} + n_{in}^2 B_1} \quad (4.21b)$$

siendo n_{in} y B_{in} los parámetros definidos en (4.12) y (4.13) para el circuito equivalente de la discontinuidad entre el puerto de acceso y el *housing*, mientras que $Z_{0,in}$ denota a la impedancia característica del puerto de acceso. Por su parte, n_f^2 será igual a 1 cuando se utilice el mapeado (4.16) y se tomará igual a f_0/f si se emplea el mapeado alternativo (4.18).

Las longitudes l_i no se pueden despejar del sistema de ecuaciones (4.20) directamente o mediante las técnicas básicas del álgebra lineal, al tratarse en realidad de un sistema no lineal por culpa de los términos E_i . El sistema se puede resolver en su lugar aplicando un procedimiento iterativo similar al que utilizan los algoritmos de punto fijo [101]. Inicialmente supondremos que las longitudes son suficientemente

largas como para poder aproximar todos los términos E_i por 1 y así obtener unos primeros valores de las longitudes l_i a partir de las distintas ecuaciones que forman (4.20). El siguiente paso consiste en utilizar estas longitudes l_i para evaluar el lado derecho de las expresiones de dicho sistema de ecuaciones, y a continuación despejar nuevamente las longitudes del lado izquierdo de (4.20) para obtener una mejor aproximación. Este procedimiento se repite de forma iterativa, alcanzando convergencia en un número reducido de iteraciones. Como las funciones implicadas se pueden evaluar de forma inmediata, el tiempo que requiere resolver el sistema (4.20) y derivar el valor final de las longitudes l_i es realmente despreciable.

Una vez obtenidas las longitudes de los tramos de guía de modo evanescente, quedarían por determinar las longitudes de las distintas guías *ridge*. Si bien el efecto principal de las penetraciones metálicas es el de introducir una capacidad en paralelo, los tramos de guía *ridge* son en realidad unos elementos distribuidos. Por dicha razón, se pueden obtener unas longitudes más precisas modelando las guías *ridge* como elementos distribuidos en lugar de como capacidades concentradas (en cuyo caso la longitud se podría determinar, por ejemplo, utilizando los circuitos equivalentes recogidos en [207]).

Por lo tanto, el circuito equivalente que consideraremos para el i -ésimo resonador del filtro de modo evanescente será el mostrado en la figura 4.16(a). En el circuito se incluye los condensadores en paralelo, el efecto de los transformadores de impedancia y los desfases originados por los saltos entre la guía *ridge* y el *housing* (ver la figura 4.15)¹⁰. Así mismo, en los extremos del resonador se introducen las susceptancias en paralelo $j\tilde{B}_{1,i}$ y $j\tilde{B}_{2,i}$ que representan las cargas conectadas a cada lado de la guía *ridge*. Normalmente estas susceptancias son iguales a las inductancias paralelo jB_i y jB_{i+1} de las guías en modo evanescente adyacentes al i -ésimo resonador (ver la expresión (4.11b)). No obstante, la susceptancia a la entrada del primer resonador y a la salida del último resonador deben incorporar además las admitancias paralelo $jX'_{in}J_1^2$ y $jX'_{in}J_{n+1}^2$ procedentes de la conexión entre los puertos de acceso y el *housing*, con X'_{in} dada por (4.21).

La forma más simple de obtener la longitud física t_i incógnita consiste en agrupar las admitancias en paralelo y reemplazarlas por un tramo de línea de las mismas características de la guía *ridge* terminado en cortocircuito. Esto da lugar al circuito equivalente mostrado en la figura 4.16(b) donde la longitud de dichos *stubs* será

$$t_{s1,i} = -\frac{\lambda_{g,r}}{2\pi} \operatorname{acot} \left(\frac{\tilde{B}_{1,i} + n_i^2 \omega C_i}{n_i^2 Y_{0,r}} \right) \quad (4.22a)$$

$$t_{s2,i} = -\frac{\lambda_{g,r}}{2\pi} \operatorname{acot} \left(\frac{\tilde{B}_{2,i} + n_i^2 \omega C_i}{n_i^2 Y_{0,r}} \right) \quad (4.22b)$$

de modo que $Y_{0,r}$ y $\lambda_{g,r}$ representan la admitancia característica del modo fundamental

¹⁰Los dos transformadores con misma relación de transformación pero conectados de forma contraria, correspondientes a los saltos a la entrada y a la salida del tramo de guía *ridge*, producen un incremento del nivel de la admitancia de los condensadores y de la guía *ridge* ubicada entre ellos.

y la longitud de onda en la guía, respectivamente. Evidentemente las longitudes $t_{s1,i}$ y $t_{s2,i}$ presentan una dependencia importante con la frecuencia.

La longitud física t_i de la guía *ridge* se deduce forzando que el i -ésimo resonador tenga su primera resonancia a la frecuencia central del filtro, es decir, obligando a que su longitud eléctrica equivalente sea exactamente $\lambda_{g,r}/2$ a $f_0 = 2\pi\omega_0$

$$t_i = \left. \frac{\lambda_{g,r}}{2} - 2t_{d,i} - t_{s1,i} - t_{s2,i} \right|_{f=f_0} \quad (4.23)$$

lo que determina las longitudes físicas de las distintas guías *ridge* de la estructura.

El procedimiento de síntesis dimensional recién presentado permite deducir unos valores iniciales para las longitudes de las distintas guías de la estructura. Además, es posible determinar con bastante precisión la extensión de la banda eliminada ya que, dejando aparte el efecto de los modos superiores que se controla mediante la elección adecuada de la altura del *housing*, se puede estimar la frecuencia a la que aparecerán los espúreos asociados a las otras dos causas. Gracias a que tenemos un valor inicial de las longitudes de los tramos de modo evanescente, podemos aplicar (4.9) para calcular de forma aproximada cuando empieza a resonar el *housing*. Por otro lado, la frecuencia a la que se produce la resonancia TE_{102} de cada resonador de la estructura se puede estimar buscando la siguiente resonancia del circuito equivalente de la figura 4.16(b) (donde ahora la longitud t_i de cada guía *ridge* es ya conocida).

Así mismo, al disponer de una estimación de las longitudes de los distintos elementos, podemos evaluar fácilmente la longitud que tendrá todo el dispositivo. Debido a las aproximaciones realizadas, y muy especialmente al hecho de modelar las penetraciones metálicas como una capacidad en paralelo, el método tiende a sobreestimar la longitud total del filtro y a proporcionar una respuesta con un ancho de banda ligeramente más reducido del especificado. En cualquier caso, es capaz de proporcionar una buena estimación de las longitudes l_i y t_i de los tramos de guía una vez se han fijado los parámetros libres de la estructura. Como el procedimiento de síntesis permite evaluar fácilmente la extensión de la banda eliminada del filtro y la longitud del componente, se puede también emplear para aplicar de una forma rápida y aproximada las estrategias de diseño ya comentadas en el apartado 4.2.2. En definitiva, gracias al procedimiento de síntesis dimensional, es posible disponer en un tiempo bastante reducido de una buena aproximación de las dimensiones de toda la estructura, las cuales se deberán refinar posteriormente mediante optimización.

4.3.2. Técnica de Segmentación

Tras haber fijado los valores de los parámetros libres de la estructura y aplicar la técnica de síntesis aproximada para obtener unas dimensiones iniciales de las longitudes de las guías de la estructura, normalmente no se consigue recuperar perfectamente la forma de la función de transferencia deseada en la banda de paso. Esta

función de transferencia ideal suele ser una respuesta de tipo *all-pole* con rizado constante, ya que las topologías en línea consideradas no permiten implementar ceros de transmisión cerca de la banda de paso.

El siguiente paso consiste en reajustar el valor de las variables de diseño para recuperar la función objetivo. Para poder recuperar dicha función es necesario disponer de una variable de diseño por cada inversor para ajustar su constante de acoplo, y otra por resonador para sintonizar su frecuencia de resonancia. Tal y como hemos comentado al principio de la [sección 4.2](#), se emplearán las longitudes de los tramos de guía en modo evanescente y de las guías *ridge* para realizar dicha función. Esta elección se ha tomado fundamentalmente por una razón de eficiencia computacional, ya que al modificar estas variables no cambia la sección transversal de las guías, y por tanto no es necesario recalcular el espectro modal de ninguna guía *ridge* (la parte más costosa de la simulación al involucrar a guías de sección transversal arbitraria).

En vez de actuar sobre todas las variables simultáneamente, se ha vuelto a aplicar la técnica de segmentación ya descrita en profundidad en el [apartado 3.3.2](#) de esta memoria. El procedimiento es básicamente el mismo, utilizando ahora un prototipo de elementos concentrados para generar la respuesta ideal objetivo.

En la primera etapa de esta técnica de segmentación se consideraría la parte de la estructura que va desde la guía de entrada hasta su segunda guía *ridge*, que actuará ahora como puerto de salida. Los parámetros de diseño a ajustar serían las longitudes l_1 y l_2 de los dos tramos de guía en modo evanescente y la longitud t_1 del único resonador incluido en dicha parte de la estructura (ya que la segunda guía *ridge* actúa solamente como puerto de salida). En cada etapa se añadirá un tramo de guía en modo evanescente adicional y una guía *ridge* (que será la guía de salida), y se considerarán para realizar el diseño la longitud de la guía *ridge* del último resonador incluido junto a las longitudes de los tramos de guía de modo evanescente a su entrada y salida. Al llegar al centro del dispositivo, se aprovechará la simetría para montar la estructura en su conjunto, y se retocarán por último las variables de la zona central.

Este procedimiento de diseño se ha realizado a lo largo de esta tesis de una forma completamente manual, debido a que el tiempo que requiere no es muy elevado por la elección de las variables de diseño (la aplicación de esta técnica a un filtro de orden 5 se completa en un tiempo del orden de 20 a 30 minutos). No obstante, este procedimiento se podría automatizar en el caso de filtros con bandas de paso no muy anchas, e incluso acelerarlo introduciéndolo dentro de una estrategia de mapeado espacial agresivo, tal y como se ha realizado en la técnica de diseño de filtros inductivos con tornillos de sintonía descrita en la [sección 3.3](#).

Una vez se ha completado el diseño del filtro, es decir, se ha recuperado la forma de la función de transferencia deseada en la banda de paso, se pasaría a evaluar sus prestaciones en lo que respecta a longitud, extensión de la banda eliminada, pérdidas y capacidad de manejo de potencia. Además, se vería el margen que se dispone con respecto a las especificaciones y las restricciones de las técnicas de fabricación. Si tras realizar estas comprobaciones, se detecta que aún se dispone de cierto margen, se

aplicarán las estrategias de diseño para optimizar la elección de los parámetros libres de la estructura, para luego volver a reajustar las longitudes de los tramos de guía *ridge* y de modo evanescente.

En este proceso de ajuste final de los parámetros libres de la estructura, es decir, de las dimensiones del *housing* y de las penetraciones metálicas, resulta muy ventajosa la técnica de segmentación. Tras modificar los parámetros libres y completar la primera etapa de la técnica de segmentación, el diseñador puede comparar las dimensiones físicas con las que obtenía con anterioridad. De esta forma es posible prever con mayor precisión, y sin tener que completar todas las etapas de diseño del filtro, el margen real que se dispone a la hora de ajustar los parámetros libres de diseño, y poder reajustarlos rápidamente de cara a verificar de la mejor forma posible el conjunto de las especificaciones de diseño.

4.4. Resultados

El procedimiento y las estrategias descritas en las dos últimas secciones se han aplicado para realizar el diseño de una gran cantidad de filtros de modo evanescente. En este apartado vamos a resumir los resultados más significativos obtenidos.

En primer lugar analizaremos las prestaciones de las configuraciones simétricas y asimétricas con el diseño de varios filtros de modo evanescente sujetos a diferentes conjuntos de especificaciones. De esta forma podremos, por un lado, comprobar el buen funcionamiento de las estrategias de diseño presentadas en [la sección 4.2](#), y por otro lado, comparar las dos configuraciones clásicas consideradas y determinar la más adecuada en función de las especificaciones concretas a satisfacer.

4.4.1. Análisis de Prestaciones

En este apartado hemos considerado cuatro conjuntos de especificaciones diferentes, intentando en cada una de ellas optimizar una prestación concreta en lo que se refiere a tamaño, extensión de la banda eliminada, pérdidas y capacidad de manejo de potencia. Para cada una de estas cuatro especificaciones, se ha diseñado un filtro de modo evanescente con configuración simétrica (es decir, con inserciones metálicas en la pared superior e inferior) y otro con configuración asimétrica (con inserciones sólo en la pared superior).

Para poder realizar una comparativa lo más justa posible, en los cuatro casos se han mantenido las mismas especificaciones en la banda de paso. Los filtros deberán tener una respuesta de rizado constante centrada a 10 GHz, con un ancho de banda de 300 MHz, que presente unas pérdidas de retorno mínimas de 23,4 dB. A nivel de selectividad, se exige que los filtros proporcionen una atenuación de al menos 40 dB a la frecuencia de 10,4 GHz. Los puertos de acceso serán guías WR90 estándar.

Tabla 4.3
 DIMENSIONES Y PRESTACIONES DE LOS FILTROS DISEÑADOS PARA CUMPLIR LAS CUATRO ESPECIFICACIONES CONSIDERADAS

Parámetro	Especif. A		Especif. B		Especif. C		Especif. D	
	Sim.	Asim.	Sim.	Asim.	Sim.	Asim.	Sim.	Asim.
a_h (mm)	10,550	10,650	10,250	10,400	6,000	6,500	6,790	6,940
b_h (mm)	8,815	8,815	8,815	8,815	7,490	7,490	5,275	5,400
w (mm)	2,920	2,600	4,620	4,680	2,700	2,440	3,050	2,780
h (mm)	3,200	4,750	3,020	4,600	3,506	5,650	2,480	4,652
Hueco g (mm)	2,415	4,065	2,775	4,215	0,478	1,840	0,315	0,748
$l_1 = l_6$ (mm)	3,225	3,145	2,475	2,695	0,250	0,250	0,250	0,250
$t_1 = t_5$ (mm)	3,638	2,941	5,460	3,892	0,901	0,900	0,901	0,903
$l_2 = l_5$ (mm)	12,600	12,235	11,045	11,185	6,610	6,035	7,785	7,685
$t_2 = t_4$ (mm)	4,038	3,538	6,258	4,892	1,435	2,965	1,411	1,870
$l_3 = l_4$ (mm)	14,020	13,690	12,345	12,535	7,065	6,312	8,278	8,138
t_3 (mm)	4,030	3,521	6,241	4,860	1,433	2,955	1,411	1,868
Longitud (mm)	79,072	74,619	81,407	75,258	33,953	35,879	38,661	39,560
Pérdidas (dB)	0,229	0,214	0,259	0,261	0,442	0,388	0,475	0,391
E_{\max} (V/cm)	505,1	292,3	368,4	240,4	2192,2	507,0	2983,7	1213,3
$f_{\max,pe}$ (GHz)	17,0	17,0	17,0	17,0	20,0	20,0	28,4	27,7

En las dos primeras especificaciones, que denominaremos especificaciones A y B, se pretende lograr un filtro de una longitud inferior a 10 cm y con una banda eliminada que presente un rechazo mayor a 40 dB entre 10,4 y 17 GHz. Manteniendo las restricciones anteriores, la especificación A busca reducir al máximo el nivel de pérdidas, mientras que en la especificación B se debe optimizar la capacidad de manejo de potencia del filtro.

La especificación C, por su parte, busca la estructura más compacta posible. Por tanto se debe reducir al máximo la longitud del filtro, y limitar la altura y anchura de la estructura a la de los puertos de acceso para que el dispositivo no aumente sus dimensiones máximas. La banda eliminada deberá llegar hasta 20 GHz con una atenuación también superior a los 40 dB, y las pérdidas no deberán sobrepasar los 0,5 dB. Los filtros diseñados bajo la última especificación, la D, irán encaminados a optimizar al máximo la extensión de la banda eliminada. Su longitud total deberá ser siempre inferior a 10 cm y sus pérdidas no deberán superar tampoco los 0,5 dB.

También consideraremos las restricciones asociadas a una fabricación mediante microfresadora. Dichas restricciones consistirán en que las brocas que comen el material tengan un diámetro mayor a 0,25 veces su altura (lo que limita el ancho mínimo de las zonas sin metal), y que cualquier metalización debe a su vez tener un grosor mínimo de 0,9 mm para que no sufra una deformación importante. Se asumirá que la configuración simétrica se montará con dos mitades idénticas, una incluyendo las penetraciones superiores y la otra con las penetraciones metálicas inferiores. Por otro lado, la configuración asimétrica se construirá también en dos partes, una parte superior con las penetraciones metálicas y una parte inferior sin ninguna penetración. Así mismo, limitaremos la longitud mínima del primer inversor a 0,25 mm para facilitar la convergencia de la técnica de simulación empleada¹¹.

Siguiendo las estrategias presentadas en la sección 4.2, y aplicando la técnica de diseño descrita en la sección 4.3, se ha completado el diseño de un par de filtros de modo evanescente que cumplan cada especificación, uno con configuración simétrica y otro con configuración asimétrica. En todos los casos ha sido necesario emplear un filtro de orden 5 para poder satisfacer los requisitos de selectividad, los cuales exigían una atenuación superior a 40 dB a 10,4 GHz. Las dimensiones de los ocho filtros diseñados junto a las prestaciones que proporcionan se recogen en la tabla 4.3. Los valores de las prestaciones se han obtenido a través de los resultados de los simuladores. La longitud total de las estructuras no incluye los puertos de acceso. La banda eliminada, donde el parámetro S_{21} está por debajo de -40 dB, empieza en todos los filtros en 10,4 GHz y se extiende hasta la frecuencia $f_{\max_{be}}$ indicada en la última fila de la tabla 4.3.

Los resultados muestran como las estrategias de diseño funcionan correctamente, ya que los filtros diseñados bajo las especificaciones que pretenden optimizar una cierta prestación, son precisamente los que proporcionan un mejor resultado en dicha

¹¹A nivel práctico, esta especificación prácticamente no va a afectar a los resultados finales al ser una longitud realmente muy pequeña.

prestación concreta. Así mismo, los resultados también revelan como las estrategias de diseño desarrolladas ayudan al diseñador a encontrar el camino para optimizar una cierta prestación cumpliendo simultáneamente el resto de restricciones impuestas.

Como ya se describió en el apartado 4.2.2, para reducir las pérdidas es conveniente seleccionar la mayor anchura de *housing* que permita satisfacer los requerimientos fuera de banda. Sin embargo, si se pretende reducir al máximo la altura h de la penetración metálica y mejorar así la capacidad de manejo de potencia, es conveniente en ocasiones tomar un *housing* ligeramente menor, sobre todo cuando los espúreos asociados a la resonancia del *housing* aparecen antes en frecuencia que los correspondientes a la segunda resonancia de las guías *ridge*. Esta modificación, junto a la diferente elección en la anchura w de las penetraciones metálicas, hace que el campo equivalente máximo E_{max} sea algo menor en el filtro destinado a mejorar la capacidad de manejo de potencia a cambio de unas pérdidas ligeramente mayores (ver la tabla 4.3). Como podemos ver, los filtros diseñados bajo ambas especificaciones cumplen las restricciones en la banda eliminada, que han sido más restrictivas que la correspondiente a la longitud máxima.

Por otro lado, cuando se pretende optimizar tanto la longitud del filtro como la extensión de la banda eliminada, se debe reducir al máximo la anchura a_h del *housing*. La diferencia fundamental entre ambas estrategias, como se comentó en el apartado 4.2.2, hace referencia a la elección de la altura b_h del *housing*. Al intentar optimizar la banda eliminada, y conforme va aumentando la extensión de la banda eliminada al reducir la anchura del *housing*, también es necesario reducir conjuntamente su altura b_h para mover la frecuencia de corte del primer modo con paridad «eo» por encima de la nueva banda eliminada. Esta reducción en la altura del *housing* no es necesaria si la extensión de la banda eliminada se ha prefijado de antemano y sólo se pretende reducir el tamaño de la estructura. Como resultado, el salto entre el puerto de acceso y el *housing* es más importante en los filtros optimizados para ampliar al máximo la banda eliminada, lo que nos permite poder reducir menos la anchura del *housing* si queremos que el primer tramo de guía en modo evanescente tenga una longitud l_1 positiva o, como es nuestro caso, no sea inferior a 0,25 mm. Al poder reducir menos la anchura del *housing*, los tramos de guía de modo evanescente serán más largos y el filtro resultante será menos compacto. Estas diferencias se ilustran claramente en la tabla 4.3. La limitación en las pérdidas de inserción máximas no llegó a afectar en ningún momento a ambos diseños, al tratarse de filtros de un orden relativamente reducido.

El último aspecto que debemos tratar en este apartado es la comparación entre las topologías simétricas y asimétricas. Los resultados recopilados en la tabla 4.3 muestran como la configuración simétrica proporciona siempre peor capacidad de manejo de potencia que la asimétrica para el mismo conjunto de especificaciones. Aunque las diferencias son menores en lo que respecta a las pérdidas, la configuración asimétrica parece ser nuevamente mejor que la simétrica en esta prestación concreta. La única excepción proviene de los filtros diseñados bajo la especificación B. En este caso, las pérdidas que proporcionan ambas configuraciones son casi iguales. Sin embargo, es

posible obtener un filtro asimétrico con un valor de w intermedio que proporcione simultáneamente mejores pérdidas y manejo de potencia que las que se pueden conseguir de forma individual con cualquier filtro que emplee una configuración simétrica. Por otro lado, las configuraciones simétricas son capaces de conseguir filtros ligeramente más cortos y con una banda eliminada algo más amplia.

Como conclusión, podemos indicar que las configuraciones simétricas son adecuadas cuando se pretende optimizar al máximo la longitud o la extensión de la banda eliminada del filtro, y al mismo tiempo las especificaciones de capacidad de manejo de potencia y pérdidas no son demasiado exigentes. En cualquier otro caso, es aparentemente mejor utilizar una configuración asimétrica.

4.4.2. Resultados Experimentales¹²

Para poder validar experimentalmente el trabajo realizado, se han diseñado, fabricado y medido dos filtros de modo evanescente. En este apartado vamos a comentar los resultados obtenidos, los cuales ya han sido recogidos por separado en [195], [196] y de forma conjunta en [208]. En ambos casos se ha seguido una versión preliminar de las metodologías de diseño descritas en el apartado 4.2.2, que aunque se basan en los mismos principios, no consideran en ningún momento las restricciones asociadas a la altura máxima del *housing*. En el momento de realizar el diseño de los filtros, el autor de esta tesis no era consciente de la necesidad de forzar la condición (4.8), ya que los espúreos originados por los modos superiores como resultado de los desalineamientos y asimetrías en la fabricación no aparecen en la respuesta que proporciona un simulador electromagnético.

Ambos filtros deben cumplir las mismas especificaciones en la banda de paso. En concreto, esta banda deberá tener un ancho de 249 MHz, estar centrada a una frecuencia de 6,966 GHz, y presentar unas pérdidas de retorno mínimas de 22 dB. La especificación de selectividad nos exige que la atenuación a 7,2 GHz esté por encima de los 40 dB, lo que obliga a utilizar un filtro de orden 7. Los filtros estarán terminados con guías estándar WR137. La fabricación se ha realizado mediante microfresadora, empleando aluminio con un plateado electrolítico para mejorar la conductividad de las paredes y reducir así las pérdidas óhmicas del filtro. Según el fabricante, las tolerancias del proceso de fabricación se situarían en $\pm 10 \mu\text{m}$.

Con el primer filtro se debían optimizar las pérdidas de inserción, manteniendo una banda eliminada que abarcara hasta el segundo armónico con una atenuación superior a 40 dB. Teniendo en cuenta el conjunto de especificaciones a satisfacer, y las conclusiones del análisis de prestaciones llevado a cabo en el apartado 4.4.1, la

¹²Los prototipos mostrados en este apartado fueron fabricados y medidos por Alcatel Espacio España (actualmente Thales Alenia Space España). El autor de esta tesis está muy agradecido a la empresa y a su plantilla del área de dispositivos pasivos de microondas por la fabricación de ambos prototipos, y por la autorización recibida para publicar fotos internas de los dispositivos y las medidas experimentales obtenidas.

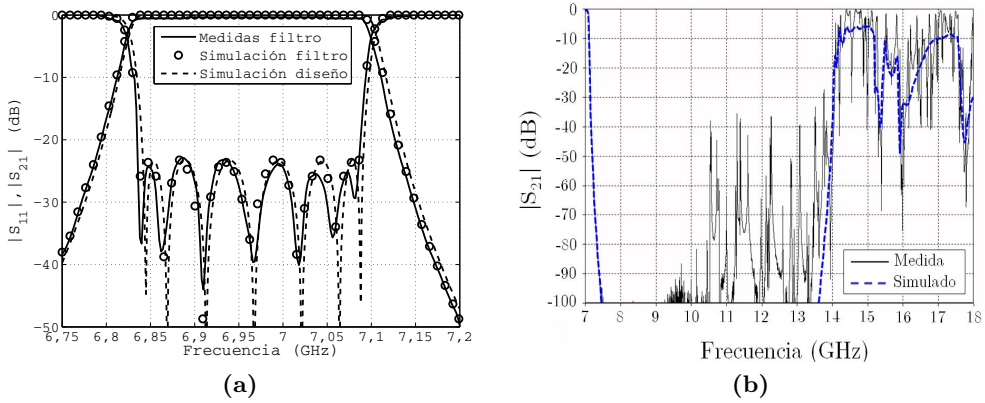


Figura 4.17. Respuestas del prototipo de filtro de modo evanescente asimétrico. Se comparan las medidas con las respuestas obtenidas del simulador empleando las dimensiones del control dimensional del prototipo y las dimensiones del diseño. En (a) se muestra la comparativa en la banda de paso, y en (b) se representan la medida del prototipo y la simulación del diseño inicial en un gran ancho de banda.

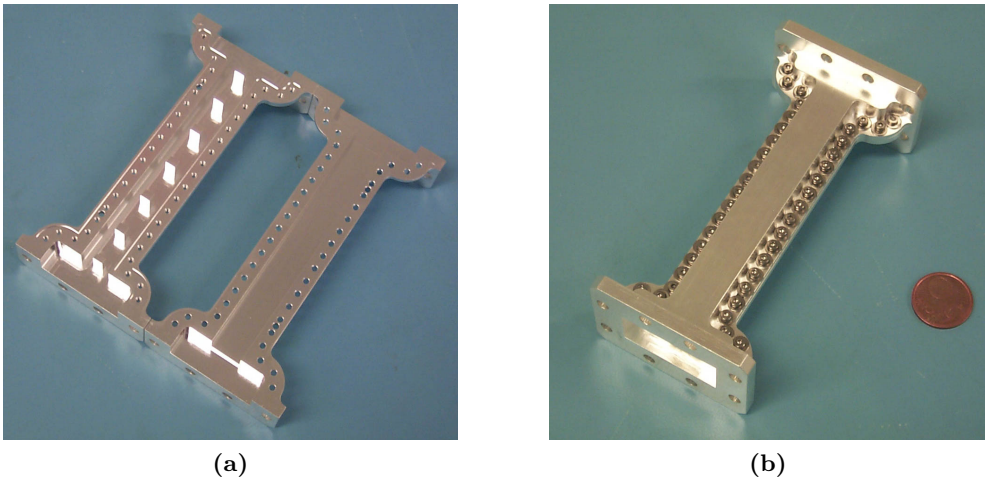


Figura 4.18. Fotos del prototipo de modo evanescente asimétrico fabricado. En (a) se muestran las dos partes del filtro, una con las penetraciones metálicas y otra vacía, y en (b) se muestra el filtro montado.

configuración asimétrica es a priori la más adecuada para satisfacer este conjunto de especificaciones. Esta configuración suele ser capaz de proporcionar una banda eliminada que llegue al segundo armónico, y además lo consigue introduciendo menos

pérdidas que una configuración simétrica.

El filtro diseñado se fabricó en dos partes, una que incluye las penetraciones metálicas y otra vacía (ver la figura 4.18). La figura 4.17 muestra la comparación entre la respuesta medida y la obtenida con un simulador electromagnético empleando tanto las dimensiones que proporcionó el fabricante tras realizar el control dimensional del prototipo como las del diseño inicial. Las pérdidas de inserción en la banda de paso llegaron a ser algo inferiores a 0,33 dB, lo que se traduce en un factor de calidad de aproximadamente 3600. La longitud total del filtro (excluyendo los puertos de acceso) fue de 102,13 mm.

El segundo filtro se diseñó intentando reducir al máximo su longitud, con una banda eliminada que llegara a abarcar al menos hasta el tercer armónico¹³. Al no tener ninguna restricción en lo que respecta a las pérdidas y a la capacidad de manejo de potencia, y en virtud de la comparativa realizada en el apartado 4.4.1, la mejor configuración es la simétrica. El filtro diseñado se fabricó en este caso en dos mitades idénticas construidas mediante microfresadora, y que posteriormente se alinearon y ensamblaron (ver la figura 4.20).

La figura 4.19 compara las respuestas obtenidas con el simulador (tomando las dimensiones proporcionadas por el control dimensional y las del diseño inicial) con las medidas del prototipo fabricado. La estructura obtenida tenía una longitud de sólo 73,62 mm (sin contar los puertos de acceso), que es muy reducida si tenemos en cuenta la banda de frecuencias de trabajo y que se trata de un filtro de orden 7. Como era de esperar, las pérdidas empeoraron respecto al prototipo asimétrico, aumentando hasta 0,45 dB. Este valor de pérdidas de inserción se corresponde con un factor de calidad de 2800.

Las medidas de los dos prototipos fabricados son bastante buenas, especialmente en el caso de la configuración asimétrica, donde no existe una degradación relevante en el nivel de las pérdidas de retorno. La banda de paso se desplazó en este caso 4,6 MHz hacia frecuencias inferiores con una reducción en su anchura de 1,6 MHz. Por su parte, las degradaciones en la respuesta de la configuración simétrica son mayores. Por un lado, el centro de la banda de paso se movió 11 MHz hacia frecuencias superiores, y si bien el ancho de banda se redujo en 2,6 MHz, las pérdidas de retorno llegaron a bajar hasta casi 19 dB en la parte final de la banda de paso.

Las variaciones observadas, en cualquier caso, se encuentran dentro del margen de tolerancias indicado por el fabricante. Un análisis de sensibilidad revela, al igual que las medidas, que la configuración simétrica es mucho más sensible que la asimétrica. Este hecho se debe a que la variable más sensible de la estructura, el hueco o *gap g* que dejan las *ridges*, es bastante más reducido en la configuración simétrica.

El control dimensional revela que ningún parámetro de los dos dispositivos fabricados se encuentran fuera de las tolerancias de fabricación de $\pm 10 \mu\text{m}$, si bien existen

¹³Al no haber considerado la restricción sobre la altura del *housing*, la estrategia para optimizar la longitud y la extensión de la banda eliminada coincidieron en este caso.

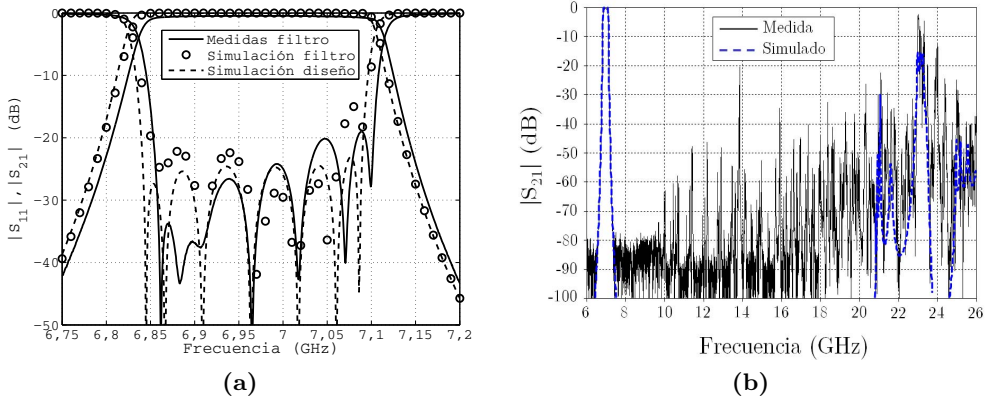


Figura 4.19. Respuestas del prototipo de filtro de modo evanescente simétrico. Se muestran las medidas y las respuestas simuladas empleando las dimensiones del control dimensional del prototipo y las dimensiones del diseño inicial. En (a) se comparan todas estas respuestas en la banda de paso, mientras que en (b) se muestran en un gran ancho de banda las medidas del prototipo y la simulación del diseño inicial realizado.

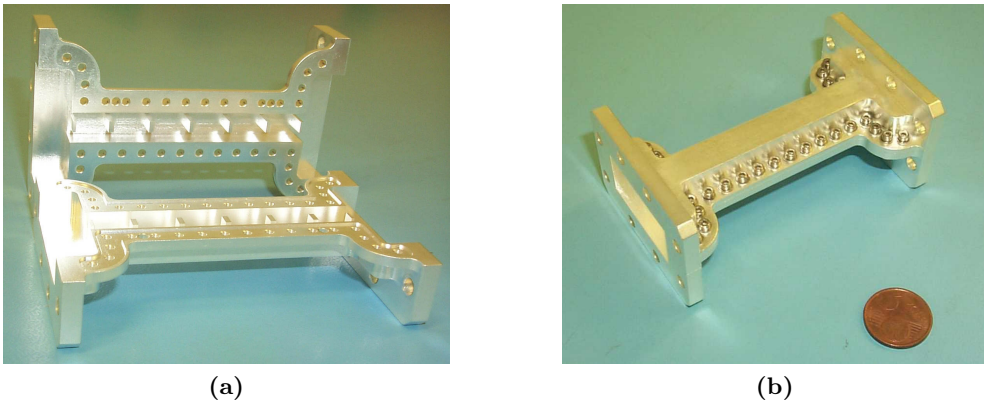
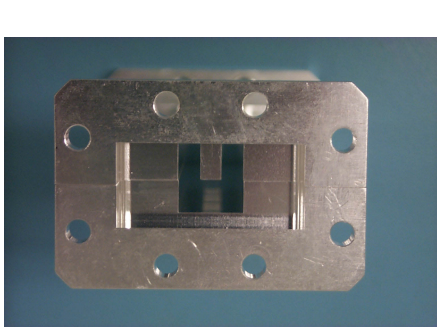
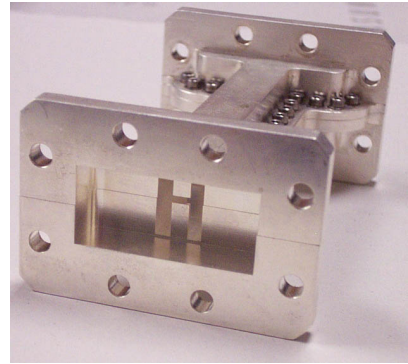


Figura 4.20. Fotos del prototipo de modo evanescente simétrico fabricado. En (a) se muestran las dos mitades del filtro y en (b) se muestra el filtro montado.

unas esquinas redondeadas de 0,8 mm de radio en el salto entre los puertos de acceso y el *housing*, que inevitablemente produce la microfresadora. En el caso asimétrico, la simulación realizada con las dimensiones procedentes del control dimensional corrigen tanto la desviación en frecuencia como el ancho de banda, y sólo existe una mínima diferencia en el nivel de rizado. Sin embargo, la respuesta simulada del pro-



(a)



(b)

Figura 4.21. Fotos que muestran el grado de desalineamiento que se produce al montar los filtros de modo evanescente fabricados. En (a) se muestra el prototipo asimétrico, y en (b) el prototipo con configuración simétrica.

totipo simétrico se aleja bastante de los resultados experimentales, aun empleando las dimensiones de las dos piezas del dispositivo medidas tras su fabricación.

Las variaciones observadas en el caso simétrico se justifican por la dificultad de realizar un alineamiento y ensamblado perfecto de la estructura, y a que estas imprecisiones afectan de forma notable a una zona extremadamente sensible de la estructura. Aun empleando los *pines* de alineamiento, el ensamblar la estructura se percibe la existencia de un cierto margen de movimiento entre ambas piezas antes de proceder a atornillarlas (ver la figura 4.21). Además, el valor exacto del hueco g entre penetraciones metálicas se verá afectado por el hecho de tener que unir las dos mitades del filtro. Estos problemas de alineamiento hacen que la parte más sensible de la estructura, las penetraciones metálicas, no queden perfectamente enfrentadas y su separación vertical no sea la deseada.

Aunque la estructura asimétrica también puede presentar desalineamientos, su impacto sobre la respuesta será bastante inferior al presentar un hueco g sustancialmente mayor y no tener dos penetraciones enfrentadas entre sí. Como resultado, el dispositivo resulta ser considerablemente menos sensible¹⁴.

La explicación anterior justifica el ajuste prácticamente perfecto entre las simulaciones (considerando la información que nos da el control dimensional) y las medidas en la configuración asimétrica, y las diferencias significativas que existen en el caso

¹⁴A nivel de fabricación, la mejor opción sería un filtro asimétrico realizado en una configuración de cuerpo y tapa, ya que desaparecerían casi por completo todos los problemas de desalineamiento. Para poder realizar esta fabricación, sería necesario que la pared inferior de los puertos de acceso y del *housing* estuvieran al mismo nivel, siendo así la estructura ligeramente diferente a la configuración asimétrica que nosotros hemos considerado (ver la figura 4.1(b) de la página 249).

del prototipo simétrico. Este hecho da una ventaja adicional a la configuración asimétrica respecto a la simétrica, su menor sensibilidad a imprecisiones de fabricación, tanto en lo que respecta a las tolerancias de fabricación como a los problemas de desalineamientos entre las distintas partes que forman la estructura. Esta ventaja se debe añadir a las ya comentadas en el apartado 4.4.1.

Centrándonos ahora en la respuesta en la banda eliminada, y dejando aparte la presencia de espúreos, las figuras 4.17(b) y 4.19(b) muestran un excelente ajuste entre la respuesta medida y la simulada. Sin embargo, las medidas fuera de banda están plagadas de picos espúreos. Aunque la mayoría de estos picos tienen un rechazo superior a 35 dB, degradan de forma muy importante las prestaciones en la banda eliminada. Además, en el caso del prototipo simétrico, existe algún espúreo que llega a estar cerca de los 20 dB.

Entre las tres posibles fuentes de espúreos comentadas en el subapartado 4.2.1.5, la única que no detecta un simulador electromagnético es la presencia de modos de familias de simetría que idealmente no deberían aparecer en la estructura. Teóricamente, los espúreos originados por este motivo deberían aparecer a partir de la frecuencia de corte del primer modo problemático en la guía *ridge*. Dicha frecuencia de corte es igual a 10,63 GHz en el prototipo simétrico fabricado, y de 10,07 GHz en el asimétrico. Como podemos observar en las figuras 4.17(b) y 4.19(b), los espúreos en la banda eliminada empiezan a aparecer exactamente a dichas frecuencias. Además, los espúreos con un nivel de potencia más elevado aparecen a las frecuencias a las que los modos problemáticos presentan justamente una mayor transmisión. Todos estos indicios permiten concluir que estos espúreos se deben a la excitación de modos que idealmente no deberían aparecer en la estructura. La existencia de dichos modos dan un camino alternativo para que la potencia introducida a la entrada del filtro llegue, de forma atenuada, al puerto de salida.

Los modos indeseados se excitan por las asimetrías y los desalineamientos ocasionados en el proceso de fabricación y ensamblaje posterior de la estructura. Para poder evitar dichos picos espúreos, se debe limitar la altura máxima del *housing* según (4.8) para conseguir así que los modos que los originan no entren en propagación durante toda la banda eliminada. Como la presencia de estos espúreos sólo se puede detectar tras la fabricación y medida de un prototipo, no fuimos conscientes de esta limitación en el momento de realizar el diseño de los dos prototipos. Una vez observados e identificada la causa que los origina, se actualizaron las estrategias de diseño para incorporar esta importante limitación práctica.

Aun sin haber llegado a introducir ninguna condición sobre el valor máximo de b_h , podemos considerar que se han validado a nivel experimental las estrategias de diseño propuestas en el apartado 4.2.2, y la comparativa entre la configuración simétrica y asimétrica realizada en el apartado 4.4.1. Por ejemplo, podemos ver como el prototipo asimétrico, pese a tener que proporcionar una banda eliminada amplia que cubra hasta el segundo armónico, presenta unas pérdidas claramente menores que la configuración simétrica (su factor de calidad es casi un 30 % superior). Por otro

lado, la topología simétrica optimizada al extremo es capaz de dar como resultado un dispositivo sustancialmente más corto y con una banda eliminada que, ignorando los espúreos, llegaría a sobrepasar al tercer armónico. La limitación sobre la altura máxima del *housing* también se ha podido comprobar experimentalmente, al poder predecir con precisión la frecuencia a la cual aparecerán los espúreos asociados a la presencia de modos indeseados en la estructura.

Además de observar las respuestas en banda de paso y en la banda eliminada, se realizó un estudio práctico más detallado de los prototipos. Se comprobó que presentaban un excelente nivel de aislamiento sin necesidad de realizar un sellado adicional (probablemente porque cerca de las paredes laterales los campos evanescentes son muy reducidos), y que la estabilidad de la respuesta con la temperatura es bastante buena (más allá del inevitable desplazamiento en frecuencia de 22-25 ppm/°C asociada al coeficiente de dilatación del aluminio). Así mismo, al compararlo con las topologías inductivas, se observó una gran reducción de tamaño y peso, por encima siempre del 50%. Este tipo de filtros, ajustando de forma adecuada la altura b_h del *housing*, son capaces de proporcionar bandas eliminadas más amplias que las que proporcionan los filtros inductivos. El precio a pagar por todas estas ventajas es un aumento en el nivel de las pérdidas de inserción, y una reducción en la potencia máxima que se puede introducir a la entrada del dispositivo.

4.5. Filtros de Modo Evanescente con Septo

4.5.1. Descripción de la Topología

Todas las estrategias de diseño recogidas en el apartado 4.2.2 buscan tomar un *housing* lo más alto posible. Sin embargo, la altura del *housing* se suele limitar para evitar que ningún modo de otra familia de simetría se propague por la estructura antes del final de la banda eliminada deseada, y por tanto genere un camino alternativo que permita a la energía transmitirse desde el puerto de entrada al de salida. El modo más problemático en este sentido sería el equivalente al TE_{01} . Al presentar variación en altura, su efecto se puede reducir de forma importante mediante una elección adecuada de la altura del *housing*. En concreto, fijando la altura b_h a un valor inferior al indicado por la ecuación (4.8) se eliminarían todos los espúreos asociados a cualquier modo con variación en altura hasta el final de la banda eliminada.

Esta restricción se ha de aplicar de la misma forma tanto en la topología asimétrica como en la simétrica, lo que supone en la práctica que las configuraciones simétricas tengan peores prestaciones. Esta desventaja es fácil de justificar tras observar que el comportamiento de un filtro de modo evanescente simétrico no cambia tras introducir a mitad de altura una pared eléctrica sin pérdidas y de grosor despreciable, ya que los campos que existen en la estructura cumplen las condiciones de contorno correspondientes a dicha pared eléctrica. La estructura resultante sería equivalente a

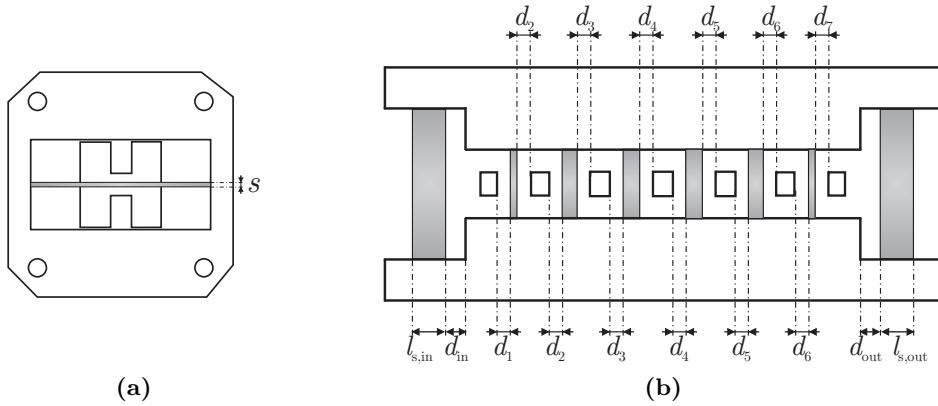


Figura 4.22. Vista frontal en (a) y vista superior en (b) de un filtro en modo evanescente simétrico con placa metálica con septos ubicada a mitad de altura. La figura muestra las dimensiones físicas más significativas en el diseño de la placa.

dos filtros de modo evanescente asimétricos en paralelo. Despreciando el efecto de los puertos (que también quedarían cortados a mitad de altura), cada uno de los subfiltros asimétricos resultantes tendrían la mitad de la altura máxima permitida por la condición (4.8) (ya que el filtro simétrico del que proceden verificaba dicha condición).

Las estructuras simétricas tienen por tanto un importante handicap en altura en comparación con la configuración asimétrica, lo que hace que tengan unas pérdidas algo mayores y sobre todo una capacidad de manejo de potencia bastante más limitada. A cambio, la configuración simétrica puede presentar pequeñas ventajas en lo que se refiere a su longitud y a la extensión de la banda eliminada.

Una posible alternativa para mejorar las prestaciones de la topología simétrica consistiría en introducir una placa metálica a mitad de altura de la estructura, que presentara huecos en las zonas más cercanas a las penetraciones metálicas, tal y como se muestra en la figura 4.22. Las paredes eléctricas serían capaces de filtrar los modos problemáticos, al no permitir la propagación de modos con un campo eléctrico que no sea completamente vertical a ellas. La utilización de una placa con huecos en lugar de una placa eléctrica maciza pretende reducir las pérdidas de la estructura, ya que se elimina el metal justamente en la zona ocupada por los resonadores, donde el campo es más intenso y por tanto las pérdidas óhmicas serían mayores. También se evita obstaculizar el hueco o *gap* entre las penetraciones metálicas.

Las dimensiones de la placa quedarán definidas por las distancias d_i en la dirección longitudinal desde los extremos de cada penetración metálica o *ridge* hasta los septos metálicos adyacentes, la longitud $l_{s,in}$ y $l_{s,out}$ de los septos ubicados en los puertos de acceso, y la distancia d_{in} y d_{out} de dichos septos metálicos a la discontinuidad entre los puertos de acceso y el *housing* (ver la figura 4.22).

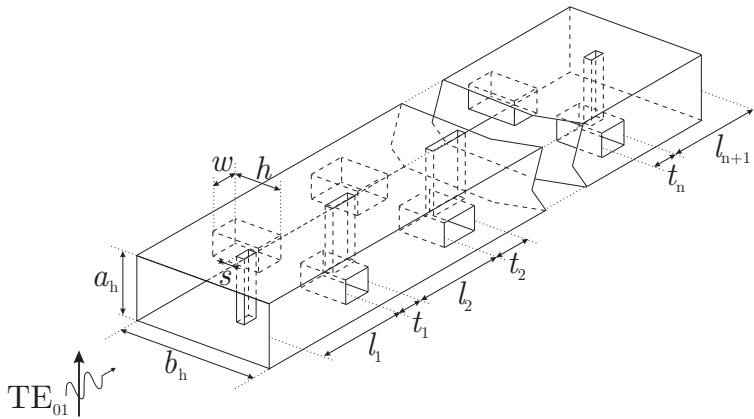


Figura 4.23. *Housing* de un filtro de modo evanescente simétrico con septos metálicos ante la incidencia de un modo TE_{01} , tras aplicar un giro de 90° .

Una manera intuitiva de interpretar el efecto de la placa metálica sobre los modos problemáticos se puede deducir tras establecer una analogía con los filtros paso banda inductivos en plano E. Teniendo en cuenta que los modos problemáticos se propagan principalmente por los huecos que dejan las *ridge* a ambos lados, un modo TE_{01} vería la placa metálica horizontal con huecos de la misma forma que un modo TE_{10} ve la placa metálica vertical con huecos que se introduce en un filtro uniforme en plano E (comparar las figuras 4.23 y 3.2). Las partes de la estructura donde la placa tiene huecos actuarían como resonadores para el modo indeseado, y las zonas donde hay metal o septos metálicos serían los inversores de impedancia. Cambiando el tamaño de los huecos podemos ajustar la frecuencia de resonancia del modo indeseado, de forma que cuanto más pequeños sean, mayor será la frecuencia a la que aparecerán las bandas de paso espúreas. Este efecto se sumaría al carácter paso bajo que presenta el resto de la estructura para dichos modos, debido fundamentalmente al efecto capacitivo en paralelo que originan las penetraciones metálicas. Las *ridges* actúan de hecho de forma similar a una corrugación ubicada en el centro de la estructura, ya que estos modos apenas generan campo en el *gap* que queda entre *ridges* enfrentadas.

Por lo tanto, la placa metálica con huecos conseguirá que al comportamiento natural paso bajo de la estructura para los modos problemáticos, se le añada también un carácter paso banda que evite que se produzcan espúreas nada más entren a propagar. Además, el tamaño de los huecos permite cambiar las frecuencias a las que estos modos atraviesan fácilmente el dispositivo. Estas propiedades nos van a permitir alejar el inicio de los espúreas asociados a los modos problemáticos, pudiendo relajar así la condición (4.8) sobre la altura máxima b_h que debe tener el *housing*.

El proceso de fabricación de la estructura apenas se encarece al tener que incorporar la placa con los septos. Las configuraciones simétricas se suelen fabricar en dos mitades idénticas, que finalmente se ensamblan entre sí. En la nueva configuración,

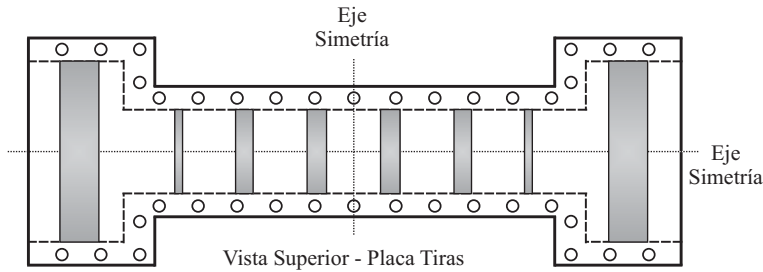


Figura 4.24. Geometría de la placa con los septos metálicos que se debe montar entre las dos mitades de la estructura.

sólo sería necesario fabricar una placa metálica de un grosor lo más pequeño posible que luego se ubicaría entre las dos mitades simétricas de la estructura al realizar el ensamblaje (ver la figura 4.24). Siempre que no estén ubicados debajo de las *ridge*, la respuesta de la estructura no es muy sensible a variaciones del orden de decenas de micras en la posición de los septos, lo que permite utilizar técnicas de fabricación de bajo coste. El único parámetro realmente sensible es el grosor s de la placa metálica, que además de ser pequeño, tiene que ser uniforme a lo largo de toda la placa.

4.5.2. Ajuste de las Dimensiones de la Placa

Los parámetros fundamentales que se deben ajustar son la ubicación y el tamaño de los huecos que se introducen en la placa metálica, o dicho de otra forma, el valor de las variables d_i que indican la separación entre el extremo de las distintas *ridges* y el comienzo de los septos metálicos adyacentes de la placa ubicada a mitad de altura.

Desde un punto de vista teórico, interesa que dicha separación sea suficientemente grande como para que los septos estén fuera de la zona cercana a la penetración metálica donde existe una elevada concentración de campo. De esta forma se aprovechará mejor el aumento del hueco o *gap* g , y al mismo tiempo se evitará que las corrientes que circulen por los septos sean elevadas y se incrementen de forma importante las pérdidas del dispositivo. Sin embargo, aumentar mucho la separación hará que la longitud de los huecos sean mayores y por tanto se reduzca la frecuencia a la que los modos con variación vertical puedan generar su primer espúreo.

Asumiendo que los distintos resonadores almacenan la energía en una zona bastante similar alrededor de las *ridges*, se puede considerar que todas las separaciones d_i serán idénticas y por tanto definir una única variable d . Para determinar un valor mínimo adecuado para dicha separación d entre las *ridges* y los septos metálicos de la placa, hemos analizado tanto las pérdidas $\widehat{I.L.}$ (dB) como el campo eléctrico equivalente máximo medio E_{\max} en función de dicho parámetro d . El estudio se ha realizado empleando varios filtros de orden 2 centrados a 7 GHz, con un ancho de banda de 100 y 300 MHz (que se corresponde con un ancho de banda relativo en frecuencia de 1,4%

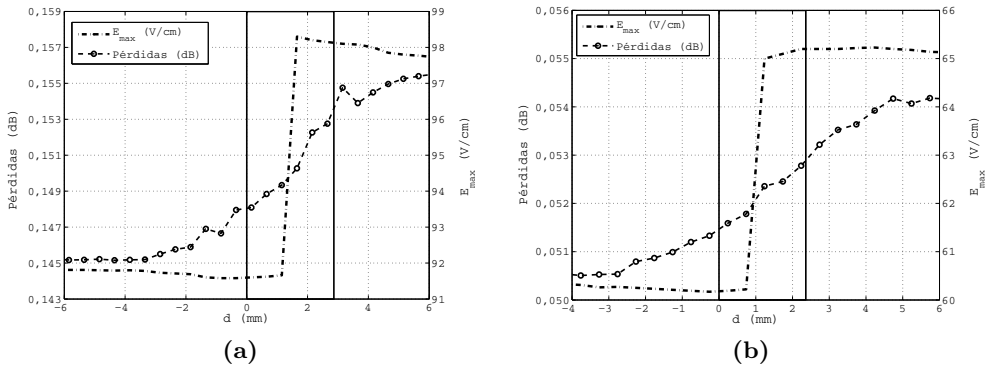


Figura 4.25. Variación de las pérdidas $\widehat{I.L.}$ (dB) y del campo eléctrico equivalente máximo medio E_{\max} en función de la distancia d en el eje longitudinal entre el extremo de las *ridges* y los septos metálicos. La línea negra continua representa la zona donde se ubican las *ridges*. En (a) se muestran los resultados para un filtro de 100 MHz de ancho de banda y en (b) para un filtro de 300 MHz.

y 4,3%, respectivamente), y con un único septo ubicado entre ambos resonadores. Se han diseñado cuatro filtros para cada ancho de banda, empleando en cada caso diferentes valores para los parámetros libres de la geometría. El grosor s de la placa metálica se ha fijado a 0,2 mm, para permitir así que pueda ser fabricada mediante técnicas de bajo coste.

En la figura 4.25 se muestran un par de gráficas obtenidas para uno de los filtros de 100 MHz y otro de los filtros de 300 MHz de ancho de banda, tanto en lo que respecta a las pérdidas como a la capacidad de manejo de potencia. Podemos observar como al introducir el septo por debajo de la penetración metálica, aumentan las pérdidas y el nivel de campo eléctrico en el *gap*.

Como ya se ha comentado, el aumento de las pérdidas está asociado al incremento de las corrientes en la superficie metálica de los septos, lo que se debe al hecho de introducir los septos en una zona donde los campos son más intensos. Este incremento de atenuación es gradual, siendo más importante conforme el septo se va introduciendo en una zona donde los campos sean mayores. El incremento en el nivel de pérdidas se empieza a producir incluso antes de llegar al borde de la *ridge*, delimitando claramente la zona donde se almacena la energía del resonador. La distancia mínima a partir de la cual se empieza a ver un incremento relevante en las pérdidas óhmicas es de algo menos de 2 mm para el filtro con un ancho de banda más reducido, y aproximadamente unos 2,5 mm para el filtro de 300 MHz de ancho de banda. Cuanto mayor sea el ancho de banda, más acoplados estarán los resonadores, lo que induce a pensar que la energía que almacenan se extiende en una región algo más amplia. Las distancias mínimas obtenidas para los 4 filtros diseñados con un mismo ancho

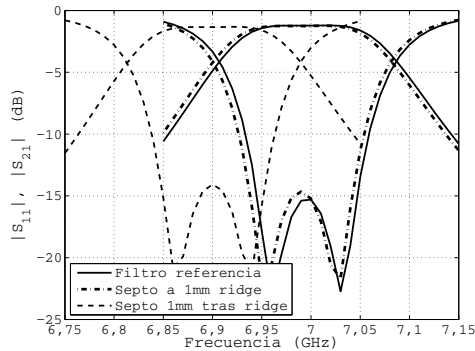


Figura 4.26. Respuestas de uno de los filtros de ancho de banda de 100 MHz considerados, para mostrar el desplazamiento en la frecuencia central de la banda de paso que ocasiona la placa metálica y la ubicación de sus septos. La figura muestra la respuesta de un filtro de orden 2 sin septo, con los septos ubicado a 1 mm del extremo de las *ridges* y con septos metálicos que se extienden por las *ridges* y sobresalen 1 mm por el otro extremo.

de banda son muy similares, poniendo de manifiesto que el factor más relevante es el ancho de banda de la respuesta.

Por otro lado, el suave incremento en el valor de E_{\max} se debe fundamentalmente a la ligera reducción del hueco g o *gap* por el grosor no nulo de la placa metálica. Este incremento se produce justamente cuando el septo atraviesa el centro de la *ridge*, al ser esta la posición donde realizamos la medida de campo máximo medio E_{\max} . Es importante notar que aunque una placa de grosor despreciable reduciría el *gap* a la mitad, no tendría efecto sobre E_{\max} al no cambiar la distribución de campo. La variación observada es tan ligera justamente por dicha razón, ya que el principal factor que la produce es el grosor no nulo de la placa. Este pequeño grosor reduce ligeramente el *gap* g y afecta suavemente a la distribución de campo entre las dos *ridges* enfrentadas.

Al introducir un septo de un cierto grosor en la zona donde se encuentra almacenada la energía del resonador, el cambio en la distribución de campo produce además una variación de la frecuencia de resonancia de los resonadores. Un pequeño cambio en la distribución de campo en la zona donde éste es más intenso, y por tanto donde la estructura es más sensible, puede generar cambios relevantes en la respuesta. En la figura 4.26 se muestra la respuesta obtenida con HFSS cuando el septo se empieza a introducir en la zona donde está almacenada la energía del resonador, y cuando el septo ha sobrepasado por completo dicha zona. Si el septo metálico se está empezando a introducir en la región de la estructura donde el resonador almacena su energía, el desplazamiento en frecuencia observado es pequeño. Este desplazamiento aumenta de forma importante cuando el septo se va introduciendo más en la zona ocupada por el resonador, pudiendo ser considerable cuando el septo se extiende prácticamente

por toda la región de influencia del resonador (ver [la figura 4.26](#)). Aunque el principal efecto que produce el septo en la respuesta es el cambio de la frecuencia central, también afecta ligeramente a su rizado en la banda de paso.

4.5.3. Procedimiento de Diseño

El apartado anterior pone de manifiesto la conveniencia de conseguir que la separación d entre los extremos de las *ridges* y el comienzo de los septos metálicos adyacentes sea, en la medida de lo posible, lo suficientemente grande como para no invadir la región donde se encuentra almacenada la energía del resonador. De esta forma se evitaría un aumento significativo de las pérdidas de la estructura sin reducir al mismo tiempo la capacidad de manejo de potencia. También se ha comprobado como en esta situación, el efecto de la placa metálica sobre la respuesta en la banda de paso del dispositivo es bastante limitado.

Para realizar el diseño de un filtro en modo evanescente con septo, se puede apreciar en un primer paso el efecto de la placa metálica que se pretende introducir. Como resultado, se partirá del diseño de un filtro de modo evanescente convencional en configuración simétrica. Este diseño se podrá realizar empleando el procedimiento descrito en [la sección 4.3](#), y apoyándose en las estrategias de diseño desarrolladas en [la sección 4.2](#). La única diferencia es que ahora se tiene libertad para poder elegir una altura b_h del *housing* mayor que la que fija la condición (4.8). A la hora de fijar la altura b_h , además de considerar las restricciones sobre el tamaño máximo de la estructura, es conveniente saber la capacidad que tendrá la placa metálica para desplazar en frecuencia los espúreos asociados a los modos indeseados. El margen adicional que proporcione dependerá de la separación d elegida y de la atenuación que se deba conseguir en la banda eliminada, pero nunca superará el factor 2 que proporcionaría una placa metálica maciza (el modo TE_{02} también ve la estructura como si fuera un filtro paso bajo a partir de su frecuencia de corte, y el dispositivo no dispone de ningún mecanismo para eliminar sus espúreos). En función de la elección concreta de d , se puede considerar razonable que la frecuencia de los espúreos aumente entre 1,5 y 1,8 veces.

El segundo paso consistirá en introducir la placa y ajustar la separación d entre las *ridges* y los septos metálicos para conseguir mover los espúreos indeseados por encima del final de la banda eliminada deseada. Al ajustar este valor d , hay que intentar alejar lo máximo posible los septos de los extremos de las *ridges* para reducir las pérdidas causadas por la placa metálica. Como ya hemos comentado, de todos los modos con variación impar en altura, el TE_{01} es siempre el más restrictivo.

Por último, y una vez que se ha determinado el valor del parámetro d y se ha introducido la placa metálica en la geometría, lo más normal es que se produzca una leve degradación en la respuesta en la banda de paso del dispositivo. Por dicha razón, suele ser conveniente realizar una optimización final dirigida a recuperar la función de transferencia objetivo.

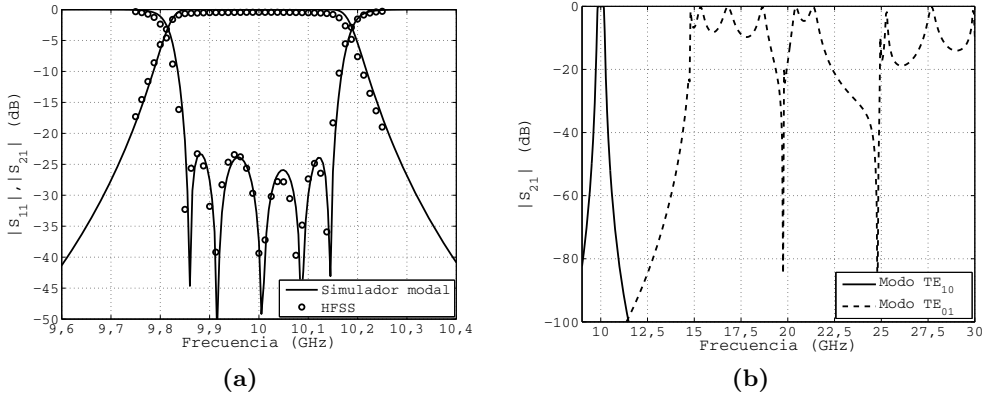


Figura 4.27. Respuestas del filtro en modo evanescente simétrico diseñado como punto de partida para introducir los septos metálicos. En (a) se muestra la comparativa entre las respuestas proporcionadas por el simulador modal desarrollado en esta tesis y por HFSS. En (b) se representa la transmisión para los modos TE_{10} y TE_{01} en un amplio ancho de banda.

Si se han tenido que introducir los septos metálicos en zonas donde se concentra el campo de los resonadores para poder mantener toda la banda eliminada libre de espúreos, y como resultado el nivel de pérdidas ha aumentado por encima de lo fijado por las especificaciones (lo cual también suele llevar aparejado un cambio significativo en la respuesta del dispositivo en la banda de paso), se deberá reducir la altura b_h del *housing* y empezar de nuevo todo el procedimiento. Por contra, si observamos que los septos se han quedado bastante lejos de las *ridges* y se dispone de un cierto margen, siempre se puede optar por aumentar la altura b_h del *housing* para intentar mejorar algo más las prestaciones de la estructura.

Para ilustrar este procedimiento de diseño y el efecto de los septos metálicos, vamos a describir con cierto detalle el procedimiento de diseño seguido para obtener un filtro que cumpla el conjunto de especificaciones C recogidas en el apartado 4.4.1, correspondientes a optimizar el tamaño del componente sujeto a unas pérdidas máximas de 0,5 dB y a una banda eliminada que cubra al menos hasta 20 GHz.

El primer paso ha consistido en realizar el diseño de un filtro simétrico sin considerar la placa metálica. En lugar de tomar $b_h = 7,490$ mm, como correspondería a la condición (4.8), se ha fijado la altura del *housing* a los 10,16 mm del puerto de entrada WR90. Aunque habría margen para tomar una altura b_h algo mayor, se ha descartado esta opción para evitar aumentar el volumen del componente. El diseño se ha realizado siguiendo las indicaciones recogidas en las secciones 4.2 y 4.3.

En la figura 4.27 se muestran las respuestas en la banda de paso y en la banda eliminada del filtro diseñado. La respuesta de banda ancha asociada al modo TE_{01} ,

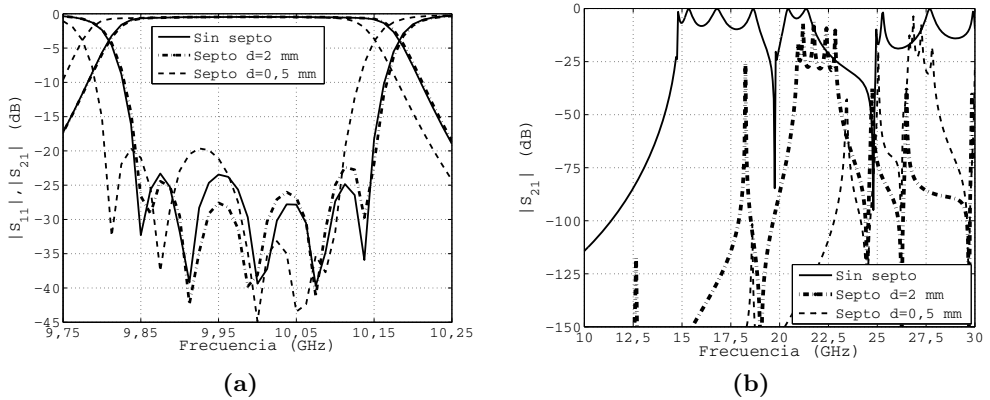


Figura 4.28. Respuestas del filtro de modo evanescente simétrico inicial en función de la separación d entre los septos metálicos y las *ridges*. En (a) se muestra la banda de paso, y en (b) la respuesta asociada al modo TE_{01} en la banda eliminada.

representada en la figura 4.27(b), tiene un carácter claramente paso bajo a partir de su frecuencia de corte ubicada a 14,75 GHz. Aunque el modo TE_{01} se excitará de forma muy leve, al deberse su presencia a los pequeños desalineamientos y asimetrías existentes en la estructura fabricada, la experiencia ha demostrado que la respuesta real puede presentar espúreos con rechazos del orden de 40 dB o incluso inferiores en la banda eliminada.

El siguiente paso consiste en introducir la placa con los septos metálicos, y ajustar la separación d entre los septos y las *ridges*. La figura 4.28 muestra la variación de la respuesta en la banda de paso y en la banda eliminada (ésta última, asociada al modo TE_{01}) en función de la separación d escogida. En todos los casos, los septos ubicados en los puertos tienen una longitud $l_{s,in} = l_{s,out}$ de 2,5 mm y se ubican a una distancia $d_{in} = d_{out}$ de 2 mm respecto a la discontinuidad entre el puerto y el *housing*.

Si nos fijamos en la banda eliminada (ver la figura 4.28(b)), podemos observar como la respuesta mejora considerablemente al introducir la placa metálica con los septos. Además, se ve claramente como la posición de la banda de paso espúrea aumenta conforme menor es la distancia d . Con una separación d de 2 mm dicha banda se ubica a 21 GHz (si bien hay un pico espúreo relevante antes, a la frecuencia de 18 GHz), y si se reduce d a 0,5 mm, la banda espúrea se desplaza hasta los 26 GHz. Este desplazamiento se debe a la reducción de la longitud de los huecos entre los septos metálicos, que actúan como resonadores para el modo TE_{01} .

Aunque no ha sido necesario en este caso, se puede intentar tomar distintos valores de d en las diferentes penetraciones metálicas para evitar que todos los huecos resuenen a una frecuencia parecida. De esta forma se aplicaría una idea similar a la seguida en los filtros inductivos inhomogéneos para mejorar la extensión en la banda eliminada

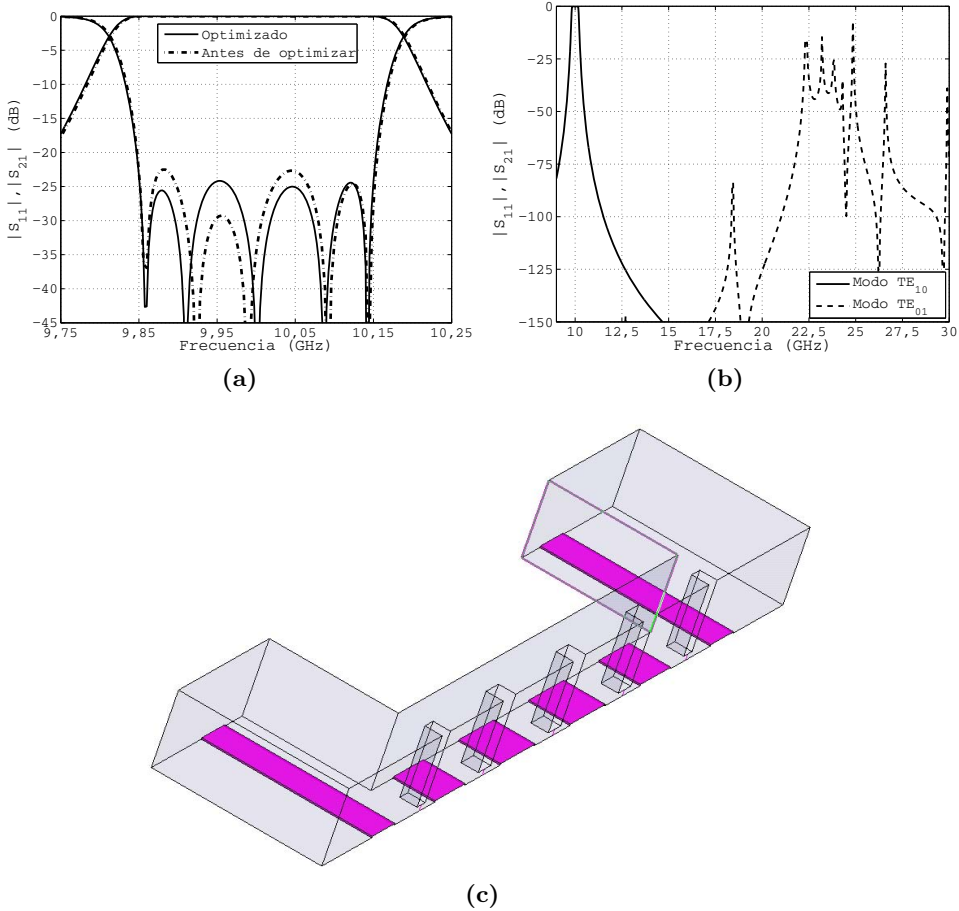


Figura 4.29. En (a) se muestra la respuesta en la banda de paso del filtro inicial con la placa metálica con $d = 1,25$ mm, y del filtro una vez optimizado. En (b) se representa la transmisión en una banda amplia ante una excitación con el modo TE_{10} y el modo TE_{01} . En (c) se muestra la captura en HFSS del cuadrante superior izquierdo de la estructura, con los septos seleccionados. La estructura completa se forma aprovechando los dos planos de simetría existentes.

(ver el subapartado 3.2.6.2 de la página 214). En cualquier caso, los septos de los puertos de acceso, debido a su mayor margen de movilidad, se pueden dimensionar y ubicar para que los huecos que originan no resuenen a la misma frecuencia que los situados en el interior del *housing*. Además, a estos efectos hay que sumar el comportamiento paso bajo que las *ridges* generan sobre el modo TE_{01} , y que pueden contribuir a aumentar el rechazo a los espúreos a partir de una cierta frecuencia.

La respuesta en la banda de paso, representada en [la figura 4.28\(a\)](#), apenas cambia al introducir los septos a una distancia $d = 2$ mm de las *ridges*, lo que indica que no están penetrando aún en la zona cercana a los resonadores donde el campo es más intenso. Al introducir la placa, de hecho, las pérdidas pasan de 0,442 dB a sólo 0,443 dB. Por contra, si dicha distancia d se reduce a 0,5 mm, los septos estarán entrando en una zona de mayor influencia de los resonadores. Este hecho se deduce por el desplazamiento en frecuencia de la banda de paso, la degradación de su rizado, y también el aumento de las pérdidas en 0,016 dB.

A la vista de los resultados, vemos como una separación d de 2 mm deja huecos demasiado largos que permiten la aparición de un espúreo a unos 18 GHz, que puede llegar a ser importante. Por otro lado, una separación d de 0,5 mm empieza a incrementar de forma perceptible las pérdidas del dispositivo, si bien proporciona bastante margen en lo que respecta a la banda eliminada. Una opción bastante razonable sería decantarnos por un valor intermedio de d , por ejemplo igual a 1,25 mm, que permitiera cumplir la especificación de banda eliminada pero con un incremento en las pérdidas algo menor al observado para una separación $d = 0,5$ mm.

Tras introducir una placa metálica con una separación $d = 1,25$ mm en el diseño inicial, la respuesta del dispositivo cambió ligeramente. Tras comprobar un comportamiento satisfactorio en la banda eliminada, se procedió a realizar una pequeña optimización final de cara a recuperar la función de transferencia con rizado constante en la banda de paso. La variación en las dimensiones físicas de la estructura tras la optimización fue inferior a ± 12 μm . En [la figura 4.29](#) se muestran las respuestas del dispositivo finalmente obtenido. Como podemos ver, este dispositivo cumple con margen las especificaciones de banda eliminada en lo que se refiere tanto al modo TE_{10} (que llega aproximadamente hasta los 32 GHz) como al modo TE_{01} . Los primeros espúreos de una estructura real se podrían esperar a partir de los 22 GHz. Por otro lado, las pérdidas sólo se han degradado 0,004 dB, indicando que el efecto de la placa metálica en esta prestación concreta es prácticamente despreciable. A consecuencia de poder emplear un *housing* más alto, se pudo reducir la longitud un 10% respecto a la de un filtro de modo evanescente simétrico convencional diseñado bajo las mismas especificaciones.

4.5.4. Comparativa con las Topologías Convencionales

Para poder comparar las prestaciones de esta nueva topología con las configuraciones simétricas y asimétricas convencionales, se ha realizado el diseño de un filtro de modo evanescente con septos metálicos para cada una de las otras 3 especificaciones consideradas en [el apartado 4.4.1](#), además de para la especificación C ya descrita en el apartado anterior.

En [la tabla 4.4](#) se recogen las dimensiones y prestaciones de los filtros con septos metálicos diseñados, y se comparan con las dos topologías convencionales de filtros de modo evanescente consideradas en este capítulo. Podemos ver como en todos los

filtros diseñados, la configuración con septos permite utilizar un *housing* de una altura b_h considerablemente mayor que la configuración simétrica convencional.

En el filtro diseñado bajo la especificación B, se ha optado por utilizar un *housing* de mayor altura que la guía de acceso para aumentar así el *gap* y mejorar la capacidad de manejo de potencia. El simulador modal desarrollado sólo es capaz de analizar saltos entre una guía grande y una pequeña, donde la guía grande engloba por completo a la pequeña (ver el apartado 2.2.3). En el salto entre la guía de acceso y el *housing* de este filtro, esta circunstancia no se da, ya que la primera es más ancha y el segundo más alto. Por dicha razón, se ha introducido un tramo de guía intermedio de 0,25 mm de longitud donde se produce la reducción de anchura, para a continuación realizar el cambio en altura. La longitud l_1 indicada en la tabla se refiere al tramo de guía con las dimensiones del *housing* que sigue a los dos saltos realizados, el cual se ubica justo antes de la primera guía *ridge*. La separación d se ha fijado en este caso a 2 mm, mientras que el septo en los puertos de acceso es de 2,5 mm de longitud, y está separado como en el resto de casos 2 mm del *housing*.

Para la especificación A se ha tomado la altura de los puertos de acceso, ya que las pérdidas prácticamente no cambian o incluso llegan a empeorar ligeramente si se aumenta más la altura del *housing*. Este comportamiento se debe a las pérdidas que se producirían en la pared metálica que aparece al tomar un *housing* más alto que los puertos de acceso. Es importante notar que dicha pared está relativamente próxima a la primera penetración metálica, y por tanto se inducirán en ella corrientes que pueden originar pérdidas óhmicas en absoluto despreciables. En este filtro se ha aumentado la separación d a 3,5 mm para reducir al máximo las pérdidas ocasionadas por la placa metálica.

Gracias a la presencia de los septos, en el filtro diseñado para optimizar la extensión de la banda eliminada (especificación D) se ha podido aumentar la altura b_h de poco más de 5 mm a 9,1 mm. Sin embargo, este aumento ha exigido utilizar una separación d de sólo 0,65 mm que hace que los extremos de los septos metálicos se encuentren en una zona donde el campo es más intenso. Así mismo, fue necesario aumentar la longitud de los septos metálicos de los puertos de acceso a 5 mm.

Indicar en cualquier caso que la nueva topología es bastante insensible a las dimensiones de los septos, ya que una variación de $\pm 50 \mu\text{m}$ en sus longitudes no afecta apenas ni a las prestaciones ni a la respuesta de la estructura. Este hecho permitiría fabricar la placa metálica con técnicas de bajo coste, donde lo realmente importante es que el grosor de la placa sea realmente el indicado para no alterar el hueco g de la estructura. Aunque este hueco es sustancialmente mayor en esta nueva topología que en la configuración simétrica, la estructura sigue siendo aún sensible a pequeñas variaciones en este parámetro geométrico, especialmente cuando se busca un dispositivo compacto y/o con una amplia banda eliminada libre de espúreos.

Tabla 4.4
 COMPARACIÓN DE LAS DIMENSIONES Y PRESTACIONES DEL FILTRO CON SEPTOS METÁLICOS CON LAS
 CONFIGURACIONES CONVENCIONALES DE FILTROS DE MODO EVANESCENTE

Parámetro	Especificación A			Especificación B			Especificación C			Especificación D		
	Sim.	Asim.	Septo	Sim.	Asim.	Septo	Sim.	Asim.	Septo	Sim.	Asim.	Septo
a_h (mm)	10,550	10,650	10,650	10,250	10,400	10,500	6,000	6,500	5,580	6,790	6,940	5,700
b_h (mm)	8,815	8,815	10,160	8,815	8,815	15,799	7,490	7,490	10,160	5,275	5,400	9,100
w (mm)	2,920	2,600	2,765	4,620	4,680	4,020	2,700	2,440	2,315	3,050	2,780	2,430
h (mm)	3,200	4,750	3,640	3,020	4,600	4,500	3,506	5,650	4,680	2,480	4,652	4,228
Hueco g (mm)	2,415	4,065	2,880	2,775	4,215	6,799	0,478	1,840	0,800	0,315	0,748	0,644
$l_1 = l_6$ (mm)	3,225	3,145	3,456	2,475	2,695	1,444	0,250	0,250	0,250	0,250	0,250	0,267
$t_1 = t_5$ (mm)	3,638	2,941	3,007	5,460	3,892	6,568	0,901	0,900	0,905	0,901	0,903	0,900
$l_2 = l_5$ (mm)	12,600	12,235	12,741	11,045	11,185	11,304	6,610	6,035	5,832	7,785	7,685	6,112
$t_2 = t_4$ (mm)	4,038	3,538	3,259	6,258	4,892	3,739	1,435	2,965	1,374	1,411	1,870	1,417
$l_3 = l_4$ (mm)	14,020	13,690	14,210	12,345	12,535	13,380	7,065	6,312	6,332	8,278	8,138	6,576
t_3 (mm)	4,030	3,521	3,253	6,241	4,860	3,718	1,433	2,955	1,372	1,411	1,868	1,417
Longitud (mm)	79,07	74,62	76,60	81,41	75,26	77,09	33,95	35,88	30,76	38,66	39,56	35,96
Pérdidas (dB)	0,229	0,214	0,215	0,259	0,261	0,239	0,442	0,388	0,446	0,475	0,391	0,456
E_{\max} (V/cm)	505	292	452	368	240	214	2192	507	1532	2984	1213	1786
$f_{\max_{be}}$ (GHz)	17,0	17,0	17,0	17,0	17,0	17,0	20,0	20,0	22,5	28,4	27,7	33,0

Mirando las prestaciones de los filtros diseñados con cada una de las cuatro especificaciones, se puede concluir que la nueva topología proporciona unas prestaciones bastante mejores en manejo de potencia, longitud y extensión de la banda eliminada que la configuración simétrica convencional, y ligeramente mejores o similares en lo que respecta a las pérdidas. Aunque probablemente las pérdidas mejorarían si nos limitáramos a lograr las mismas prestaciones que logra una configuración simétrica convencional (menos exigentes que las conseguidas al incluir la placa metálica con septos), cabe pensar, no obstante, que los beneficios en el nivel de pérdidas serían escasos. De hecho, y a nivel práctico, es lógico pensar un cierto aumento de las pérdidas al tener que unir ahora tres piezas para montar el filtro en lugar de solamente dos. En cualquier caso, se pueden esperar unas pérdidas más o menos similares a las que proporcionan las configuraciones convencionales.

Esta nueva topología sí que es capaz de proporcionar filtros más cortos y con una banda eliminada más amplia. No obstante, y como ya comentamos al final del apartado 4.2.2, es siempre importante tener presente que existen otras configuraciones alternativas que se podrían utilizar para mejorar la longitud y sobre todo la extensión de la banda eliminada [81], [206]. En cualquier caso, la placa metálica con septos también se podría introducir en estas configuraciones alternativas y lograr unas ventajas similares a las obtenidas con respecto a las topologías convencionales.

Un último punto fuerte del filtro de modo evanescente con septos es que es la estructura capaz de proporcionar una mejor capacidad de manejo de potencia, si bien la mejora respecto al caso asimétrico no es tan espectacular como podría preverse a partir de la gran diferencia de hueco g existente entre ambas topologías. No obstante, si que se puede observar como la nueva topología propuesta es capaz de proporcionar simultáneamente unas cifras muy buenas de pérdidas y de manejo de potencia, y por tanto puede ser una buena alternativa para implementar filtros que requieran unos buenos valores en ambas prestaciones.

Capítulo 5

Filtros Corrugados

Este capítulo abarca la última topología objeto de investigación en la presente tesis, los filtros paso bajo corrugados. Además de desarrollar los procedimientos de diseño de las topologías tratadas, cada capítulo ahonda en algún aspecto concreto que sea relevante para dichas estructuras. Mientras que en el capítulo 3 se abordó el diseño de dispositivos inductivos inhomogéneos y de banda ancha, y en el 4 se analizó el impacto de los parámetros libres en las prestaciones de los filtros de modo evanescente, este último capítulo se centra más en investigar el tipo de respuestas en la banda de paso. La elección del tipo de respuesta en los filtros corrugados es un tema sumamente interesante, ya que afecta a los compromisos entre la selectividad cerca de la banda de paso, la extensión de la banda eliminada, la tolerancia a errores de fabricación y la realizabilidad práctica.

Como es habitual, se empezará por situar al lector en el marco de las dos estructuras bajo investigación en este capítulo, los filtros corrugados y los filtros *waffle-iron* o doblemente corrugados. En una breve introducción se describirá su geometría, sus características más relevantes y sus principales aplicaciones prácticas.

Acto seguido se estudiará el prototipo distribuido normalmente utilizado para diseñar los filtros corrugados. A lo largo de este estudio se presentarán los tipos de respuestas más habituales, y se compararán en detalle sus diferentes prestaciones.

Posteriormente nos centraremos en los procedimientos de diseño de las estructuras tratadas en este capítulo. Para los filtros corrugados, por su mayor simplicidad, desarrollaremos una eficiente herramienta de diseño automatizado basada en un nuevo procedimiento de síntesis bastante simple pero efectivo. En lo que respecta a los filtros *waffle-iron*, se abordará el diseño manual de un dispositivo real para una cierta aplicación práctica. La novedad principal será la utilización de un tipo de respuesta pensada para reducir el impacto de los errores de fabricación en el comportamiento en la banda de paso. El filtro diseñado fue además fabricado y medido para verificar experimentalmente su correcto funcionamiento.

5.1. Introducción

Las estructuras corrugadas son probablemente la forma más simple y habitual de implementar filtros paso bajo en tecnología guiada. Estas estructuras consisten básicamente en la conexión en cascada de líneas de alta y baja impedancia de longitud reducida (normalmente menores a $\lambda_g/6$ en la banda de paso). Aprovechando que un tramo de línea corto y de baja impedancia se puede aproximar por un condensador en paralelo, y que un tramo corto de alta impedancia es similar a una inductancia en serie, este tipo de estructuras proporcionan de forma natural una respuesta paso bajo. En el caso de una tecnología en guíaonda, a la respuesta obtenida se le denomina cuasi paso bajo, ya que la banda de paso se inicia en realidad a partir de la frecuencia de corte del modo fundamental de la estructura.

Aunque teóricamente sería posible implementar filtros corrugados en guía onda circular, la elevada densidad de su espectro modal haría imposible obtener una banda eliminada de una extensión razonable, y por tanto lograr un buen comportamiento paso bajo. Por dicha razón, estos filtros se implementan siempre con guíaondas rectangulares cuando se opta por una solución en tecnología guiada.

El tipo de filtro corrugado más habitualmente empleado en la práctica, en su configuración simétrica, se muestra en la [figura 5.1\(a\)](#). Este filtro fue propuesto por primera vez por Seymour Cohn a finales de la década de 1940 [83]. El filtro corrugado convencional no es más que la conexión en cascada de tramos de guía onda rectangular de diferente altura, que implementan los distintos niveles de impedancia requerida. Si atendemos a la definición de potencia [10], el modo fundamental de una guía onda rectangular presenta una impedancia característica dada por

$$Z_c = 4f\mu\lambda_g \frac{b}{a} \quad (5.1)$$

donde a y b son la anchura y la altura de la guía, respectivamente. Por lo tanto, el nivel de impedancia de una guía onda rectangular es proporcional a su altura, y un cambio de altura entre las guías i e $i + 1$ se corresponde con un salto de impedancia de factor

$$\frac{Z_{c_{i+1}}}{Z_{c_i}} = \frac{b_{i+1}}{b_i} \quad (5.2)$$

asumiendo, como sucede en este tipo de filtros, que la anchura a se mantiene constante a lo largo de toda el dispositivo.

Estos resultados demuestran que un filtro corrugado se puede considerar en una primera aproximación como una conexión en cascada de líneas de alta y baja impedancia de pequeña longitud, es decir, es una implementación en guíaonda rectangular de un filtro paso bajo de salto de impedancias [2].

Entre las características principales de estos filtros podemos enumerar su reducido tamaño y su amplia banda eliminada [32]. Así mismo, y como proporcionan una función de transferencia cuasi paso bajo, las pérdidas de inserción en la banda de paso

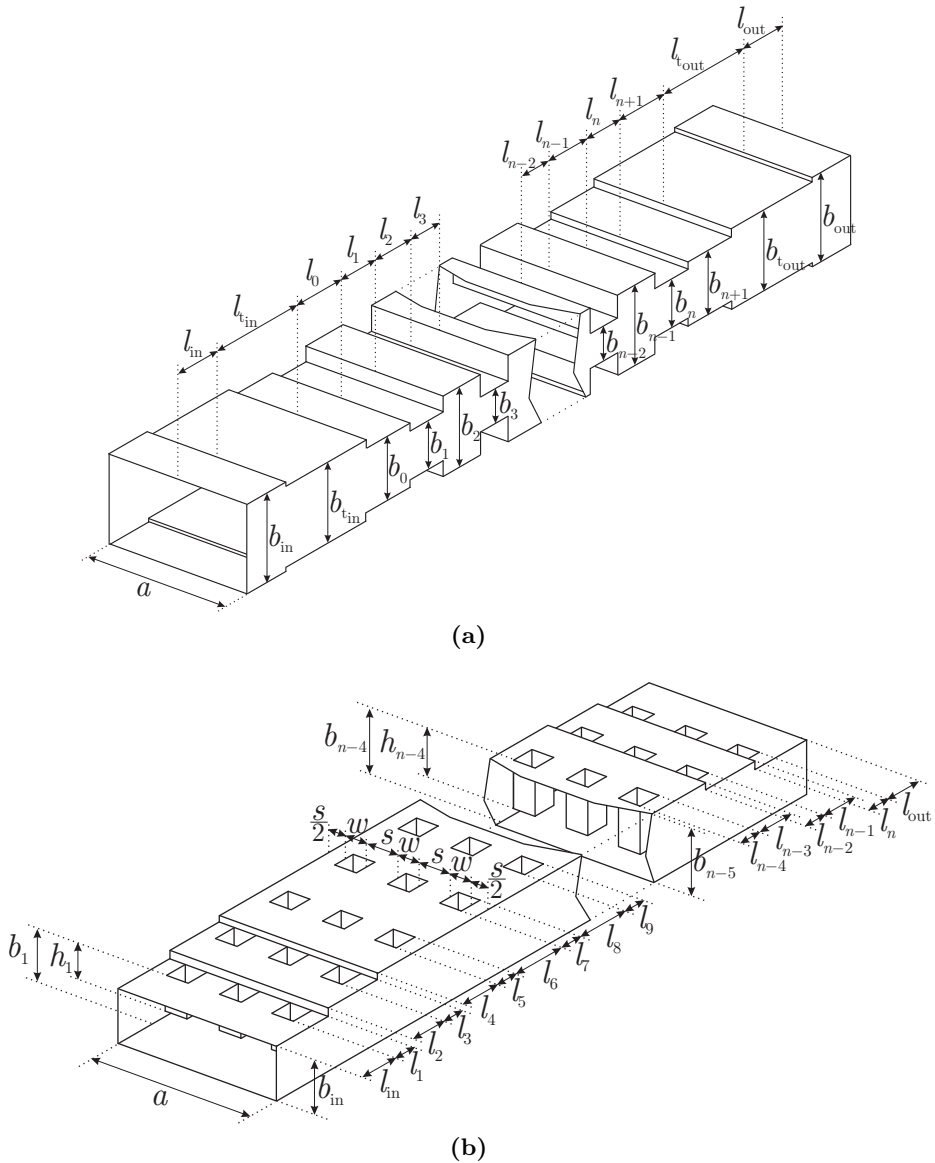


Figura 5.1. Configuración simétrica de un filtro paso bajo corrugado en (a), y configuración asimétrica de un filtro doblemente corrugado en (b). El filtro paso bajo corrugado mostrado en (a) incorpora transformadores de una etapa a su entrada y salida para poder conectarlo con baja reflexión a unos puertos de acceso estándar.

suelen ser bastante reducidas. Por último, al tratarse de un dispositivo en tecnología guiada, la capacidad de manejo de potencia no es baja. No obstante, esta prestación es en muchas ocasiones el factor limitante en el diseño, ya que el hueco vertical o *gap* g que dejan las corrugaciones debe ser reducido si se desea conseguir una amplia banda eliminada. De hecho, el principal problema a la hora de diseñar estas estructuras consiste en encontrar el compromiso adecuado entre la capacidad de manejo de potencia y la extensión de su banda eliminada.

Los filtros corrugados son estructuras en general bastante cortas, y muy especialmente cuando proporcionan una amplia banda eliminada. Sin embargo, es necesario incorporar en la mayoría de los casos sendos transformadores a sus extremos que conecten al filtro con unos puertos de dimensiones estándar. Este hecho se debe al escalado que se aplica a la parte de la estructura que realiza el filtrado para conseguir unas líneas de alta impedancia de una altura razonable, y que trae como consecuencia que sus guías de entrada y de salida tengan una altura bastante reducida. En muchas ocasiones, es necesario recurrir a adaptadores de impedancia de 2 o 3 etapas para poder conectar estas guías con unos puertos estándar manteniendo un nivel de reflexión adecuado en toda la banda de paso. Estos transformadores añaden una longitud adicional importante al dispositivo, que incluso puede llegar a ser mayor que la longitud de la parte de la estructura que realiza realmente el filtrado.

Los filtros simplemente corrugados como el mostrado en la figura 5.1(a) son en realidad estructuras bidimensionales uniformes en anchura. Si se realiza una extracción del comportamiento de los campos con la anchura, tal y como se describe en el apartado 2.2.5, la respuesta del dispositivo ante una excitación con un modo TE_{m0} será igual a la que tendría la estructura equivalente en placas paralelas ante una excitación perpendicular \perp para el número de onda equivalente

$$k_{pp} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2} \quad (5.3)$$

en virtud de la expresión (2.46) de la página 49, y que en el fondo no es más que un mapeado que indica que la respuesta de la estructura en guía onda rectangular a la frecuencia f es la misma que tendría la estructura equivalente en guía de placas paralelas a la frecuencia

$$f_{pp} = \sqrt{f^2 - \frac{c^2}{4\pi^2} \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2} \Rightarrow f_{pp} = \sqrt{f^2 - f_{c,TE_{m0}}^2} \quad (5.4)$$

donde $f_{c,TE_{m0}}$ representa la frecuencia de corte del modo TE_{m0} .

Esta propiedad, que es beneficiosa para acelerar el análisis de estas estructuras al poder reducirlo a un problema 2D en placas paralelas, sin embargo genera problemas en la respuesta real de los filtros corrugados en su banda eliminada. De hecho, dicha propiedad implica en la práctica que la respuesta a la frecuencia f_m para el modo TE_{m0} es exactamente la misma que se tiene a la frecuencia f_1 del modo TE_{10} dada

por

$$f_1 = \sqrt{f_m^2 - (m^2 - 1) f_{c, \text{TE}_{10}}^2} \quad (5.5)$$

ya que los mapeados (5.4) para ambos modos desde f_m y f_1 , respectivamente, proporcionan la misma frecuencia equivalente f_{pp} de la guía de placas paralelas. Por tanto, la estructura tendrá la misma respuesta cuasi paso bajo para los distintos modos TE_{m0} (cada una afectada por su correspondiente mapeado en frecuencia).

Aunque un filtro corrugado pueda proporcionar una banda eliminada amplia para el modo TE_{10} , en la práctica van a aparecer espúreos asociados a las bandas de paso que tienen los distintos modos TE_{m0} a partir de su frecuencia de corte. Aunque estos modos idealmente no deberían excitarse, por la experiencia previa con los filtros de modo evanescente tratados en el apartado 4.4.2, sabemos que siempre acabarán acoplándose debido a imprecisiones en la fabricación y en el montaje de la estructura. Aunque estos modos no se acoplarán con excesiva fuerza, sí que pueden llegar a generar bandas de paso espúreas con rechazos inferiores a 30–40 dB que degraden notablemente el comportamiento del dispositivo fuera de banda.

Para poder paliar este problema, existen tres soluciones distintas. Si las especificaciones sólo exigen un cierto nivel de rechazo en ciertas subbandas en frecuencia concretas, se podría intentar ajustar la anchura de la estructura para conseguir ubicar las bandas de paso espúreas de los modos superiores fuera de dichas subbandas. Si esta solución no es posible, o simplemente se requiere una banda eliminada que cubra de forma continua desde la banda de paso hasta el segundo armónico o incluso más allá, se podría añadir un filtro paso banda que eliminara las bandas espúreas que no haya podido rechazar el filtro corrugado. Sin embargo, esta solución no suele ser la más recomendable en la práctica, por el aumento considerable de tamaño del dispositivo. La tercera solución, que es normalmente la más habitual, consistiría en emplear únicamente un filtro doblemente corrugado como el mostrado, en su configuración asimétrica, en la figura 5.1(b).

Los filtros doblemente corrugados, también propuestos por Cohn [84], incluyen corrugaciones adicionales periódicas en anchura. Ajustando las separaciones de dichas corrugaciones, se puede conseguir que la estructura sea casi periódica en dos dimensiones. Al presentar la estructura prácticamente la misma geometría para cualquier ángulo de incidencia, se consigue que el comportamiento de la estructura sea prácticamente idéntico para todos los modos TE_{m0} , ya que éstos se pueden descomponer como la suma de dos modos TEM que inciden a la estructura con diferentes ángulos [9]. Como resultado, las bandas de paso y las bandas eliminadas de todos los modos TE_{m0} coincidirán en frecuencia. De hecho, el filtro se diseña como si sólo se transportaran modos TEM en su interior, y su principio de funcionamiento se basa nuevamente en la alternancia de líneas cortas de alta y baja impedancia que le dotan de una respuesta cuasi paso bajo [85].

Además de implementar respuestas cuasi paso bajo, los filtros corrugados y doblemente corrugados también se pueden utilizar para obtener otros tipos de funciones

de transferencia, como paso banda o de banda eliminada. La respuesta paso banda se logra aprovechando la atenuación que presenta una guía cuando el modo fundamental está al corte. Ajustando la anchura de las guías de la estructura, podemos conseguir que el modo fundamental entre al corte justamente a la frecuencia inferior de la banda de paso. Al combinar este efecto con la respuesta cuasi paso bajo de la estructura, se obtiene una respuesta con una forma paso banda [209]¹. Por otro lado, la respuesta de banda eliminada se puede implementar aprovechando los *stubs* en paralelo terminados en cortocircuito que quedan entre dos corrugaciones metálicas. Ajustando la longitud de dichos *stubs* mediante una elección adecuada de las alturas de las guías, es posible introducir ceros de transmisión en la respuesta de una forma similar a como se propone en [210] para filtros de cavidades acopladas, o implementar directamente una banda eliminada de gran atenuación [82].

Los filtros corrugados son en definitiva unas estructuras bastante versátiles y fáciles de fabricar, que en la práctica se emplean con asiduidad para lograr respuestas cuasi paso bajo y de banda eliminada. Así por ejemplo, permiten implementar filtros paso bajo en un tamaño muy reducido (especialmente si se consigue evitar el uso de transformadores), con bajas pérdidas, y capaces de proporcionar una extensa banda eliminada de gran atenuación. Estas características los hacen muy adecuados para actuar como preselectores de un grupo de canales, para ser parte de duplexores y diplexores, o para eliminar los armónicos a la salida de los amplificadores [13], [211]. Cuando los niveles de potencia a su entrada son elevados, la limitación en el hueco g mínimo obliga en ocasiones a tener que sacrificar su excelente comportamiento en la banda eliminada. En estos casos, se añade a continuación otro dispositivo que termine de rechazar aquellos espúreos que no se hayan podido eliminar por completo [212]. Por sus excelentes propiedades, estas estructuras son también una elección natural en tecnología guiada cuando se desean introducir bandas eliminadas muy selectivas (*notches*) que rechacen la señal existente en un margen estrecho de frecuencias, o bien se pretenden implementar bandas eliminadas de mayor anchura [9].

5.2. Prototipo Clásico Distribuido

5.2.1. Descripción del Prototipo

La forma del prototipo clásico distribuido que se va a emplear en esta sección es la mostrada en la figura 5.2. Esta representación consiste en la conexión en cascada de tramos de línea de transmisión con la misma longitud física l y distintas impedancias características Z_i , en las que se alternan niveles de alta y baja impedancia. Este prototipo modela los efectos de primer orden de un filtro corrugado, lo que no hace extraño que desde que fuera propuesto en [213] haya sido utilizado masivamente para sintetizar y diseñar estos componentes.

¹Normalmente esta solución no se aplica en la práctica, por los problemas que ocasiona tener la banda de paso tan cerca de la frecuencia de corte de la guía.

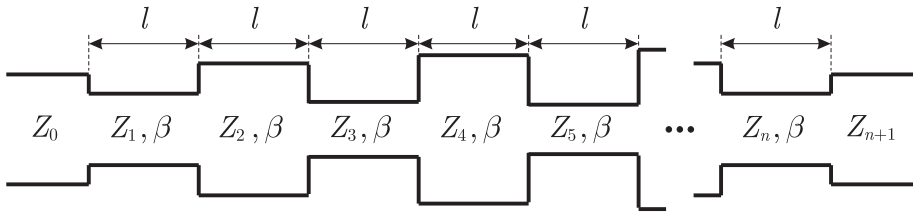


Figura 5.2. Forma basada en saltos de impedancia del prototipo clásico distribuido, con los parámetros que lo determinan por completo.

Los distintos cambios de impedancia del prototipo quedan caracterizados mediante la relación de onda estacionaria V_i de cada salto considerado de forma aislada. Para el i -ésimo salto, dicho parámetro vendrá dado por

$$V_i = \frac{1 + |\rho_i|}{1 - |\rho_i|} = \max \left\{ \frac{Z_i}{Z_{i-1}}, \frac{Z_{i-1}}{Z_i} \right\} \quad (5.6)$$

mientras que el parámetro R del prototipo, que acumula las relaciones de onda estacionaria de todos los saltos, se define como

$$R = \prod_{i=1}^{n+1} V_i \quad (5.7)$$

Teniendo en cuenta que la elección de niveles de impedancia siempre se puede realizar de forma relativa, el prototipo quedará perfectamente definido una vez se conozcan la longitud l de sus líneas y los parámetros V_i de los distintos saltos.

Las distintas líneas del prototipo distribuido tienen el mismo comportamiento con la frecuencia, ya que es un prototipo conmensurado y homogéneo, es decir, con todas sus líneas de la misma longitud y que además presentan la misma longitud de onda λ_g a cualquier frecuencia. Estas propiedades permiten que su respuesta se pueda expresar como una función de una longitud eléctrica equivalente θ de sus líneas dada por

$$\theta = \beta l = 2\pi \frac{l}{\lambda_g} \quad (5.8)$$

y por tanto, que se pueda desarrollar un procedimiento de síntesis analítico.

El prototipo distribuido tiene un comportamiento claramente paso bajo, ya que cuando la longitud eléctrica θ es pequeña, los tramos de alta impedancia pueden reemplazarse por bobinas serie y los de baja impedancia por condensadores en paralelo [2]. De hecho, cuando la longitud eléctrica es 0 (lo que sucede a la frecuencia de corte del modo que representan las diferentes líneas de transmisión), el coeficiente de reflexión a la entrada del prototipo es

$$\rho_{in}|_{\theta=0} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} = \frac{Z_{n+1} - Z_0}{Z_{n+1} + Z_0} \quad (5.9)$$

ya que para dicho valor de θ , la impedancia que se ve a la entrada de cada línea es directamente la conectada a su salida.

Para $\theta = \pi/2$, por otro lado, las líneas actuarán como inversores en $\lambda/4$, y es fácil comprobar por recursión que la impedancia de entrada vendrá dada por

$$Z_{\text{in}}|_{\theta=\frac{\pi}{2}} = \begin{cases} RZ_0 & ; \text{ si } Z_1 > Z_0 \\ Z_0/R & ; \text{ si } Z_1 < Z_0 \end{cases} \quad (5.10)$$

lo que hace que el factor de reflexión a la entrada para dicho valor de θ sea siempre de la forma

$$\rho_{\text{in}}|_{\theta=\frac{\pi}{2}} = \frac{Z_{\text{in}} - Z_0}{Z_{\text{in}} + Z_0} \Big|_{\theta=\frac{\pi}{2}} = \pm \frac{R - 1}{R + 1} \quad (5.11)$$

donde el signo positivo se obtiene cuando $Z_1 > Z_0$ y el negativo si $Z_1 < Z_0$.

A la frecuencia a la que $\theta = \pi/2$, las reflexiones de los distintos saltos se suman en fase, con lo que se agrupa el efecto de las distintas discontinuidades y el prototipo alcanza su máxima reflexión. Por lo tanto, cuando $\theta = \pi/2$ estamos en el punto de la banda eliminada donde el filtro ofrece un mayor rechazo, y por tanto donde las pérdidas de inserción serán máximas

$$IL_{\text{max,be}} = \frac{1}{|S_{21}|^2} \Big|_{\theta=\frac{\pi}{2}} = \frac{1}{1 - |\rho_{\text{in}}|^2} \Big|_{\theta=\frac{\pi}{2}} = \frac{(R + 1)^2}{4R} = 1 + \frac{(R - 1)^2}{4R} \quad (5.12)$$

A la vista de los resultados recién deducidos, podemos concluir que el prototipo tiene un comportamiento paso bajo, ya que cuando θ es próximo a cero tiende a dejar pasar la señal, y al subir la frecuencia y acercarse la longitud l de las líneas a $\lambda_g/4$ la refleja cada vez con más intensidad. El rechazo en dicha banda eliminada aumenta conforme mayor sea el salto entre las distintas líneas del prototipo, lo que repercute en un aumento del valor del parámetro R del prototipo (ver (5.7) y (5.12)).

Además, teniendo en cuenta el carácter periódico de las líneas de transmisión, este comportamiento se repetirá según θ con un periodo π (correspondiente a un desfase de media longitud de onda). Por lo tanto, la banda de paso situada entorno a $\theta = 0$ se volverá a producir cuando nos encontremos próximos a $\theta = m\pi$, y la misma banda eliminada que existe alrededor a $\theta = \pi/2$ se repetirá a las frecuencias donde θ sea cercana a $(2n + 1)\pi/2$.

Así por ejemplo, si se sintetizara el prototipo para obtener una respuesta de rizado constante en la banda de paso, la forma de dicha respuesta en función de θ sería similar a la representada en la figura 5.3. El parámetro θ_0 de la respuesta representa el valor de θ al final de la banda de paso, y ajusta la relación entre la anchura de la banda de paso y la anchura de la banda eliminada. Cuanto menor sea el valor de θ_0 , mayor será la extensión y la atenuación de la banda eliminada.

Como veremos en los siguientes subapartados, la forma de la respuesta en la banda de paso fija el valor de los parámetros V_i del prototipo, o equivalentemente, las

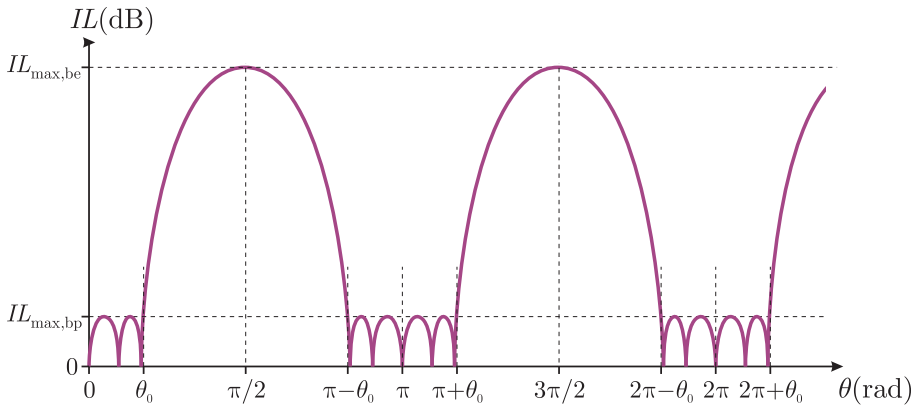


Figura 5.3. Respuesta del prototipo clásico distribuido, donde se identifican las distintas bandas de paso y bandas eliminadas, que se repiten con periodo π en θ . La función de transferencia mostrada en la banda de paso se corresponde con una respuesta de Chebyshev de orden 5.

impedancias de sus líneas. Una vez elegida la forma de la respuesta, al diseñador le quedan dos grados de libertad, a saber, la longitud l de las líneas del prototipo y el valor del parámetro θ_0 . Para implementar un filtro paso bajo, estos parámetros se obtienen por un lado fijando la frecuencia final de la banda de paso (donde $\theta = \theta_0$) y por otro, la frecuencia a la que se requiere el máximo rechazo (donde $\theta = \pi/2$) o bien la frecuencia donde volvería a aparecer una nueva banda de paso (donde $\theta = \pi - \theta_0$).

Antes de terminar este subapartado, se quiere recalcar que este prototipo se puede representar en otras dos formas equivalentes. La más directa, es el prototipo distribuido de media onda, ya mostrado en la figura 3.13 de la página 184 y utilizado para arrancar el procedimiento de síntesis de filtros inductivos descrito en la sección 3.2. Esta forma del prototipo, utilizada normalmente para la síntesis de filtros paso banda aprovechando la banda de paso ubicada entre $\pi - \theta_0$ y $\pi + \theta_0$, se deduce a partir de la actual sin más que reemplazar los saltos de impedancia por inversores de impedancias que generen el mismo factor de reflexión (y por tanto la misma relación de onda estacionaria V_i). Es fácil comprobar que el valor de la constante de inversión que permite realizar esta equivalencia para el i -ésimo salto de impedancia es

$$K_i = \sqrt{\frac{Z'_{i-1} Z'_i}{V_i}} \quad (5.13)$$

donde Z'_{i-1} y Z'_i son las impedancias de las líneas conectadas a la entrada y a la salida del inversor de impedancias en la nueva forma del prototipo. Esta forma del prototipo dispone de varios grados de libertad que normalmente se utilizan para fijar las impedancias Z'_i de las líneas a las de las guías de la estructura, y determinar posteriormente el grado de acoplamiento que debe haber entre ellas mediante (5.13).

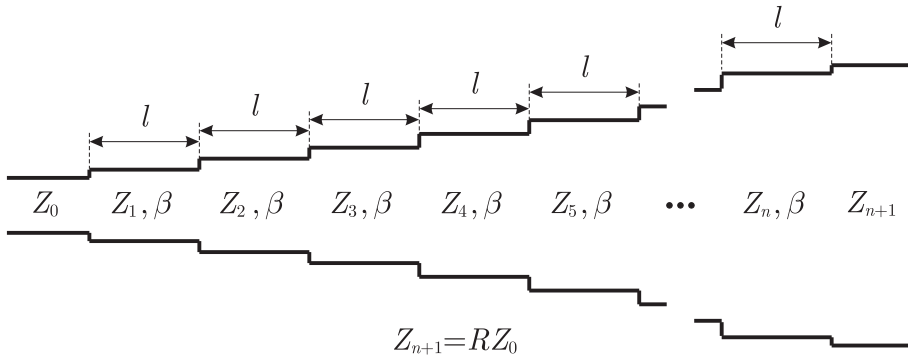


Figura 5.4. Prototipo clásico distribuido de cuarto de onda (asumiendo que $Z_{n+1} > Z_0$), con los parámetros que lo definen por completo.

Finalmente, el valor de la longitud l y del parámetro θ_0 se calculan a partir de las frecuencias de corte inferior y superior de la banda de paso mediante la aplicación de (3.46) y (3.47).

La tercera representación equivalente del prototipo distribuido sería el prototipo clásico de cuarto de onda, utilizado normalmente en el diseño de transformadores de impedancia multietapa distribuidos. En este prototipo no se tiene una alternancia entre líneas de alta y baja impedancia, y en su lugar el nivel de impedancia va cambiando gradualmente y de forma monótona entre la impedancia Z_0 del puerto de entrada y la impedancia Z_{n+1} del puerto de salida (ver la figura 5.4). El parámetro R del prototipo, resultado de multiplicar las relaciones de onda estacionaria V_i de cada discontinuidad, será por tanto igual a la relación de transformación entre Z_0 y Z_{n+1} .

El prototipo clásico de cuarto de onda fue en realidad el primer prototipo distribuido para el que se desarrolló un procedimiento de síntesis analítico [168], y a partir de él se dedujo el prototipo clásico de saltos de impedancia [213]. No obstante, si se quiere deducir el prototipo de cuarto de onda a partir de este último, se deben elegir las impedancias de sus líneas según

$$Z_i = \begin{cases} V_i Z_{i-1} & ; \text{si } Z_{n+1} > Z_0 \\ Z_{i-1}/V_i & ; \text{si } Z_{n+1} < Z_0 \end{cases} \quad (5.14)$$

y utilizar una nueva variable θ_q

$$\theta_q = \theta - \frac{\pi}{2} \quad (5.15)$$

que compense los diferentes desfases entre ambos prototipos, y que básicamente representa un cambio en el eje de frecuencias con respecto al prototipo de saltos de impedancia. La banda de paso se encontrará ahora entre $\pi/2 - \theta_0$ y $\pi/2 + \theta_0$, es decir, estaría centrada entorno a $\theta_q = \pi/2$, donde las líneas tienen una longitud de cuarto de onda. El máximo de atenuación su ubicaría ahora en $\theta_q = 0, \pi, 2\pi, \dots$, y la respuesta de nuevo sería periódica en θ_q con periodo π .

Esta forma del prototipo será útil para diseñar los adaptadores de impedancia que normalmente hay que introducir a la entrada y salida de los filtros corrugados para poder conectarlos con puertos de acceso estándar.

5.2.2. Respuesta de la Conexión en Cascada de Líneas de Transmisión Commensuradas y Homogéneas

El prototipo clásico distribuido de saltos de impedancia consiste en la conexión en cascada de distintas líneas de transmisión de la misma longitud pero de diferente impedancia característica. En esta apartado vamos a deducir la forma que tiene la respuesta de este tipo de prototipos.

Aprovechando que las líneas están conectadas en cascada, lo más cómodo es emplear la matriz ABCD. Empezaremos considerando la matriz ABCD de la primera línea del prototipo. Dicha matriz será simplemente la de un tramo de línea de longitud l e impedancia Z_1 , que viene dada por [2], [18]

$$\mathbf{M}_1 = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_1 \sinh(\gamma l) \\ \sinh(\gamma l)/Z_1 & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & jZ_1 \sin(\theta) \\ j\sin(\theta)/Z_1 & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

donde γ es el exponente lineal de propagación de la línea y por tanto $\gamma l = j\beta l = j\theta$, siendo θ la variable del prototipo relacionada con la frecuencia ya definida en (5.8).

En vez de trabajar con la variable θ , resulta más cómodo emplear la variable

$$p = \tanh(\gamma l) = j \tan(\theta) \quad (5.17)$$

y al cumplirse que

$$\cos^2(\theta) = \frac{1}{1 + \tan^2(\theta)} = \frac{1}{1 - p^2} \Rightarrow \cos(\theta) = \frac{1}{(1 - p^2)^{1/2}} \quad (5.18a)$$

$$\sin^2(\theta) = 1 - \cos^2(\theta) = \frac{-p^2}{1 - p^2} \Rightarrow j \sin(\theta) = \frac{p}{(1 - p^2)^{1/2}} \quad (5.18b)$$

la matriz ABCD en (5.16) se puede describir de forma más compacta como

$$\mathbf{M}_1 = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & jZ_1 \sin(\theta) \\ j\sin(\theta)/Z_1 & \cos(\theta) \end{bmatrix} = \frac{1}{(1 - p^2)^{1/2}} \begin{bmatrix} 1 & Z_1 p \\ p/Z_1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

o equivalentemente, de la forma

$$\mathbf{M}_1 = \frac{1}{(1 - p^2)^{1/2}} \begin{bmatrix} \tilde{A}_1(p) & \tilde{B}_1(p) \\ \tilde{C}_1(p) & \tilde{D}_1(p) \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

La matriz ABCD del prototipo hasta la primera línea presenta varias propiedades interesantes. Tanto $\tilde{A}_1(p)$ como $\tilde{D}_1(p)$ son polinomios pares de coeficientes reales y

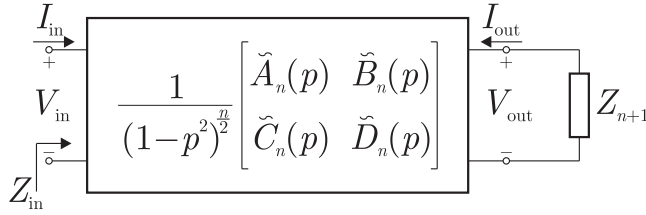


Figura 5.5. Representación equivalente del prototipo clásico distribuido en términos de la matriz ABCD, cargado con la impedancia de la línea de salida.

positivos, y cuyo orden es igual a $\text{Par}(1) = 0$, es decir, el número par más alto que no supere al número de líneas consideradas. Por su parte, $\tilde{B}_1(p)$ y $\tilde{C}_1(p)$ son polinomios impares de coeficientes reales y positivos, y de orden $\text{Impar}(1) = 1$. Además, como la parte del prototipo caracterizada mediante la matriz ABCD es recíproca, su determinante debe ser igual a la unidad [2], lo que se traduce en la siguiente condición

$$\tilde{A}_1(p)\tilde{D}_1(p) - \tilde{B}_1(p)\tilde{C}_1(p) = (1 - p^2) = \cos^{-2}(\theta) \quad (5.21)$$

y que evidentemente se cumple en este caso.

El siguiente paso consiste en añadir al prototipo la segunda línea de transmisión, lo que sería equivalente a multiplicar la matriz \mathbf{M}_1 por la matriz ABCD de la segunda línea. Tras realizar este paso, es inmediato demostrar que los elementos de la matriz \mathbf{M}_2 resultante cumplen las mismas propiedades que los de la matriz \mathbf{M}_1 tras duplicar el exponente de los términos donde aparece $1 - p^2$. Este hecho permite deducir por inducción que la matriz ABCD que agrupa a todas las líneas de transmisión de un prototipo de orden n se expresará como

$$\mathbf{M}_n = \prod_{i=1}^n \frac{1}{(1 - p^2)^{1/2}} \begin{bmatrix} 1 & Z_i p \\ p/Z_i & 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{(1 - p^2)^{n/2}} \begin{bmatrix} \tilde{A}_n(p) & \tilde{B}_n(p) \\ \tilde{C}_n(p) & \tilde{D}_n(p) \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

donde $\tilde{A}_n(p)$ y $\tilde{D}_n(p)$ son polinomios pares de orden $\text{Par}(n)$ de coeficientes reales y positivos, mientras que $\tilde{B}_n(p)$ y $\tilde{C}_n(p)$ son polinomios impares de coeficientes también reales y positivos, y de orden $\text{Impar}(n)$. La condición de reciprocidad, por su parte, se reescribirá ahora como

$$\tilde{A}_n(p)\tilde{D}_n(p) - \tilde{B}_n(p)\tilde{C}_n(p) = (1 - p^2)^n = \cos^{-2n}(\theta) \quad (5.23)$$

Si ahora terminamos el prototipo con la impedancia Z_{n+1} del puerto de salida, se obtendrá el circuito mostrado en la figura 5.5. La impedancia Z_{in} que se observa a la entrada se podrá derivar a partir de la matriz ABCD de todo el prototipo, ya que por

definición:

$$V_{\text{in}} = \frac{\tilde{A}_n(p)}{(1-p^2)^{n/2}} V_{\text{out}} + \frac{\tilde{B}_n(p)}{(1-p^2)^{n/2}} (-I_{\text{out}}) \quad (5.24a)$$

$$I_{\text{in}} = \frac{\tilde{C}_n(p)}{(1-p^2)^{n/2}} V_{\text{out}} + \frac{\tilde{D}_n(p)}{(1-p^2)^{n/2}} (-I_{\text{out}}) \quad (5.24b)$$

y como $V_{\text{out}} = Z_{n+1} (-I_{\text{out}})$, tras sustituir y simplificar, la impedancia de entrada del circuito quedará

$$Z_{\text{in}} = \frac{V_{\text{in}}}{I_{\text{in}}} = \frac{\tilde{A}_n(p) Z_{n+1} + \tilde{B}_n(p)}{\tilde{C}_n(p) Z_{n+1} + \tilde{D}_n(p)} = \frac{R_n(p)}{S_n(p)} \quad (5.25)$$

donde $R_n(p)$ y $S_n(p)$ son polinomios en p de orden n con coeficientes reales y positivos, cuyas partes par $E\{\}$ e impar $O\{\}$ vienen dadas por

$$E\{R_n(p)\} = Z_{n+1} \tilde{A}_n(p) \quad (5.26a)$$

$$O\{R_n(p)\} = \tilde{B}_n(p) \quad (5.26b)$$

$$E\{S_n(p)\} = \tilde{D}_n(p) \quad (5.26c)$$

$$O\{S_n(p)\} = Z_{n+1} \tilde{C}_n(p) \quad (5.26d)$$

las cuales, además, deben garantizar que se cumpla la propiedad de reciprocidad (5.23), lo que les obliga a verificar

$$E\{R_n(p)\} E\{S_n(p)\} - O\{R_n(p)\} O\{S_n(p)\} = Z_{n+1} (1-p^2)^n \quad (5.27)$$

Las expresiones (5.25)–(5.27) definen la forma que debe tener la impedancia de entrada (y por tanto la respuesta) de un prototipo formado por la conexión en cascada de n líneas de transmisión de la misma longitud y diferentes impedancias características.

5.2.3. Síntesis del Prototipo

En el apartado anterior se dedujo la forma que deben presentar las respuestas que puede llegar a proporcionar el prototipo distribuido de saltos de impedancia. En este apartado abordaremos su síntesis. Es decir, cómo determinar el valor de los elementos del prototipo a partir de una respuesta objetivo que esté dentro del rango de las que puede proporcionar. El procedimiento analítico aquí descrito fue propuesto por primera vez en [168] para la síntesis del prototipo de cuarto de onda, y en él se basa las técnicas de síntesis de los distintos prototipos clásicos distribuidos descritos en el apartado 5.2.1.

El procedimiento parte de conocer previamente la impedancia $Z_{\text{in}}(p)$ a la entrada del prototipo que originaría la respuesta objetivo que se desea implementar. Si el

prototipo está formado por n líneas de transmisión, dicha respuesta se expresará como

$$Z_{\text{in}} = \frac{R_n(p)}{S_n(p)} \quad (5.28)$$

siendo $R_n(p)$ y $S_n(p)$ polinomios de orden n en p , de coeficientes reales y positivos, y que cumplen la condición de reciprocidad (5.27). Extrayendo sus partes par e impar, podemos identificar mediante la aplicación de (5.26), los distintos elementos de la matriz ABCD que debería tener el conjunto de n líneas de transmisión conectadas en cascada

$$A_n(p) = \frac{\tilde{A}_n(p)}{(1-p^2)^{n/2}} = \frac{E\{R_n(p)\}}{Z_{n+1}(1-p^2)^{n/2}} \quad (5.29a)$$

$$B_n(p) = \frac{\tilde{B}_n(p)}{(1-p^2)^{n/2}} = \frac{O\{R_n(p)\}}{(1-p^2)^{n/2}} \quad (5.29b)$$

$$C_n(p) = \frac{\tilde{C}_n(p)}{(1-p^2)^{n/2}} = \frac{O\{S_n(p)\}}{Z_{n+1}(1-p^2)^{n/2}} \quad (5.29c)$$

$$D_n(p) = \frac{\tilde{D}_n(p)}{(1-p^2)^{n/2}} = \frac{E\{S_n(p)\}}{(1-p^2)^{n/2}} \quad (5.29d)$$

lo que nos permite construir la matriz ABCD del prototipo

$$\mathbf{M}_n = \begin{bmatrix} A_n(p) & B_n(p) \\ C_n(p) & D_n(p) \end{bmatrix} = \frac{1}{(1-p^2)^{n/2}} \begin{bmatrix} \tilde{A}_n(p) & \tilde{B}_n(p) \\ \tilde{C}_n(p) & \tilde{D}_n(p) \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

donde los polinomios $\tilde{A}_n(p)$, $\tilde{B}_n(p)$, $\tilde{C}_n(p)$ y $\tilde{D}_n(p)$ verifican las propiedades descritas en el apartado anterior.

La matriz \mathbf{M}_n está formada por la multiplicación de la matriz ABCD de la primera línea de transmisión y la matriz ABCD del conjunto del resto de líneas. Por lo tanto, para extraer la primera línea de transmisión de la matriz \mathbf{M}_n , ésta ha de multiplicarse previamente por la matriz ABCD inversa de la primera línea, es decir:

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_1^{-1}\mathbf{M}_n &= \frac{1}{(1-p^2)^{1/2}} \begin{bmatrix} 1 & -Z_1p \\ \frac{-p}{Z_1} & 1 \end{bmatrix} \frac{1}{(1-p^2)^{n/2}} \begin{bmatrix} \tilde{A}_n(p) & \tilde{B}_n(p) \\ \tilde{C}_n(p) & \tilde{D}_n(p) \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{(1-p^2)^{\frac{n+1}{2}}} \begin{bmatrix} \tilde{A}_n(p) - Z_1p\tilde{C}_n(p) & \tilde{B}_n(p) - Z_1p\tilde{D}_n(p) \\ \tilde{C}_n(p) - \frac{p}{Z_1}\tilde{A}_n(p) & \tilde{D}_n(p) - \frac{p}{Z_1}\tilde{B}_n(p) \end{bmatrix} \quad (5.31) \end{aligned}$$

donde Z_1 es la incógnita que tenemos que determinar. El resultado debe ser la matriz ABCD de la conexión en cascada de $n-1$ línea de transmisión, \mathbf{M}_{n-1} , que en virtud de (5.22) deberá tener la forma

$$\mathbf{M}_{n-1} = \frac{1}{(1-p^2)^{\frac{n-1}{2}}} \begin{bmatrix} \tilde{A}_{n-1}(p) & \tilde{B}_{n-1}(p) \\ \tilde{C}_{n-1}(p) & \tilde{D}_{n-1}(p) \end{bmatrix} \quad (5.32)$$

siendo $\tilde{A}_{n-1}(p)$ y $\tilde{D}_{n-1}(p)$ polinomios de coeficientes reales y positivos de orden Par $(n-1)$, $\tilde{B}_{n-1}(p)$ y $\tilde{C}_{n-1}(p)$ polinomios de coeficientes reales y positivos de orden Impar $(n-1)$. Estos polinomios deben cumplir la condición de reciprocidad (5.23), que para el caso de $n-1$ líneas de transmisión se reescribiría como

$$\tilde{A}_{n-1}(p)\tilde{D}_{n-1}(p) - \tilde{B}_{n-1}(p)\tilde{C}_{n-1}(p) = (1-p^2)^{n-1} \quad (5.33)$$

Igualando las expresiones (5.31) y (5.32) e identificando términos, se deben cumplir las cuatro condiciones siguientes

$$\tilde{A}_n(p) - Z_1 p \tilde{C}_n(p) = \tilde{A}_{n-1}(p)(1-p^2) \quad (5.34a)$$

$$\tilde{B}_n(p) - Z_1 p \tilde{D}_n(p) = \tilde{B}_{n-1}(p)(1-p^2) \quad (5.34b)$$

$$\tilde{C}_n(p) - \frac{p}{Z_1} \tilde{A}_n(p) = \tilde{C}_{n-1}(p)(1-p^2) \quad (5.34c)$$

$$\tilde{D}_n(p) - \frac{p}{Z_1} \tilde{B}_n(p) = \tilde{D}_{n-1}(p)(1-p^2) \quad (5.34d)$$

pudiéndose demostrar que (5.34a) y (5.34d) son equivalentes a (5.34b) y (5.34c) por la condición de reciprocidad (5.33).

El valor de Z_1 se puede deducir, por ejemplo, a partir de la condición (5.34a). Sean $a_i^{(j)}$ y $c_i^{(j)}$ los coeficientes de orden i -ésimo de los polinomios $\tilde{A}_j(p)$ y $\tilde{C}_j(p)$. Supongamos que n es par, de modo que $\tilde{A}_n(p)$ es un polinomio par de orden n , $\tilde{C}_n(p)$ es un polinomio impar de orden $n-1$ y $\tilde{A}_{n-1}(p)$ debería ser un polinomio par de orden $n-2$. En ese caso, la condición (5.34a) se desarrollaría de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} & \left[a_n^{(n)} - Z_1 c_{n-1}^{(n)} \right] p^n + \left[a_{n-2}^{(n)} - Z_1 c_{n-3}^{(n)} \right] p^{n-2} + \dots + \left[a_2^{(n)} - Z_1 c_1^{(n)} \right] p^2 + a_0^{(n)} \\ & = -a_{n-2}^{(n-1)} p^n + \left[a_{n-2}^{(n-1)} - a_{n-4}^{(n-1)} \right] p^{n-2} + \dots + \left[a_2^{(n-1)} - a_0^{(n-1)} \right] p^2 + a_0^{(n-1)} \end{aligned}$$

identificando término a término, obtenemos

$$\begin{aligned} p^0) \quad & a_0^{(n-1)} = a_0^{(n)} \\ p^2) \quad & a_2^{(n-1)} = a_0^{(n-1)} + a_2^{(n)} - Z_1 c_1^{(n)} = a_2^{(n)} + a_0^{(n)} - Z_1 c_1^{(n)} \\ & \vdots \\ p^{n-2}) \quad & a_{n-2}^{(n-1)} = a_{n-4}^{(n-1)} + a_{n-2}^{(n)} - Z_1 c_{n-3}^{(n)} = \sum_{i=0}^{n/2-1} a_{2i}^{(n)} - Z_1 \sum_{i=0}^{n/2-2} c_{2i+1}^{(n)} \end{aligned} \quad (5.35)$$

y al forzar ahora la igualdad de los términos de orden n

$$p^n) \quad a_n^{(n)} - Z_1 c_{n-1}^{(n)} = -a_{n-2}^{(n-1)} = - \sum_{i=0}^{n/2-1} a_{2i}^{(n)} + Z_1 \sum_{i=0}^{n/2-2} c_{2i+1}^{(n)} \quad (5.36)$$

se deduce directamente el valor de la impedancia Z_1 de la primera línea de transmisión del prototipo

$$Z_1 = \frac{\sum_{i=0}^{n/2} a_{2i}^{(n)}}{\sum_{i=0}^{n/2-1} c_{2i+1}^{(n)}} = \frac{\sum \text{coeficientes } \tilde{A}_n(p)}{\sum \text{coeficientes } \tilde{C}_n(p)} \quad (5.37)$$

que será una cantidad real y positiva, ya que los coeficientes de los polinomios $\tilde{A}_n(p)$ y $\tilde{C}_n(p)$ también lo son. Por otro lado, los coeficientes del polinomio $\tilde{A}_{n-1}(p)$ vienen dados por la expresión general que se deduce a partir de (5.35)

$$a_{2j}^{(n-1)} = \sum_{i=0}^j a_{2i}^{(n)} - Z_1 \sum_{i=0}^{j-1} c_{2i+1}^{(n)} \quad ; \quad j = 0, 1, 2, \dots, \frac{n}{2} - 1 \quad (5.38)$$

que se puede demostrar a su vez que serán también reales y positivos.

Si en vez de partir de (5.34a) se hubiera forzado la condición (5.34c), es inmediato comprobar que se hubiera obtenido el mismo valor de Z_1 al recogido en (5.37), y se hubiera deducido la siguiente expresión para los coeficientes del polinomio $\tilde{C}_{n-1}(p)$

$$c_{2j+1}^{(n-1)} = \sum_{i=0}^j c_{2i+1}^{(n)} - \frac{1}{Z_1} \sum_{i=0}^j a_{2i}^{(n)} \quad ; \quad j = 0, 1, 2, \dots, \frac{n}{2} - 1 \quad (5.39)$$

Por otro lado, las condiciones (5.34b) y (5.34d) son idénticas a (5.34c) y (5.34a), respectivamente, si intercambiamos el polinomio par $\tilde{A}_n(p)$ por $\tilde{D}_n(p)$, el polinomio impar $\tilde{C}_n(p)$ por $\tilde{B}_n(p)$ y Z_1 por $1/Z_1$. Por dicha razón, podemos concluir que al forzar estas dos condiciones equivalentes se obtendría el siguiente valor de Z_1

$$Z_1 = \frac{\sum_{i=0}^{n/2-1} b_{2i+1}^{(n)}}{\sum_{i=0}^{n/2} d_{2i}^{(n)}} = \frac{\sum \text{coeficientes } \tilde{B}_n(p)}{\sum \text{coeficientes } \tilde{D}_n(p)} \quad (5.40)$$

mientras que los coeficientes del polinomio impar $\tilde{B}_{n-1}(p)$ y el polinomio par $\tilde{D}_{n-1}(p)$ serían

$$b_{2j+1}^{(n-1)} = \sum_{i=0}^j b_{2i+1}^{(n)} - Z_1 \sum_{i=0}^j d_{2i}^{(n)} \quad ; \quad j = 0, 1, 2, \dots, \frac{n}{2} - 1 \quad (5.41a)$$

$$d_{2j}^{(n-1)} = \sum_{i=0}^j d_{2i}^{(n)} - \frac{1}{Z_1} \sum_{i=0}^{j-1} b_{2i+1}^{(n)} \quad ; \quad j = 0, 1, 2, \dots, \frac{n}{2} - 1 \quad (5.41b)$$

Aunque en realidad puede parecer que existe una cierta inconsistencia al tener dos expresiones distintas para el cálculo de Z_1 , en realidad ambas expresiones son

equivalentes, tal y como se puede deducir fácilmente tras particularizar la condición de reciprocidad (5.23) para $p = 1$. Por lo tanto, el valor de la impedancia de la primera línea se obtiene aplicando indistintamente (5.37) ó (5.40).

En el caso de que el orden n fuera impar, las expresiones que se obtendrían para Z_1 serían nuevamente

$$Z_1 = \frac{\sum \text{coeficientes } \tilde{A}_n(p)}{\sum \text{coeficientes } \tilde{C}_n(p)} = \frac{\sum \text{coeficientes } \tilde{B}_n(p)}{\sum \text{coeficientes } \tilde{D}_n(p)} \quad (5.42)$$

y se tendrían unas expresiones prácticamente idénticas para los coeficientes de los polinomios del prototipo con $n - 1$ líneas de transmisión restante, con la única diferencia del número de coeficientes a obtener

$$a_{2j}^{(n-1)} = \sum_{i=0}^j a_{2i}^{(n)} - Z_1 \sum_{i=0}^{j-1} c_{2i+1}^{(n)} \quad ; \quad j = 0, 1, 2, \dots, \frac{n-1}{2} \quad (5.43a)$$

$$b_{2j+1}^{(n-1)} = \sum_{i=0}^j b_{2i+1}^{(n)} - Z_1 \sum_{i=0}^j d_{2i}^{(n)} \quad ; \quad j = 0, 1, 2, \dots, \frac{n-3}{2} \quad (5.43b)$$

$$c_{2j+1}^{(n-1)} = \sum_{i=0}^j c_{2i+1}^{(n)} - \frac{1}{Z_1} \sum_{i=0}^j a_{2i}^{(n)} \quad ; \quad j = 0, 1, 2, \dots, \frac{n-3}{2} \quad (5.43c)$$

$$d_{2j}^{(n-1)} = \sum_{i=0}^j d_{2i}^{(n)} - \frac{1}{Z_1} \sum_{i=0}^{j-1} b_{2i+1}^{(n)} \quad ; \quad j = 0, 1, 2, \dots, \frac{n-1}{2} \quad (5.43d)$$

Una vez extraída la primera línea de transmisión, nos quedará la matriz ABCD equivalente de $n - 1$ líneas de transmisión de la misma longitud conectadas en cascada. De dicha matriz se tendría que extraer la segunda línea. El problema resultante es idéntico al que ya se ha tratado para la primera línea, y se resuelve de la misma forma (trabajando en este caso con una matriz con un orden en la variable p menor). De esta forma se irán extrayendo sucesivamente las distintas líneas del prototipo hasta que nos quede la matriz ABCD de la última línea, de la que se identificará su impedancia mediante comparación con (5.19).

Tras completar el procedimiento de síntesis, se habrán calculado los valores de las impedancias de cada una de las líneas del prototipo que permiten obtener la respuesta deseada. De esta forma se conocerían todos los parámetros del prototipo, ya que tanto el valor del parámetro θ_0 como de la longitud l de las líneas se habrían determinando previamente, a partir de la ubicación de la banda de paso y de la banda eliminada.

El procedimiento de síntesis recién descrito se ve afectado por los errores de redondeo que se van acumulando tras cada extracción. Esto hace que a nivel práctico, este procedimiento pueda dar resultados erróneos al sintetizar prototipos de órdenes muy grandes. No obstante, la pérdida de precisión se empieza a apreciar en órdenes más elevados de los que realmente se requieren en las aplicaciones prácticas.

5.2.4. Tipos de Respuesta

En primer lugar, es esencial conocer las características de las respuestas que el prototipo clásico distribuido es capaz de proporcionar. Sabemos por (5.25) que su impedancia de entrada debe ser una función real y positiva de la forma

$$Z_{in} = \frac{R_n(p)}{S_n(p)} = \frac{E\{R_n(p)\} + O\{R_n(p)\}}{E\{S_n(p)\} + O\{S_n(p)\}} \quad (5.44)$$

donde las partes pares e impares de los polinomios $R_n(p)$ y $S_n(p)$ del numerador y del denominador están relacionadas con la matriz ABCD de la conexión en cascada de n líneas de transmisión mediante (5.26).

Teniendo en cuenta que los coeficientes de estos polinomios son reales y positivos, y aplicando continuación analítica a partir de lo que sucede en el eje imaginario, se puede afirmar que

$$|S_{11}(p)|^2 = S_{11}(p) S_{11}^*(p) = S_{11}(p) S_{11}(-p) \quad (5.45)$$

lo que permite que el módulo al cuadrado del coeficiente de reflexión $S_{11}(p)$ se pueda expresar en término de los polinomios que componen la impedancia de entrada como

$$|S_{11}(p)|^2 = \frac{[E\{R_n(p) - Z_0 S_n(p)\}]^2 - [O\{R_n(p) - Z_0 S_n(p)\}]^2}{[E\{R_n(p) + Z_0 S_n(p)\}]^2 - [O\{R_n(p) + Z_0 S_n(p)\}]^2} \quad (5.46)$$

que evidentemente se trata de una función par en la variable p .

La expresión (5.46) fija a su vez la expresión matemática de las pérdidas de inserción del dispositivo, que tras el correspondiente desarrollo quedaría

$$\begin{aligned} IL &= \frac{1}{|S_{21}(p)|^2} = \frac{1}{1 - |S_{11}(p)|^2} \\ &= \frac{[E\{R_n(p)\} + Z_0 E\{S_n(p)\}]^2 - [O\{R_n(p)\} + Z_0 O\{S_n(p)\}]^2}{4Z_0 [E\{R_n(p)\} E\{S_n(p)\} - O\{R_n(p)\} O\{S_n(p)\}]} \\ &= \frac{[E\{R_n(p)\} + Z_0 E\{S_n(p)\}]^2 - [O\{R_n(p)\} + Z_0 O\{S_n(p)\}]^2}{4Z_0 Z_{n+1} (1 - p^2)^n} \end{aligned} \quad (5.47)$$

en virtud de la propiedad de reciprocidad (5.27). Si tenemos en cuenta que esta función será también par en p , es decir, que sólo aparecen términos en las potencias pares de p , podemos realizar los siguientes cambios de variable

$$p^2 = (j \tan \theta)^2 = \frac{-\sin^2 \theta}{1 - \sin^2 \theta} \quad ; \quad (1 - p^2)^n = \cos^{-2n} \theta = \frac{1}{(1 - \sin^2 \theta)^n} \quad (5.48)$$

que tras introducirlas en (5.47), y realizar las pertinentes simplificaciones, nos permiten poder expresar las pérdidas de inserción de forma general como

$$IL = \frac{1}{|S_{21}(p)|^2} \Bigg|_{p=j \tan(\theta)} = 1 + \varepsilon^2 Q_n \left(\left(\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0} \right)^2 \right) \quad (5.49)$$

donde se ha tenido en cuenta que las pérdidas de inserción de una red pasiva nunca pueden ser inferiores a la unidad en el eje de frecuencias, y se ha introducido la variable θ_0 para que la banda de paso se tenga cuando el argumento del polinomio $Q_n(x)$ esté entre 0 y 1 (asociado a que $\theta \leq \theta_0$). En la expresión anterior, ε es un parámetro que fija el valor máximo de las pérdidas de inserción de la banda de paso del filtro, y $Q_n(x)$ es un polinomio positivo, de orden n , y que se ha normalizado para que su valor máximo sea la unidad en la banda de paso (es decir, cuando su argumento esté por debajo de 1). En el límite de la banda de paso, cuando $\theta = \theta_0$, este polinomio será normalmente igual a 1, y a partir de ese punto aumentará por encima de dicho valor para implementar el rechazo fuera de banda.

Como el polinomio Q_n debe tener siempre un valor positivo, ya que en caso contrario las pérdidas de inserción serían inferiores a la unidad, todos sus ceros ubicados en el eje real (lo que se corresponde con el eje de frecuencias, ya que $\theta = \beta l$) deben ser de multiplicidad par. Además, cada uno de estos ceros en $\sin^2 \theta / \sin^2 \theta_0$ dan lugar a un par de ceros cambiados de signo en la variable $\sin \theta / \sin \theta_0$, uno ubicado en el semieje positivo y el otro en el semieje negativo de frecuencias. La posición de estos ceros se corresponderá claramente con la de los ceros de reflexión del parámetro S_{11} .

La respuesta en la banda de paso mejora conforme se van situando un mayor número de ceros de reflexión en la banda de paso, o lo que es lo mismo, para valores de la variable θ entre $-\theta_0$ y θ_0 . Podemos por tanto suponer que en las respuestas de interés práctico todos los ceros de Q_n se ubicarán en la banda de paso. Como resultado, todos los ceros de Q_n serán dobles y Q_n será un cuadrado perfecto en la variable $\sin^2 \theta / \sin^2 \theta_0$. Este hecho nos permite reescribir la expresión (5.49) como:

$$IL = \frac{1}{|S_{21}(p)|^2} \Bigg|_{p=j \tan(\theta)} = 1 + \varepsilon^2 Q_n \left(\left(\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0} \right)^2 \right) = 1 + \varepsilon^2 P_n^2 \left(\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0} \right) \quad (5.50)$$

siendo P_n el polinomio de orden n resultado de sacar la raíz cuadrada a Q_n y reorganizarlo en términos de la variable $\sin \theta / \sin \theta_0$ en lugar de $\sin^2 \theta / \sin^2 \theta_0$. Por la forma en la que se distribuían los ceros de Q_n en la variable $\sin \theta / \sin \theta_0$, el polinomio P_n será par si n es par e impar si n es impar, en cuyo caso tendrá un cero de multiplicidad impar en el origen. Fruto también de las propiedades de Q_n , el valor absoluto de P_n alcanzará pero no superará en la banda de paso a la unidad (al que normalmente se llegará al menos en $\theta = \theta_0$, es decir, en el límite de la banda de paso). Nótese que al ser la respuesta una función de la variable $\sin \theta$, y al tratarse de un polinomio par si n es par o impar si n es impar, las pérdidas de inserción será una función par en términos de la longitud eléctrica equivalente θ .

El diseñador dispone por tanto de la libertad para escoger el polinomio P_n sujeto a las restricciones anteriormente comentadas, lo que fijará la forma de la respuesta escogida. Una vez seleccionado el polinomio P_n , quedaría por determinar el parámetro ε para completar la elección de la respuesta. Este parámetro está siempre asociado a

las pérdidas de inserción máximas en la banda de paso

$$IL = 1 + \varepsilon^2 P_n^2 \left(\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0} \right) \Rightarrow IL_{\max} = 1 + \varepsilon^2 \quad (5.51)$$

lo que permite obtener el valor de ε a partir de las pérdidas de inserción máximas (o de forma equivalente las pérdidas de reflexión mínimas) especificadas en la banda de paso

$$\varepsilon^2 = IL_{\max} - 1 = \frac{1}{RL_{\min} - 1} \quad ; \quad IL_{\max} = \frac{1}{|S_{21}|_{\min}^2} \quad \text{y} \quad RL_{\min} = \frac{1}{|S_{11}|_{\max}^2} \quad (5.52)$$

Tras fijar todos los parámetros de la respuesta, el siguiente paso consistiría en obtener la función $S_{11}(p)$. Para deducirla, partiremos de $|S_{11}|$ en la variable $\sin \theta / \sin \theta_0$

$$|S_{11}|^2 = 1 - |S_{21}|^2 = \frac{IL - 1}{IL} = \frac{\varepsilon^2 P_n^2 \left(\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0} \right)}{1 + \varepsilon^2 P_n^2 \left(\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0} \right)} \quad (5.53)$$

para a continuación realizar el cambio de variable (5.17) y reemplazar $\sin^2 \theta$ por $p^2 / (p^2 - 1)$. Tras realizar las simplificaciones pertinentes para obtener sendos polinomios en la variable p en el numerador y el denominador, y posteriormente factorizarlos, se obtendría

$$|S_{11}(p)|^2 = K^2 \frac{\prod_{i=1}^n (p^2 - p_{c,i}^2)}{\prod_{i=1}^n (p^2 - p_{r,i}^2)} \quad (5.54)$$

ya que $|S_{11}(p)|^2$ es una función par en p . Los ceros en p del numerador, $\pm p_{c,i}$, se encuentran sobre el eje imaginario (en el origen o bien formando pares conjugados), y tienen siempre multiplicidad par, de modo que el polinomio del numerador es un cuadrado perfecto. Por otro lado, los ceros en p del denominador, $\pm p_{r,i}$, o son reales o tienen también asociados otro par de ceros complejos conjugados, de forma que los coeficientes de la función racional $|S_{11}(p)|^2$ sean reales. La constante K^2 se corresponde con el cociente de los coeficientes de mayor orden de los polinomios del numerador y del denominador, y no es difícil comprobar que viene dada en general por

$$K^2 = \frac{\varepsilon^2 \sum_{i=0}^n \alpha_{2i} \sin^{-2i} \theta_0}{1 + \varepsilon^2 \sum_{i=0}^n \alpha_{2i} \sin^{-2i} \theta_0} \quad (5.55)$$

donde α_{2i} representa al coeficiente de $P_n^2(x)$ en x^{2i} . El valor del parámetro K^2 , que se encuentra comprendido entre 0 y 1, está además claramente relacionado con la

respuesta del prototipo para $\theta = \pi/2$, es decir, a la frecuencia de máximo rechazo, ya que para dicho valor de θ la variable p tiende a $j\infty$ y por tanto

$$|S_{11}(p)|^2 \Big|_{p \rightarrow j\infty} = K^2 \frac{\prod_{i=1}^n (p^2 - p_{c,i}^2)}{\prod_{i=1}^n (p^2 - p_{r,i}^2)} \Big|_{p \rightarrow j\infty} = K^2 \quad (5.56)$$

que tras combinarla con (5.12) y (5.50), nos permite expresar las pérdidas de inserción máximas en la banda eliminada de varias formas distintas

$$IL_{\max,be} = \frac{1}{|S_{21}|^2} \Big|_{\theta=\pi/2} = 1 + \varepsilon^2 P_n^2 \left(\frac{1}{\sin \theta_0} \right) = \frac{1}{1 - K^2} = 1 + \frac{(R-1)^2}{4R} \quad (5.57)$$

y de donde se deduce que en general $K = (R-1)/(R+1)$, condición que podemos utilizar para evaluar la precisión del procedimiento de síntesis una vez éste se haya completado.

La función $S_{11}(p)$ se obtiene tomando la raíz cuadrada del polinomio del numerador (es decir, reduciendo a la mitad la multiplicidad de cada cero del numerador), y considerando los ceros del denominador ubicados en el semiplano izquierdo del plano complejo, ya que la respuesta de un prototipo formado por elementos pasivos ha de ser siempre estable, y el módulo de su factor de reflexión no puede superar la unidad en el eje de frecuencias. En concreto, para el caso n par se obtendrá

$$S_{11}(p) = \pm K \frac{\prod_{i=1}^{n/2} (p^2 + |p_{c,i}|^2)}{\prod_{i=1}^n (p - p_{r,i})} \quad (5.58)$$

mientras que para el caso n impar se deduciría

$$S_{11}(p) = \pm K \frac{p}{(p - p_{r,1})} \frac{\prod_{i=1}^{(n-1)/2} (p^2 + |p_{c,i}|^2)}{\prod_{i=2}^n (p - p_{r,i})} \quad (5.59)$$

donde en ambos casos se ha supuesto que $\text{Re}\{p_{r,i}\} < 0$, y en el segundo se han sacado explícitamente tanto el cero en el origen del del numerador como el cero real $p_{r,1}$ del denominador que siempre existen cuando n es impar².

Las expresiones (5.58) y (5.59) nos indican a su vez que existen dos posibles soluciones, asociadas al signo positivo y negativo exterior. Ambas soluciones dan lugar a prototipos válidos que tienen una función de transferencia con el mismo módulo.

²Que no impiden en ningún caso que el cero en el origen pueda aparecer de nuevo en el numerador con multiplicidad par, o que existan más ceros reales en el denominador.

La diferencia entre ambos estriba en que en uno de ellos el primer salto se realiza a una línea de mayor impedancia que la línea de acceso, y en el otro se pasa a una línea de menor impedancia (si bien en ambos casos, la relación de onda estacionaria V_1 del salto es la misma). A partir de este punto proseguiría la alternancia entre líneas de mayor y menor impedancia, asociadas a los parámetros V_i de cada salto. Esto hace que las impedancias de las líneas de ambos prototipos sean en principio distintas, pero estarán muy relacionadas entre sí al ser unas las inversas de las otras (si se normalizan previamente con respecto a la impedancia Z_0 de la línea de entrada).

Una vez se dispone de la expresión de $S_{11}(p)$ tras elegir una de las dos posibles soluciones, es inmediato construir $Z_{in}(p)$

$$Z_{in}(p) = \frac{R(p)}{S(p)} = Z_0 \frac{1 + S_{11}(p)}{1 - S_{11}(p)} = Z_0 \frac{D_{11}(p) + N_{11}(p)}{D_{11}(p) - N_{11}(p)} \quad (5.60)$$

donde $N_{11}(p)$ y $D_{11}(p)$ son los polinomios del numerador y denominador de $S_{11}(p)$. A partir de este punto se aplicaría la técnica de síntesis descrita en el apartado 5.2.3.

A la hora de emplear esta técnica, es importante resaltar que la impedancia Z_{n+1} de la línea de salida no es un parámetro libre para el diseñador, ya que queda fijada por el tipo de respuesta elegido, y más en concreto, por el parámetro ε y el valor de $P_n(0)$. La expresión (5.9) pone de manifiesto que el valor del factor de reflexión S_{11} en $\theta = 0$, que será real, fija la relación que debe existir entre las impedancias de las líneas de entrada y salida. Atendiendo a (5.53), el valor del coeficiente de reflexión en el origen será

$$S_{11}|_{\theta=0} = \pm \frac{\varepsilon P_n \left(\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0} \right)}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 P_n^2 \left(\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0} \right)}} \Bigg|_{\theta=0} = \pm \frac{\varepsilon P_n(0)}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 P_n^2(0)}} \quad (5.61)$$

lo que permite despejar Z_{n+1} de (5.9)

$$\begin{aligned} Z_{n+1} &= Z_0 \frac{1 + S_{11}|_{\theta=0}}{1 - S_{11}|_{\theta=0}} = Z_0 \frac{\sqrt{1 + \varepsilon^2 P_n^2(0)} \pm \varepsilon P_n(0)}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 P_n^2(0)} \mp \varepsilon P_n(0)} \\ &= Z_0 \left(\sqrt{1 + \varepsilon^2 P_n^2(0)} \pm \varepsilon P_n(0) \right)^2 = Z_0 S_{0,n+1}^{\pm} \end{aligned} \quad (5.62)$$

de forma que los dos posibles valores para la constante de proporcionalidad $S_{0,n+1}^{\pm}$, y por tanto para la impedancia Z_{n+1} de la línea de transmisión de salida, se asocian con cada una de las dos posibles soluciones en función del signo que se tome para el parámetro S_{11} . Como refleja (5.62), los dos valores de $S_{0,n+1}^{\pm}$ se corresponden con la relación de onda estacionaria (signo + para S_{11}) de un salto entre la línea de entrada y de salida del prototipo (y que coincide con la de todo el prototipo para $\theta = 0$), o la inversa de dicha relación de onda estacionaria (si se tomara el signo - para S_{11}).

Por lo tanto, el cociente entre las impedancias de las líneas de acceso queda perfectamente establecido una vez se elige la respuesta objetivo. Como en la mayoría de los

filtros interesa tener el mismo puerto a la entrada y a la salida, se deberían considerar sólo aquellas respuestas que hagan que $S_{0,n+1}^{\pm}$ sea igual a la unidad. Esta situación siempre sucede en los prototipos de orden n impar, ya que en ese caso $P_n(x)$ es un polinomio impar en p y por tanto $P_n(0) = 0$. Sin embargo, cumplir esta condición para prototipos de orden n par obligaría a desplazar un par de ceros al origen³, lo que repercutiría en una degradación de las prestaciones de la respuesta elegida. De hecho, las respuestas óptimas de orden n par no presentan ningún cero en el origen.

Si nos centramos en el caso más habitual para los filtros corrugados correspondiente a tomar un orden n impar, a partir de la conjetura de Collin para el prototipo clásico de cuarto de onda, enunciada en [214] como

$$\frac{Z_i}{Z_0} \frac{Z_{n+1-i}}{Z_0} = R; \quad i = 0, 1, \dots, n+1 \quad (5.63)$$

y probada posteriormente por Riblet en [168], y explotando la equivalencia que éste presenta con el prototipo clásico distribuido de saltos de impedancia, se puede demostrar fácilmente que para n impar

$$Z_i = Z_{n+1-i}; \quad i = 0, 1, \dots, n+1 \quad (5.64)$$

lo que nos ahorra la mitad del trabajo de síntesis, ya que sólo se tienen que extraer las impedancias Z_i de las primeras $(n+1)/2$ líneas de transmisión del prototipo. Además, esta condición implica que tanto el prototipo como la estructura que lo implemente serán simétricos en la dirección de propagación.

Como hemos comentado, los prototipos de orden n par apenas se utilizan en la práctica para implementar filtros corrugados, ya que dan lugar a una línea de salida distinta a la de la entrada (y si se desea fijar su impedancia a un valor concreto, se deben reducir a cambio los grados de libertad de la respuesta). No obstante, también en este caso es posible obtener una relación similar entre las impedancias de las líneas del prototipo. En concreto, para el caso n par la conjetura de Collin se traduciría para el prototipo de saltos de impedancia como

$$\frac{Z_i}{Z_0} \frac{Z_{n+1-i}}{Z_0} = S_{0,n+1}^{\pm}; \quad i = 0, 1, \dots, n+1 \quad (5.65)$$

tomando el valor de $S_{0,n+1}^{\pm}$ correspondiente al signo del parámetro S_{11} considerado. Esta relación entre impedancias, como cabría esperar, da lugar a un prototipo (y por tanto una estructura que lo implemente) que no es simétrica en la dirección de propagación.

Como conclusión, el diseñador dispone de un número limitado de grados de libertad a la hora de elegir el tipo de respuesta. En concreto, podrá elegir el valor del parámetro ε , que fija las pérdidas de retorno mínimas en la banda de paso, así como el valor de

³No se puede colocar un único cero en el origen, ya que entonces la respuesta sería evidentemente impar.

θ_0 y de l en función de la ubicación de la banda de paso y de la banda eliminada. Así mismo, dispone de una cierta libertad a la hora de elegir los ceros de $P_n(x)$. Todos los ceros estarán ubicados en la banda de paso (es decir en $-1 < x < 1$), y se distribuirán de forma simétrica respecto al origen para conseguir un polinomio de coeficientes reales que sea par en p para n par e impar en p para n impar. Esto hace que para un filtro de orden n par, se puedan ubicar libremente un total de $n/2$ ceros, mientras que para un filtro de orden n impar sea reduce a $(n-1)/2$ ya que uno de los ceros debe estar ubicado necesariamente en el origen. Un último grado de libertad disponible es la elección del signo de S_{11} , y que permite optar entre que la impedancia de la primera línea de transmisión sea mayor o menor que la del puerto de entrada.

En las siguientes subsecciones, se van a describir brevemente los tipos de respuestas más habituales en función de la elección de $P_n(x)$, es decir, de cómo se fijen sus ceros.

5.2.4.1. Respuesta Maximalmente Plana

La respuesta maximalmente plana, o de Butterworth, es la que proporciona una reflexión lo más baja posible entorno al origen. Este comportamiento se consigue ubicando todos los ceros del polinomio $P_n(x)$ en dicho punto, ya que esta es la forma de conseguir que las pérdidas de inserción (5.50) en el origen sean cero, y presenten además el mayor número posible de derivadas igual a cero.

Para lograrlo el polinomio $P_n(x)$ será directamente igual a x^n , lo que hace que las pérdidas de inserción (5.50) tomen la forma

$$IL = \frac{1}{|S_{21}|^2} = 1 + \varepsilon^2 P_n^2 \left(\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0} \right) = 1 + \varepsilon^2 \left(\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0} \right)^{2n} \quad (5.66)$$

y el parámetro $|S_{11}|^2$ sea

$$|S_{11}|^2 = \frac{\varepsilon^2 \left(\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0} \right)^{2n}}{1 + \varepsilon^2 \left(\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0} \right)^{2n}} \quad (5.67)$$

que tras expresar $\sin^2 \theta$ en términos de la variable p mediante (5.18), y realizar simplificaciones, quedaría

$$|S_{11}(p)|^2 = \frac{\varepsilon^2 p^{2n}}{(p^2 - 1)^n \sin^{2n} \theta_0 + \varepsilon^2 p^{2n}} \quad (5.68)$$

La expresión de $|S_{11}(p)|^2$ se puede factorizar analíticamente en la forma dada por (5.54), ya que todos sus ceros $p_{c,i}^2$ se encuentran en el origen (cero de multiplicidad n en p^2), sus polos $p_{r,i}^2$ en p^2 son

$$p_{r,i}^2 = \frac{\sin^2 \theta_0}{\sin^2 \theta_0 - \varepsilon^{2/n} e^{j\pi \frac{2i-1}{n}}} \quad ; \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (5.69)$$

y el valor de la constante K se deduce fácilmente a partir de (5.55), obteniéndose

$$K^2 = \frac{\varepsilon^2}{\varepsilon^2 + \sin^{2n} \theta_0} \quad (5.70)$$

Como en cualquier otra respuesta, el primer paso consiste en construir la función $S_{11}(p)$ según (5.58) ó (5.59). Los ceros de $S_{11}(p)$ se obtienen al reducir a la mitad la multiplicidad de los ceros $\pm p_{c,i}$ de $|S_{11}(p)|^2$ en la variable p . Así mismo, los polos de $S_{11}(p)$ son todos los polos $\pm p_{r,i}$ de $|S_{11}(p)|^2$ en p cuya parte real sea negativa. Por último, se deberá obtener la raíz cuadrada de K^2 y elegir, en función de las preferencias del diseñador, el signo adecuado para seleccionar uno de los dos posibles prototipos que implementan la misma respuesta en módulo.

A partir de $S_{11}(p)$ se construiría la impedancia de entrada Z_{in} del prototipo mediante (5.60), y se aplicaría el procedimiento de síntesis descrito en el apartado 5.2.3. Esta técnica de síntesis sólo debe llegar hasta la mitad del prototipo, ya que las relaciones (5.64) y (5.65) permiten determinar las impedancias de la segunda mitad a partir de las ya calculadas (incluyendo la impedancia Z_{n+1} de la línea de salida).

5.2.4.2. Respuesta de Rizado Constante

La respuesta de rizado constante, también denominada de Chebyshev en honor al descubridor de la familia de polinomios en los que está basada [215], se caracteriza por ubicar los ceros de $P_n(x)$ de forma tal que dicho polinomio oscile entre -1 y 1 en la banda de paso, obteniendo así una respuesta con un rizado de amplitud constante.

Si se pretende tener una banda de paso que vaya desde $\theta = 0$ hasta $\theta = \theta_0$, la respuesta de rizado constante es óptima al ser aquella que, para un cierto orden n dado, y manteniendo las pérdidas de inserción por debajo de $1 + \varepsilon^2$ en dicha banda, proporciona la mayor atenuación en la banda eliminada. Esta característica, que se deriva de las propiedades de los polinomios de Chebyshev, permite reducir al máximo el orden del filtro necesario para cumplir las especificaciones (lo que generalmente repercute en menor tamaño, pérdidas y coste). Como resultado, la respuesta de Chebyshev es probablemente la más utilizada en las aplicaciones prácticas (especialmente cuando la estructura o prototipo, como es el caso del prototipo clásico distribuido, no sea capaz de proporcionar ceros de transmisión).

La respuesta de rizado constante de orden n se obtiene al hacer que $P_n(x)$ sea igual al polinomio de Chebyshev de orden n , $T_n(x)$, cuya expresión general es

$$T_n(x) = \begin{cases} \cos(n \arg \cos(x)) & ; \text{ si } |x| \leq 1 \\ \cosh(n \arg \cosh(x)) & ; \text{ si } x \geq 1 \\ (-1)^n \cosh(n \arg \cosh(-x)) & ; \text{ si } x \leq -1 \end{cases} \quad (5.71)$$

y que normalmente se deduce aplicando la conocida fórmula de recursión

$$T_{n+1}(x) = 2xT_n(x) - T_{n-1}(x) \quad ; \quad \text{con } T_0(x) = 1 \text{ y } T_1(x) = x \quad (5.72)$$

Como resultado, las pérdidas de inserción (5.50) quedarán

$$IL = \frac{1}{|S_{21}|^2} = 1 + \varepsilon^2 P_n^2 \left(\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0} \right) = 1 + \varepsilon^2 T_n^2 \left(\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0} \right) \quad (5.73)$$

y el parámetro $|S_{11}|^2$ tomará la forma

$$|S_{11}(p)|^2 = \frac{\varepsilon^2 T_n^2 \left(\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0} \right)}{1 + \varepsilon^2 T_n^2 \left(\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0} \right)} = K^2 \frac{\prod_{i=1}^n (p^2 - p_{c,i}^2)}{\prod_{i=1}^n (p^2 - p_{r,i}^2)} \quad (5.74)$$

Aunque de forma algo más laboriosa que en la respuesta de tipo Butterworth, se pueden obtener expresiones analíticas para los ceros $p_{c,i}^2$ y polos $p_{r,i}^2$ de $|S_{11}(p)|^2$ en la variable p^2 , tal y como se describe en [216]⁴

$$p_{c,i}^2 = 1 - \frac{1}{1 - \sin^2 \theta_0 \cos^2 \left(\frac{(2i+1)\pi}{2n} \right)} \quad ; \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (5.75a)$$

$$p_{r,i}^2 = 1 - \frac{1}{1 - \sin^2 \theta_0 \cos^2 \left(\frac{(2i+1)\pi}{2n} + j \frac{\arg \sinh(\varepsilon^{-1})}{n} \right)} \quad ; \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (5.75b)$$

mientras que el valor de la constante K lo obtendríamos, por ejemplo, empleando la expresión general recogida en (5.55).

A continuación se seguirían los pasos ya descritos para la respuesta de tipo Butterworth, ya que a partir de este punto el procedimiento de síntesis es independiente del tipo de respuesta elegido.

5.2.4.3. Respuesta Achieser-Zolotarev

El último tipo de respuesta clásica recibe el nombre de Achieser-Zolotarev o simplemente Zolotarev, por el matemático ruso discípulo de Chebyshev que descubrió la familia de polinomios empleada para construir dicha respuesta [217].

Muchas aplicaciones prácticas no requieren una banda de paso que se inicie en $\theta = 0$, o de forma equivalente, a la frecuencia de corte de la guía. Si en su lugar la banda de paso debe cubrir desde $\theta = \theta'_0$ hasta $\theta = \theta_0$, sería posible encontrar respuestas con una mayor atenuación en la banda eliminada que la que proporciona la respuesta de Chebyshev. Al buscar una aplicación práctica a los trabajos de Zolotarev, Achieser puso de manifiesto que la solución óptima a este tipo de problemas vendría de la mano de los polinomios de Zolotarev [218]. Los polinomios de Zolotarev proporcionan

⁴Las expresiones que proporcionamos aquí son distintas a las incluidas en el trabajo clásico de Levy [216], ya que, además de emplear una notación diferente, corrigen las múltiples erratas detectadas en dicha referencia clásica.

un rizado constante de amplitud 1 en los intervalos $-1 \leq x \leq -\lambda$ y $\lambda \leq x \leq 1$, colocando todos sus ceros en estas dos regiones (a excepción del cero obligatorio en $x = 0$ para el caso de orden impar). Estos polinomios son una generalización de los polinomios de Chebychev, donde el rizado constante se mantenía en el intervalo continuo $-1 \leq x \leq 1$. Sobre el año 1970, y tras estudiar los trabajos de Achieser, Levy propuso este nuevo tipo de respuesta para los dispositivos de microondas [219].

Por tanto, el polinomio $P_n(x)$ se tomará igual a $Z_n(x; \lambda)$, el polinomio de Zolotarev de orden n de parámetro λ dado por

$$\lambda = \frac{\sin \theta'_0}{\sin \theta_0} \quad (5.76)$$

de modo que las pérdidas de inserción (5.50) se reescribirán ahora como

$$IL = \frac{1}{|S_{21}|^2} = 1 + \varepsilon^2 P_n^2 \left(\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0} \right) = 1 + \varepsilon^2 Z_n^2 \left(\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0}; \frac{\sin \theta'_0}{\sin \theta_0} \right) \quad (5.77)$$

y por tanto $|S_{11}(p)|^2$ se expresará de la forma

$$|S_{11}(p)|^2 = \frac{\varepsilon^2 Z_n^2 \left(\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0}; \frac{\sin \theta'_0}{\sin \theta_0} \right)}{1 + \varepsilon^2 Z_n^2 \left(\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0}; \frac{\sin \theta'_0}{\sin \theta_0} \right)} = K^2 \frac{\prod_{i=1}^n (p^2 - p_{c,i}^2)}{\prod_{i=1}^n (p^2 - p_{r,i}^2)} \quad (5.78)$$

Desafortunadamente, no existe una expresión analítica para los ceros $p_{c,i}^2$ y los polos $p_{r,i}^2$ en este tipo de respuestas, los cuales se deben calcular mediante técnicas numéricas de obtención de ceros de polinomios [101]. El valor del parámetro K se determina nuevamente a partir de su expresión general (5.55).

Para dejar completamente definido el procedimiento de síntesis, quedaría por describir la forma de construir los polinomios de Zolotarev. En el caso de que n sea par, existe la siguiente relación con el polinomio de Chebyshev de mitad de orden

$$Z_n(x; \lambda) = T_{\frac{n}{2}} \left(\frac{2x^2 - 1 - \lambda^2}{1 - \lambda^2} \right) \quad (5.79)$$

mientras que para el caso de n impar, que es el más interesante en la práctica, no se dispone de una expresión general analítica ni de un algoritmo recursivo para poder determinarlos.

La forma de obtener los polinomios de Zolotarev para n impar es mediante un ajuste a una combinación lineal de polinomios impares. Para reducir las inestabilidades numéricas ocasionadas por la enorme diferencia que existe entre sus coeficientes de mayor y menor orden, dicho ajuste se hará tomando como funciones base los polinomios de Chebyshev de orden impar inferior o igual a n . Por tanto, obtendremos una expresión del polinomio de Zolotarev de la forma

$$Z_n(x; \lambda) = z_1 T_1(x) + z_3 T_3(x) + z_5 T_5(x) + \dots + z_n T_n(x) \quad (5.80)$$

donde se deberán determinar los coeficientes z_{2i+1} , cuyo valor dependerá evidentemente del parámetro λ y del orden n del polinomio de Zolotarev.

Para determinar los coeficientes, sólo sería necesario poder evaluar el polinomio de Zolotarev en $(n+1)/2$ puntos distintos y resolver el sistema lineal de ecuaciones resultantes. Sin embargo, para tener una mayor protección frente a inestabilidades numéricas, es conveniente considerar un número de puntos mayor sobre el que luego realizar el ajuste (5.80) por mínimos cuadrados.

Finalmente, el polinomio de Zolotarev $Z_n(x; \lambda)$ de orden n impar se evaluará utilizando la siguiente expresión general que involucra a funciones elípticas [217]:

$$Z_n(x; \lambda) = \cosh \left[\frac{n}{2} \log \left(\frac{H(M+u)}{H(M-u)} \right) \right] \quad (5.81)$$

donde $H(x)$ es la función Eta de Jacobi, mientras los términos M y u son

$$M = -\frac{K(1, k)}{n} = -\frac{K}{n} \quad (5.82a)$$

$$u = K \left(\lambda \sqrt{\frac{x^2 - 1}{x^2 - \lambda^2}}, k \right) \quad (5.82b)$$

siendo $K(x, k)$ la integral elíptica incompleta de primera especie de módulo k evaluada en el punto x y $K = K(1, k)$ la integral elíptica completa de primera especie de módulo k . Por su parte, el módulo k es el único cero de la función monótona decreciente

$$h(k) = nK(\lambda, k) - K(1, k) = nK(\lambda, k) - K \quad (5.83)$$

que en el caso de que $h(0) \leq 0$ estará en el intervalo $[0, 1[$, mientras que si $h(0) < 0$ no existirá, lo que indica que no hay polinomio de Zolotarev de orden n para dicho valor del parámetro λ . En el caso concreto de que $h(0)$ fuera 0 entonces k sería también 0 y el polinomio de Zolotarev se convertiría en el polinomio de Chebyshev. Esta situación se da justamente cuando [87]:

$$\lambda = \frac{\sin \theta'_0}{\sin \theta_0} = \sin \left(\frac{\pi}{2n} \right) \Rightarrow \theta'_0 = \arg \sin \left(\sin \theta_0 \sin \left(\frac{\pi}{2n} \right) \right) \quad (5.84)$$

Obsérvese así mismo que tanto el módulo k como el término M no dependen del punto x concreto donde se va a evaluar el polinomio, a diferencia del término u . Por lo tanto, sólo deberán ser calculados una única vez.

En cualquier caso, evaluar la expresión (5.81) es una tarea bastante ardua, ya que implica determinar el valor de la función Eta de Jacobi de un argumento complejo (ya que u en general lo es). Por dicha razón, en [219] se proporcionan unas expresiones más simplificadas que permiten evaluar los polinomios de Zolotarev en cuatro regiones distintas

1. Región R1. Para $0 \leq x \leq x_1$
2. Región R2. Para $x_1 \leq x \leq \lambda$
3. Región R3. Para $\lambda \leq x \leq 1$
4. Región R4. Para $1 \leq x \leq \infty$

siendo $x_1 = k'\lambda/D_n(M, k')$, donde $k' = \sqrt{1 - k^2}$ es el módulo complementario a k , y D_n representa a la función elíptica de Jacobi D_n .

Las regiones más interesantes son las R3 y R2, ya que están asociadas a la banda de paso y a la zona que hay justo antes de ella. Por dicha razón, los puntos que tomaremos para realizar el ajuste (5.80) del polinomio de Zolotarev procederán exclusivamente de estas dos regiones, donde además la expresión (5.81) se reduce a [219]

$$\text{R2: } Z_n(x, \lambda) = \cosh \left[\frac{n}{2} f_2(M, \Psi) \right] \quad ; \quad \Psi = \text{Re} \{u\} \quad (5.85a)$$

$$\text{R3: } Z_n(x, \lambda) = (-1)^{\frac{n-1}{2}} \cos \left[\frac{n}{2} f_3(M, \zeta) \right] \quad ; \quad \zeta = \text{Im} \{u\} \quad (5.85b)$$

siendo $f_2(M, \Psi)$ y $f_3(M, \zeta)$

$$f_2(M, \Psi) = -\frac{\pi M \Psi}{K K'} + \log \left(\frac{\cosh \left(\frac{\pi(M+\Psi)}{2K'} \right)}{\cosh \left(\frac{\pi(M-\Psi)}{2K'} \right)} \right) - 4 \sum_{r=1}^{\infty} \frac{(-1)^r}{r} \frac{q^{2r}}{1 - q^{2r}} \sinh \left(\frac{r\pi M}{K'} \right) \sinh \left(\frac{r\pi \Psi}{K'} \right) \quad (5.86a)$$

$$f_3(M, \zeta) = -\frac{\pi M \zeta}{K K'} + 2 \arg \tan \left(\frac{\tan \left(\frac{\pi \zeta}{2K'} \right)}{\tanh \left(\frac{\pi M}{2K'} \right)} \right) - 4 \sum_{r=1}^{\infty} \frac{1}{r} \frac{q^{2r}}{1 - q^{2r}} \sinh \left(\frac{r\pi M}{K'} \right) \sin \left(\frac{r\pi \zeta}{K'} \right) \quad (5.86b)$$

que convergen con bastante rapidez, siendo en ambos casos $K = K(1, k)$ la integral elíptica completa de primer orden de módulo k , $K' = K(1, k')$ la integral elíptica completa de primer orden del módulo complementario k' y $q = \exp(-\pi K/K')$.

Debido a la dificultad matemática de este procedimiento, se han desarrollado métodos para obtener los polinomios de Zolotarev mediante optimización [220].

5.2.4.4. Respuestas Concatenadas

Además de las respuestas clásicas, en los últimos años han surgido nuevos tipos de respuestas que intentan dar una mayor robustez frente a errores de fabricación. Entre

todas ellas, las que se han estudiado en mayor detalle son las respuestas concatenadas, o en inglés *chained*, propuestas inicialmente por Guglielmi en [91] y luego desarrolladas de una manera más formal y amplia en [221].

En su versión más habitual, estas respuestas se forman a partir de otra respuesta de menor orden m que se multiplica por sí misma j veces. Como resultado se obtiene una función de transferencia de orden $n = m \times j$, cuyos ceros de reflexión tendrán una multiplicidad j . Por lo tanto, el polinomio $P_n(x)$ se construyendo multiplicando j veces un polinomio semilla $C_m(x)$ de orden $m = n/j$, de modo que las pérdidas de inserción (5.50) se podrán expresar como

$$IL = \frac{1}{|S_{21}|^2} = 1 + \varepsilon^2 P_n^2 \left(\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0} \right) = 1 + \varepsilon^2 C_m^{2j} \left(\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0} \right) \quad (5.87)$$

y por tanto, el parámetro $|S_{11}|^2$ quedará

$$|S_{11}(p)|^2 = \frac{\varepsilon^2 C_m^{2j} \left(\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0} \right)}{1 + \varepsilon^2 C_m^{2j} \left(\frac{\sin \theta}{\sin \theta_0} \right)} = K^2 \frac{\prod_{i=1}^n (p^2 - p_{c,i}^2)}{\prod_{i=1}^n (p^2 - p_{r,i}^2)} \quad (5.88)$$

donde los ceros $p_{c,i}$ del numerador son los ceros del polinomio semilla $C_m(x)$ tras multiplicar su multiplicidad por j . En lo que respecta a los ceros $p_{r,i}^2$ en p^2 del denominador, se podrán obtener mediante técnicas analíticas para ciertas respuestas como la de Chebyshev o Butterworth⁵, o bien aplicando de forma general procedimientos numéricos. Una propiedad curiosa de las funciones de transferencia de Butterworth es que son respuestas encadenadas de respuestas tipo Butterworth de menor orden.

Como demuestra claramente el ejemplo mostrado en [91], las tolerancias de fabricación degradan mucho menos el nivel de pérdidas de retorno de este tipo de respuestas. La razón fundamental que se esconde detrás de esta mayor robustez es la multiplicidad de los ceros. Si los errores aleatorios de fabricación afectan a un cero doble, este cero doble se descompondrá en dos ceros simples que se tenderán a mover en direcciones diferentes en el plano complejo⁶. Este hecho suele evitar un aumento relevante de las pérdidas de retorno en la zona relativamente amplia que cubren ahora los dos ceros que surgen a partir del cero doble. Cuanto mayor sea la multiplicidad, dicha zona tiende a ser más amplia, y la robustez también tiende a ser mayor.

El inconveniente de estas respuestas concatenadas es que la mejora en robustez se consigue a cambio de una reducción de la selectividad de la función de transferencia, lo que normalmente obliga a tener que recurrir a un orden mayor para poder satisfacer las especificaciones de rechazo en las inmediaciones de la banda de paso.

⁵La diferencia fundamental es el diferente exponente en el parámetro ε que se obtiene tras igualar el denominador a cero y simplificar.

⁶La parte común del movimiento experimentado por ambos ceros contribuirá a un desplazamiento de la respuesta en el eje de frecuencias.

5.2.4.5. Comparativa de las Respuestas

En este subapartado se van a comparar los distintos tipos de respuestas teóricas presentadas anteriormente. Para que la comparativa sea justa, se tomarán unas especificaciones de diseño comunes. Se considerará un filtro con una banda de paso entre 9,5 y 12,5 GHz, donde las pérdidas de retorno no puedan estar por debajo de 20 dB. La banda eliminada debe cubrir perfectamente el segundo armónico, y extenderse de forma que la primera réplica de la banda de paso comience más allá de los 30 GHz. Para tener libertad en la elección del orden n , no fijaremos ningún rechazo mínimo en la banda eliminada.

Aunque sería posible cumplir estas especificaciones con un filtro paso banda de modo evanescente diseñado para tener un gran ancho de banda, la solución más natural es un filtro cuasi paso bajo. Las razones son, por un lado, el gran ancho de banda de la respuesta, y por otro, el no tener ninguna limitación sobre el rechazo a proporcionar por debajo de 9,5 GHz. Los filtros corrugados paso bajo, al no emplear resonadores, son una solución compacta, con bajas pérdidas y una amplia banda eliminada, y por tanto una muy buena elección para satisfacer este conjunto de especificaciones.

Teniendo en cuenta la banda de paso especificada, los puertos de acceso serán guías estándar WR75, lo que implicará que la anchura a de la estructura se fije a 19,05 mm. El modo fundamental en la estructura, por tanto, entrará a propagar a partir de 7,87 GHz. La banda recomendada de operación de esta guía se encuentra entre 10 y 15 GHz, que cubre bastante bien la ubicación de la banda de paso⁷.

El siguiente paso en el proceso de diseño sería la elección del parámetro θ_0 y de la longitud l de las líneas del prototipo. En nuestro caso, exigiremos que la frecuencia superior de la banda de paso se sitúe a 12,5 GHz, y que la banda de paso espúrea aparezca a 30 GHz:

$$\theta_0 = \frac{2\pi l}{\lambda_g|_{f=12,5 \text{ GHz}}} \quad ; \quad \pi - \theta_0 = \frac{2\pi l}{\lambda_g|_{f=30 \text{ GHz}}} \quad (5.89)$$

lo que da como resultado $\theta_0 = 0,2512\pi$ y $l = 3,877$ mm. Al tratarse de un ejemplo, y para tener un valor de θ_0 más redondo, se va a tomar $\theta_0 = \pi/4$ y se reajustará $l = 3,858$ mm para que la frecuencia superior de la banda de paso no se vea alterada. Esto implica que la frecuencia a la que $\theta = \pi - \theta_0$ va a desplazarse desde 30 GHz a 30,05 GHz (lo cual no es una mala corrección, al darnos 50 MHz de margen para cumplir la especificación asociada a la presencia de una nueva banda de paso espúrea).

La elección de l viene a fijar también el valor del parámetro θ'_0 asociado al principio de la banda de paso, así como la frecuencia $f_{\max,be}$ a la cual se consigue una mayor

⁷Tomar la guía estándar anterior, la WR90, es una opción más arriesgada. La banda de paso supera ligeramente la banda de operación recomendada de esta guía, que se sitúa entre 8,2 y 12,4 GHz. Esto potenciaría el efecto de un primer modo superior que entraría en propagación a 13,1 GHz.

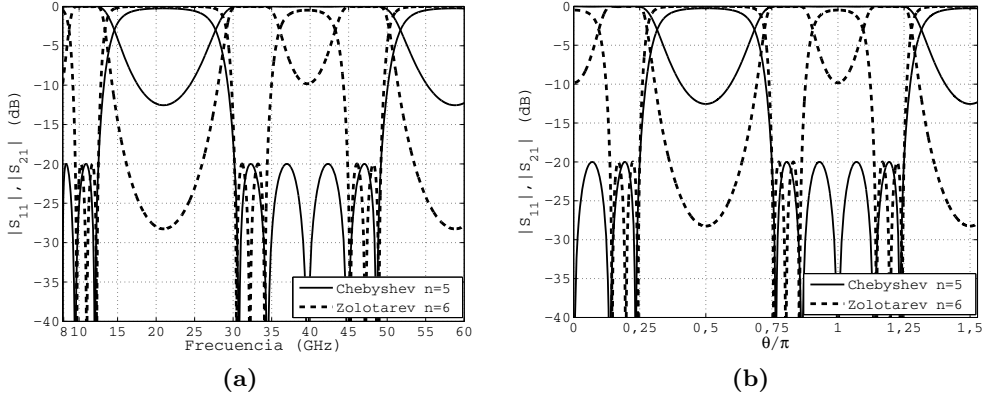


Figura 5.6. Reflexión y transmisión de dos prototipos distribuidos paso bajo con una respuesta Chebyshev de orden $n = 5$ y una respuesta Zolotarev de orden $n = 6$. En (a) se muestra la respuesta en frecuencia y en (b) la respuesta en función de la variable θ normalizada con respecto a π .

atenuación en la banda eliminada (ver el apartado 5.2.1). En concreto, se obtiene

$$\theta'_0 = \frac{2\pi l}{\lambda_g|_{f=9,5 \text{ GHz}}} = 0,43045 = 0,137\pi = 22,66^\circ \quad (5.90a)$$

$$\theta_{\max,be} = \frac{2\pi l}{\lambda_g|_{f=f_{\max,be}}} = 0,5\pi \Rightarrow f_{\max,be} = 20,96 \text{ GHz} \quad (5.90b)$$

de modo que la frecuencia de máxima atenuación se encuentra en la banda del segundo armónico, y además bastante cerca de su frecuencia central. Este resultado nos asegura que el rechazo en la banda del segundo armónico sea cercano al máximo rechazo que es capaz de proporcionar al prototipo.

A continuación se debería elegir el tipo de respuesta y el orden necesario para cumplir las especificaciones de rechazo en la banda eliminada. Como no se ha fijado la atenuación mínima fuera de banda, se mostrarán los resultados que se han obtenido para una respuesta Chebyshev de orden $n = 5$ y para una respuesta Zolotarev de orden $n = 6$. Con este ejemplo se pretenden mostrar las diferencias existentes entre estos dos tipos de respuestas, así como entre una respuesta de orden n par y otra de orden n impar.

Como podemos comprobar en la figura 5.6, una respuesta de orden impar tiene obligatoriamente un cero de reflexión (y un máximo de transmisión) en $\theta = 0$. Por su parte, todas las respuestas consideradas en este capítulo de orden n par alcanzan un máximo de reflexión en $\theta = 0$. La diferencia más significativa a nivel práctico entre el prototipo de orden par e impar, no obstante, reside en la impedancia de salida. En el caso del prototipo de Chebyshev de orden n impar, dicha impedancia es igual a la

de la línea de entrada. Sin embargo, en el caso del prototipo con respuesta Zolotarev de orden n par, la impedancia de la línea de salida es 0,02745 veces la de la línea de entrada. Desde el punto de vista de la implementación práctica, esta gran diferencia es muy relevante, ya que obligaría a emplear líneas muy distintas a la entrada y a la salida, o bien a añadir transformadores de un número elevado de etapas si se desea salir con líneas de la misma impedancia.

Así mismo, en la figura 5.6(b) se pueden observar las propiedades de la respuesta en función de la variable θ ya comentadas en el apartado 5.2.1, incluyendo la periodicidad en θ con periodo π . Así por ejemplo, la banda de paso ubicada entre $[\pi - \theta_0, \pi + \theta_0]$ es una replica de la existente entre $[-\theta_0, \theta_0]$. Nótese como en la zona entre $[0, \theta_0]$ solamente aparecen la mitad de los ceros de reflexión, ya que la respuesta paso bajo se extiende de forma simétrica por la parte negativa del eje θ (o equivalentemente, del eje de frecuencias). También se puede observar como el máximo de atenuación se produce para $\theta = (2m + 1)\pi/2$ y su valor depende del parámetro R del prototipo según (5.12). Para el caso de las dos respuestas de orden $n = 5$ y $n = 6$, los productos de las relaciones de onda estacionarias de los distintos saltos son $R = 69,95$ y $R = 2674$, respectivamente, que se traducirían por (5.12) en unas pérdidas de inserción de 12,55 dB y 28,66 dB (que se corresponde exactamente con lo representado en la figura 5.6(b)).

La respuesta en función de la variable θ se traslada al eje de frecuencias atendiendo a la variación de la longitud de onda con la frecuencia (ver la expresión (5.8)). En el caso de utilizar un modelo de guía onda, esta variación no es lineal, y por tanto la respuesta en frecuencia deja de ser estrictamente periódica, como muestra la figura 5.6(a). En dicha figura también se observa como aumenta la compresión de la respuesta conforme nos acercamos a la frecuencia de corte situada a 7,87 GHz. Así por ejemplo, la anchura de la segunda banda de paso es de unos 20 GHz, es decir, más de 2 veces mayor a la anchura de la banda paso bajo (tomando el margen entre 7,87 GHz y 12,5 GHz dos veces, para tener en cuenta tanto el eje positivo como el negativo en θ). La frecuencia a la que se mapea $\theta = \pi/2$ es 20,96 GHz. Se puede observar como las dos respuestas alcanzan la máxima atenuación a dicha frecuencia, atenuación que coincide con los valores teóricos obtenidos mediante (5.12).

Por último, nos centraremos en las diferencias más significativas entre los dos tipos de respuestas. La respuesta de tipo Chebyshev tiene un rizado constante desde la frecuencia de corte de la guía hasta la frecuencia final de la banda de paso. Por otro lado, la respuesta de Zolotarev sólo presenta rizado constante en la región comprendida entre 9,5 GHz y 12,5 GHz (o lo que es lo mismo, entre θ'_0 y θ_0 en términos de θ). Al reducir sus restricciones, la respuesta de Zolotarev puede degradarse por debajo del límite inferior de la banda de paso especificada, 9,5 GHz, y maximizar a cambio su selectividad por encima de 12,5 GHz. Este hecho, junto a la diferencia de orden, es lo que origina la mayor atenuación de la respuesta de tipo Zolotarev.

Tras ilustrar las propiedades principales de las respuestas que puede proporcionar el prototipo clásico distribuido, se pretende ahora comparar las prestaciones que pro-

Tabla 5.1
 IMPEDANCIAS NORMALIZADAS DE LAS LÍNEAS DEL PROTOTIPO DISTRIBUIDO
 PARA DIFERENTES RESPUESTAS

Línea	Butterw.	Chebys.	Zolot.	3xChebys.	3xZolot.
$Z_1 = Z_{15}$	0,9994	0,6390	0,33951	0,8076	0,6285
$Z_2 = Z_{14}$	1,0065	1,6470	0,65427	1,4982	1,3256
$Z_3 = Z_{13}$	0,9636	0,4327	0,05655	0,5264	0,3639
$Z_4 = Z_{12}$	1,1345	2,0098	0,12366	1,9962	1,5757
$Z_5 = Z_{11}$	0,7532	0,3963	0,00648	0,4581	0,3990
$Z_6 = Z_{10}$	1,5786	2,0903	0,01511	2,3271	2,8668
$Z_7 = Z_9$	0,5612	0,3892	0,00110	0,4676	0,7365
Z_8	1,8571	2,1059	0,00461	2,3741	4,3213
Z_{max}	1,8571	2,1059	1,00000	2,3741	4,3213
Z_{max}/Z_{min}	3,31	5,41	908,82	5,08	11,87
$IL_{max,be}(dB)$	25,21	88,86	105,27	76,82	84,69

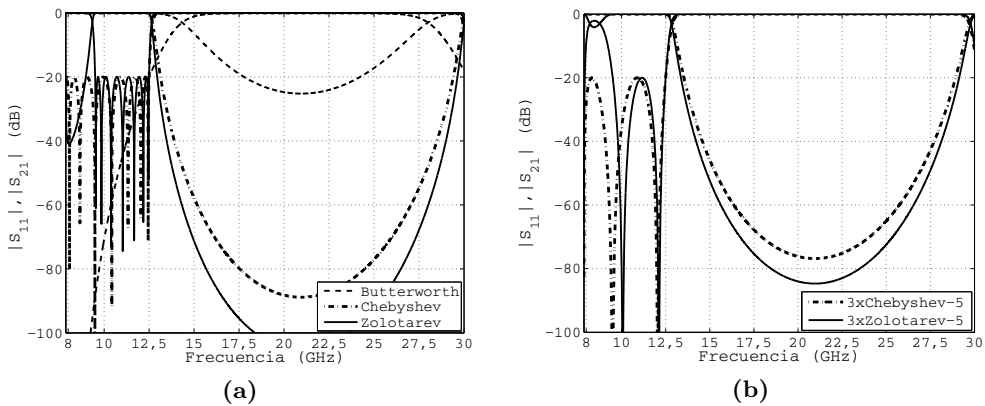


Figura 5.7. Reflexión y transmisión de los distintos prototipos de orden $n = 15$ sintetizados con diferentes respuestas. En (a) se comparan los prototipos con respuestas Butterworth, Chebyshev y Zolotarev, y en (b) se muestran los prototipos con respuestas encadenadas o *Chained*.

porcionan los distintos tipos de respuestas para un mismo orden n . Teniendo en cuenta las dificultades que conlleva en la práctica elegir un orden n par, se ha optado por fijar n a 15, que además es un valor entre moderado y bajo si se compara con los ordenes habitualmente empleados en los filtros corrugados reales.

Se han sintetizado 5 prototipos distribuidos de orden $n = 15$, cambiando el tipo de respuesta utilizada. En concreto, se ha sintetizado un prototipo con la respuesta

de Butterworth, otro con la respuesta de rizado constante o Chebyshev, un tercero con respuesta Zolotarev, y dos prototipos con respuestas encadenadas o *Chained*. Los dos prototipos *Chained* se han construido multiplicando 3 veces un polinomio de Chebyshev y de Zolotarev de orden 5, respectivamente. La tabla 5.1 muestra las impedancias de las distintas líneas normalizadas con respecto a la línea de entrada, o lo que es equivalente, suponiendo $Z_0 = 1$. Por simetría, la impedancia de la línea de salida también será igual a 1.

El módulo de los parámetros S de las distintas respuestas obtenidas se muestra en la figura 5.7. El prototipo con respuesta tipo Butterworth consigue una reflexión entorno a la frecuencia de corte de la guía extremadamente baja, pero a cambio su rechazo en la banda eliminada es muy pobre. Debido a su extremadamente baja selectividad, estas respuestas no se utilizan casi nunca en la práctica. En lo que respecta a las respuestas de Chebyshev y Zolotarev, con unas prestaciones fuera de banda más interesantes, se pueden extraer las conclusiones ya comentadas en el ejemplo anterior. Una respuesta de tipo Zolotarev es capaz de sacar ventaja del hecho de que la frecuencia inferior de la banda de paso sea mayor a la frecuencia de corte de la guía, con lo que mejora su selectividad en comparación con una respuesta de tipo Chebyshev.

Por su parte, las respuestas encadenadas o *chained* presentan 5 ceros de reflexión de multiplicidad 3 en la banda de paso (de los cuales, sólo se observan 3 en el eje positivo de frecuencias), para tener así una mayor robustez frente a los errores aleatorios de fabricación. Esto se produce al elevar al cubo tanto una respuesta Chebyshev, con una banda de paso que se extiende desde la frecuencia de corte, como una respuesta Zolotarev, cuya banda de paso empieza a la frecuencia especificada de 9,5 GHz. Por el contrario, las dos respuestas reducen su rechazo en la banda eliminada con respecto a respuestas del mismo tipo no encadenadas y de orden 15. De hecho, ambas proporcionan aproximadamente el mismo rechazo máximo que proporcionaría un prototipo con respuesta Chebyshev ($IL_{\max,be} = 73,54$ dB) o Zolotarev ($IL_{\max,be} = 87,20$ dB) de orden 13, respectivamente. Sería por tanto necesario emplear un orden algo más elevado para poder cumplir con las especificaciones en la banda eliminada, a cambio de una mayor robustez frente a tolerancias de fabricación.

Como cabía esperar, la máxima atenuación y la frecuencia a la que ésta se produce coincide exactamente con lo que la teoría predice. La zona de mayor atenuación de la respuesta se ajusta bastante bien a la banda donde se ubicaría el segundo armónico de la banda de paso (es decir, entre 19 y 25 GHz).

Dos parámetros muy importantes a nivel de realizabilidad práctica son el cociente entre la máxima y la mínima impedancia de las líneas del prototipo, y la relación entre la impedancia máxima y la de la línea de entrada. Como en guía onda rectangular el nivel de impedancia es proporcional a la altura de la guía (ver la expresión (5.2)), estos dos parámetros recogidos en la tabla 5.1 nos dan información sobre las diferencias de altura en la estructura.

El cociente Z_{\max}/Z_{\min} es equivalente a la relación entre la altura máxima y la altura mínima de las guías de la estructura. Este cociente estará siempre limitado desde

un punto de vista práctico. Por un lado, existirá un valor de altura máxima a partir del cual no se respetarán las restricciones de tamaño de la estructura o de comportamiento en la banda eliminada (por los espúreos que originan los modos superiores cuya frecuencia de corte dependa de la altura de las guías). Por otro lado, la altura tampoco se puede bajar tanto como uno quisiera, ya que siempre habrán limitaciones asociadas a la capacidad de manejo de potencia, a las pérdidas de inserción, y en última instancia al propio proceso de fabricación.

La relación entre la impedancia máxima y la del puerto de entrada, que será directamente Z_{\max} al estar las impedancias normalizadas con respecto a la de la línea de entrada, nos da información sobre la necesidad o no de incluir un transformador y sobre el tamaño de éste. En principio interesa que Z_{\max} sea lo más pequeño posible, ya que permitirá utilizar una línea de entrada de mayor altura que será más fácil de conectar con un puerto de acceso estándar.

Mirando los datos recopilados en la [tabla 5.1](#), se observa que los valores de estos dos parámetros son bastante razonables en todas las prototipos, excepto para el sintetizado con una respuesta Zolotarev. Aunque en este caso la línea de entrada presenta el mayor nivel de impedancia, lo que facilitaría su conexión con un puerto estándar, existe un factor cercano a 1000 entre la mayor y la menor impedancia de las líneas. Es imposible implementar un filtro en la práctica que proporcione una diferencia tan importante de niveles de impedancia, de hecho, empieza a ser difícil implementar un filtro cuando este cociente se acerca ya a 20. Por lo tanto, la excelente atenuación que proporciona el prototipo no es realista, al no poder implementarse en la práctica. La razón principal de estas dificultades es el elevado valor del parámetro θ'_0 , ya que es necesario forzar mucho las impedancias del prototipo para conseguir que todos los ceros de la respuesta se encuentren entre 9,5 y 12,5 GHz (además del cero ubicado a la frecuencia de corte, al tratarse de un orden n impar). El valor de θ'_0 asociado a las especificaciones es de $22,66^\circ$, mientras que en una respuesta de Chebyshev dicho ángulo vendría dado por $4,24^\circ$ atendiendo a [\(5.84\)](#). El hecho de tener que aumentar por más de 5 la ubicación en θ de algunos ceros de la respuesta es lo que origina una diferencia tan importante en los niveles de impedancia de las líneas.

Para evaluar el efecto de θ'_0 sobre las prestaciones del prototipo y las impedancias normalizadas de sus líneas, se ha procedido a realizar la síntesis de varios prototipos con respuestas Zolotarev para diferentes valores de θ'_0 . También se ha supuesto que para poder implementar el prototipo en la práctica es necesario que Z_{\max}/Z_{\min} no supere a 20, y se ha buscado el valor de θ'_0 que da lugar a esa relación de 20. Los resultados obtenidos se recopilan en [la tabla 5.2](#).

Los resultados muestran como al aumentar inicialmente el valor de θ'_0 sobre el mínimo que fija la respuesta de Chebyshev, las impedancias de las líneas se van modificando de forma bastante suave. Al no variar demasiado la ubicación del cero de reflexión que delimita el comienzo de la banda de paso, las diferencias observadas con respecto a una respuesta de Chebyshev no son muy grandes, ni tampoco el incremento de atenuación que se consigue en la banda eliminada. Al mismo tiempo, la impedancia

Tabla 5.2
EFECTO DE θ'_0 DE LA RESPUESTA DE ZOLOTAREV SOBRE LA IMPEDANCIA
NORMALIZADA DE LAS LÍNEAS

Línea θ'_0	4, 24° (Chebys.)	10°	13°	15, 79°	18, 5°
$Z_1 = Z_{15}$	0,6390	0,5927	0,5393	0,4850	0,4376
$Z_2 = Z_{14}$	1,6470	1,5296	1,3587	1,1610	0,9846
$Z_3 = Z_{13}$	0,4327	0,3730	0,2926	0,2088	0,1447
$Z_4 = Z_{12}$	2,0098	1,6705	1,1949	0,7333	0,4332
$Z_5 = Z_{11}$	0,3963	0,3127	0,1982	0,0981	0,0445
$Z_6 = Z_{10}$	2,0903	1,5962	0,9264	0,3918	0,1490
$Z_7 = Z_9$	0,3892	0,2895	0,1569	0,0581	0,0184
Z_8	2,1059	1,5570	0,8271	0,2936	0,0885
Z_{\max}	2,1059	1,6705	1,3587	1,1610	1,0000
Z_{\max}/Z_{\min}	5,41	5,77	8,66	20,00	53,40
$IL_{\max,be}$ (dB)	88,86	90,20	91,80	93,86	96,47

máxima del prototipo se va acercando cada vez más a la del puerto de entrada, lo que reduce la complejidad del transformador que sería necesario desde la línea de entrada hasta los puertos de acceso estándar. Sin embargo cada vez cuesta más aumentar θ'_0 , y a partir de los 10° las variaciones en las impedancias de las líneas son bastante más bruscas, al igual que sucede con la relación entre Z_{\max}/Z_{\min} y con la mejora del rechazo máximo en la banda eliminada. El valor de $\theta'_0 = 15, 79^\circ$, donde la relación entre las impedancias máximas y mínimas es de 20, ya se encuentra en una zona donde la variación del prototipo con θ'_0 es muy grande. De hecho, dicho valor de θ'_0 implica que en la zona comprendida entre 0° y 15, 79°, que supone más de un tercio del intervalo hasta llegar a $\theta_0 = 45^\circ$, no debe situarse ninguno de los 7 ceros de reflexión que tiene que tener a frecuencias mayores que la frecuencia de corte de la guía.

Para mostrar por tanto las prestaciones que podrían realmente proporcionarse en la práctica, en la figura 5.8 se muestra el módulo de los parámetros S del prototipo con respuesta Zolotarev con $\theta'_0 = 15, 79^\circ$, de modo que el cociente entre la impedancia máxima y mínima no supere al valor límite de 20 que hemos considerado. En dicha figura se recogen también las gráficas para el prototipo con respuesta *Chained* Zolotarev obtenido anteriormente y ya representado en la figura 5.7(b). Como la relación entre la impedancia máxima y mínima de dicho prototipo es de sólo 11,87 (ver la tabla 5.1), también se ha diseñado otro prototipo con el valor de θ'_0 que hace que dicha relación llegue a 20. El valor de θ'_0 obtenido en este caso aumenta a 0,46 radianes, o lo que es equivalente, a unos 26, 35°⁸.

⁸Este prototipo, en realidad, no cumple con las especificaciones inicialmente planteadas, ya que desplaza el principio de la banda de paso hasta 9,71 GHz. No obstante, lo hemos incluido para hacer una comparativa con la respuesta de Zolotarev para la misma relación entre la máxima y la mínima impedancia del prototipo. Además, si el límite inferior de la banda de paso estuviera por encima

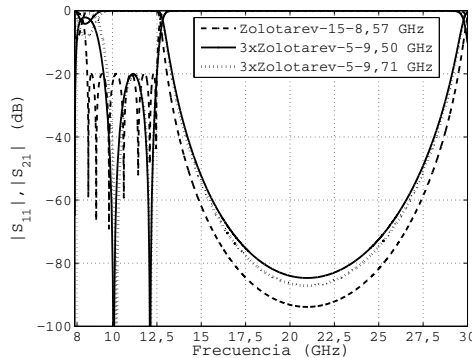


Figura 5.8. Módulo de los parámetros S de reflexión y transmisión de los distintos prototipos de orden $n = 15$ con respuestas Zolotarev o *Chained* Zolotarev.

Los resultados mostrados en la figura 5.8 nos indican que, a nivel real, las ventajas de la respuesta de Zolotarev no son tan importantes como podría pensarse a partir de los resultados mostrados en la figura 5.7. Por cuestiones prácticas de implementación, la frecuencia inicial de la banda de paso se ha tenido que reducir de 9,5 GHz a 8,57 GHz (por la reducción el valor de θ'_0 desde $22,66^\circ$ a $15,79^\circ$). Por tanto, la atenuación máxima en la banda eliminada se reduce en casi 12 dB, y la ventaja respecto a una respuesta de rizado constante o Chebyshev se queda en apenas 5 dB (lo que en muchas ocasiones no implicaría ni siquiera una reducción de orden). No obstante, la distribución de las impedancias contribuye a tener una línea de acceso de mayor altura, lo que reduce la complejidad del transformador a introducir o incluso puede hacer que éste en realidad deje de ser necesario. Si ahora comparamos con las respuestas *Chained* formadas al multiplicar entre sí varias respuestas de tipo Zolotarev, se observa que éstas últimas tienen una atenuación máxima entre 6,5 y 9 dB inferior (lo que podría implicar en bastantes ocasiones una reducción de orden) y además obligarían a reducir la altura de la línea de entrada del filtro real ya que su impedancia máxima normalizada es bastante superior. A cambio, se tiene una respuesta más robusta frente a las tolerancias de fabricación.

Para concluir este apartado, vamos a describir con un último ejemplo el efecto que tiene la elección del signo de $S_{11}(p)$ cuando se realiza la factorización de $|S_{11}(p)|^2$ (ver las expresiones (5.58) y (5.59)). Con ese objetivo, hemos tomado las dos posibles soluciones para una respuesta de rizado constante o Chebyshev. Las impedancias de las líneas se recopilan en la tabla 5.3 y las respuestas de ambos prototipos se muestran en la figura 5.9.

Tal y como cabía esperar, la respuesta en módulo que proporcionan ambos prototipos es la misma (sólo hay un desfase de 180 grados en los parámetros S_{11} y S_{22}

de 9,71 GHz, ambas serían las respuestas más ajustadas que se podrían obtener y que verifiquen el límite establecido para el cociente entre el máximo y el mínimo nivel de impedancia.

Tabla 5.3
 IMPEDANCIAS NORMALIZADAS DE LAS LÍNEAS EN FUNCIÓN DE LA ELECCIÓN
 DEL SIGNO DE $S_{11}(p)$

Línea	Chebys. $+K$	Chebys. $-K$
$Z_1 = Z_{15}$	0,6390	1,5650
$Z_2 = Z_{14}$	1,6470	0,6072
$Z_3 = Z_{13}$	0,4327	2,3112
$Z_4 = Z_{12}$	2,0098	0,4976
$Z_5 = Z_{11}$	0,3963	2,5231
$Z_6 = Z_{10}$	2,0903	0,4784
$Z_7 = Z_9$	0,3892	2,5695
Z_8	2,1059	0,4749
Z_{\max}	2,1059	2,5231
Z_{\max}/Z_{\min}	5,41	5,41
$IL_{\max,be}(\text{dB})$	88,86	88,86

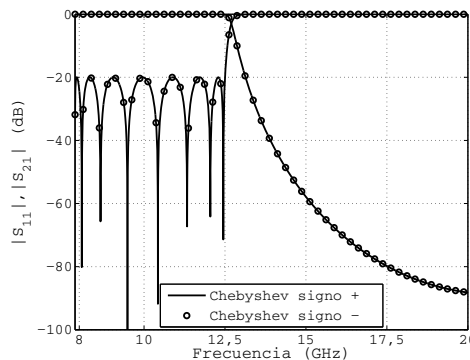


Figura 5.9. Reflexión y transmisión de los prototipos distribuidos con respuesta de tipo Chebyshev de orden 15 y con distinta elección de signo.

asociado al diferente signo elegido). Por otro lado, las impedancias normalizadas de las líneas son inversas entre sí. Esto hace que la relación entre la impedancia máxima y mínima no cambie, ni tampoco el parámetro R del prototipo (y por tanto las pérdidas de inserción máximas en la banda eliminada no varían). Lo que sí que cambia es la impedancia máxima del prototipo, que interesa que sea lo más pequeña posible para facilitar la conexión en la práctica entre las líneas de entrada del filtro propiamente dicho y los puertos de acceso. Los resultados obtenidos ponen de manifiesto que la solución con el signo positivo, donde el salto inicial (entre la línea de acceso y la primera línea) se produce desde una nivel de impedancia mayor a uno menor, suele ser la mejor opción para una respuesta de orden n impar.

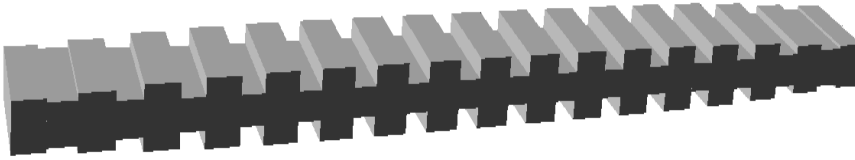


Figura 5.10. Filtro corrugado de orden 31 en guía onda rectangular, sin incluir los transformadores de entrada y salida.

5.3. Diseño Automatizado de Filtros Corrugados⁹

En este apartado vamos a presentar un procedimiento para el diseño automatizado de filtros corrugados, como el mostrado en la figura 5.10. Siguiendo la misma filosofía del método de diseño de filtros inductivos convencionales descrito en la sección 3.2, este procedimiento estará basado en una precisa y depurada técnica de síntesis que permitirá obtener en la mayoría de los casos unas excelentes dimensiones iniciales del dispositivo. Estas dimensiones requerirán a lo sumo una ligera optimización final.

Los filtros corrugados se han diseñado durante décadas empleando los procedimientos de síntesis desarrollados por Levy y descritos en el excelente artículo [87]. En concreto, este trabajo presenta 3 técnicas distintas para la síntesis de filtros corrugados. La primera de ellas se basa en implementar la versión del prototipo clásico distribuido con inversores de impedancias, que aunque tiene una banda paso bajo, normalmente se utiliza para el diseño de filtros paso banda (ver la figura 3.13 de la página 184). Los tramos de guía de baja altura hacen la función de inversores de impedancia, y los tramos de alta impedancia actúan como las líneas de transmisión del prototipo. Esto hace que con $2n + 3$ guías se consiga implementar una respuesta de orden n (algo mejorada por la capacidad paralelo que proporcionan los inversores reales). Su principal ventaja es que proporciona dos parámetros para ajustar el acoplamiento, la longitud del tramo de baja impedancia y su altura, lo que permite por ejemplo fijar una altura mínima en toda la estructura y emplear las longitudes de los tramos capacitivos para ajustar el grado de acoplo.

La segunda técnica tradicional recogida en [87] utiliza el prototipo clásico distribuido con saltos de impedancia descrito ampliamente en la sección 5.2, que una

⁹El trabajo descrito en este apartado ha sido realizado en colaboración con el Ingeniero Óscar Monerris i Belda, dentro del marco de su tesina de Master. Debido a su interés práctico, este algoritmo ha sido integrado dentro de la herramienta comercial de análisis y diseño electromagnético FEST3D que mantiene y desarrolla la empresa valenciana AuroraSAT S.L. en nombre de la Agencia Europea del Espacio (ESA).

vez sintetizado, y tras elegir una anchura a apropiada en función de la banda de paso especificada, se traslada de forma directa a una implementación en guía de onda rectangular. En este caso, sólo se necesitan $n + 2$ guías (contando las guías de entrada y salida) para implementar una respuesta de orden n . Las alturas de dichas guías se obtienen aplicando la relación (5.2), o lo que es lo mismo

$$b_{i+1} = \frac{Z_{c_{i+1}}}{Z_{c_i}} b_i \quad (5.91)$$

que una vez se fija la altura b_0 de la guía de entrada, define las alturas de todas las guías de la estructura. El valor de la altura b_0 normalmente se establece para que la estructura tenga al menos un cierto hueco mínimo g_{\min} que garantice una capacidad de manejo de potencia adecuada, o bien para evitar que la altura máxima de la estructura sobrepase una cierta cota que no permita cumplir las especificaciones de tamaño o de banda eliminada (por el efecto de modos indeseados que entran en propagación en los tramos de guía de mayor altura).

El tercer y último procedimiento tradicional modela los tramos de baja impedancia como una capacidad concentrada en paralelo. Para poder sintetizar el prototipo mixto obtenido, dichas capacidades se reemplazan por tramos de línea en circuito abierto con una impedancia característica ajustable [222]. Este método permite al diseñador utilizar tanto la longitud como la altura de los tramos de baja impedancia para ajustar el valor de la capacidad sintetizada, y a diferencia del primer método, sin producir una penalización en el orden de la respuesta. El inconveniente principal es que el comportamiento de la estructura es distinto al del prototipo empleado en el proceso de síntesis, ya que los tramos de baja impedancia no tienen la misma variación con la frecuencia que un tramo de línea en paralelo en circuito abierto.

Entre todos los métodos de síntesis descritos, el propio Levy reconoce que el más utilizado en la práctica es el segundo de ellos [223]. Este método es el elegido normalmente porque emplea el prototipo que mejor representa a la estructura real (lo que permite obtener un punto inicial fiable), es además el más sencillo, y por último aprovecha al máximo los efectos presentes en la estructura para poder implementar con $n + 2$ guías una respuesta paso bajo de orden n .

Una traducción directa de este segundo método implicaría que las longitudes de todas las guías de la estructura fueran iguales a la longitud l de las líneas del prototipo clásico distribuido sintetizado. Sin embargo, el punto inicial que se obtendría en este caso no sería muy bueno. Este hecho se debe a que un salto entre dos guías de la estructura no se puede representar sólo mediante un salto entre dos líneas de transmisión, siendo necesario incluir a su vez un condensador concentrado en paralelo [10], [224]. Este condensador modela el efecto de bordes producido por los modos superiores que se excitan alrededor de la discontinuidad. Este efecto reactivo es de carácter capacitivo, al ser el campo eléctrico transversal presente en la apertura completamente vertical.

5.3.1. Modelado de las Discontinuidades

La caracterización de la discontinuidad entre dos guías rectangulares de la misma anchura pero diferente altura fue estudiada hace ya muchos años. Fruto de las investigaciones realizadas en el ámbito de las microondas durante la segunda guerra mundial, existen expresiones cerradas que permiten obtener la capacidad equivalente en paralelo con un error por debajo del 3-5 % [10],[224]. Si se desea obtener una mayor precisión, se pueden utilizar métodos modales como la técnica de ecuación integral descrita en el capítulo 2.

En nuestro caso utilizaremos en concreto la técnica de análisis modal descrita en el apartado 2.2.5 en lugar de las expresiones analíticas aproximadas, ya que pretendemos desarrollar un método de síntesis lo más preciso posible. Para una incidencia con el modo fundamental esta técnica se reduce a la ya propuesta en [95], la cual explota al máximo el carácter bidimensional de los saltos en plano E en guía rectangular para obtener una caracterización de la que se pueda extraer su dependencia con la frecuencia. Aunque esta técnica requiere de un tiempo de computación algo mayor que las expresiones analíticas aproximadas, invertir este tiempo de apenas unos pocos milisegundos suele ser muy rentable. A cambio obtendremos un punto inicial más cercano a la solución, que permite acelerar la optimización electromagnética final o incluso lograr que ésta sea innecesaria.

El problema, no obstante, reside en cómo integrar las capacidades en paralelo de las distintas discontinuidades en un procedimiento de síntesis. Es imposible añadir esta información y seguir obteniendo un procedimiento analítico de síntesis que determine el valor de los parámetros del prototipo, tanto si el valor de las capacidades se obtiene utilizando algoritmos numéricos o mediante las expresiones analíticas aproximadas recogidas en [10],[224]. De hecho, tras incorporar dichas capacidades, las funciones involucradas en la respuesta dejan de ser racionales y de depender de una única variable θ relacionada con la frecuencia.

Existen distintos métodos para resolver esta situación. El más reciente fue propuesto por Simeoni en [88], que basándose parcialmente en unas ideas recogidas en el trabajo clásico de Levy [87] y usadas durante décadas por los diseñadores, aplica una corrección a las longitudes de las guías de la estructura. Observando el prototipo, el coeficiente de reflexión de un salto aislado entre dos líneas de transmisión es real. Sin embargo, la presencia del efecto capacitivo en paralelo hace que el coeficiente de reflexión de la discontinuidad entre dos guías tenga un cierto desfase. Mediante una modificación de las longitudes de las guías se puede eliminar dicho desfase, e igualar así el comportamiento del filtro y del prototipo a la frecuencia final de la banda de paso f_0 . Así por ejemplo, el desfase en la i -ésima discontinuidad de la estructura se compensa añadiendo a cada lado las longitudes de corrección dadas por

$$\delta_i^{(j)} = \frac{\lambda_g}{4\pi} \phi_i^{(j)} \Big|_{f=f_0} ; \quad j = 1, 2 \quad (5.92)$$

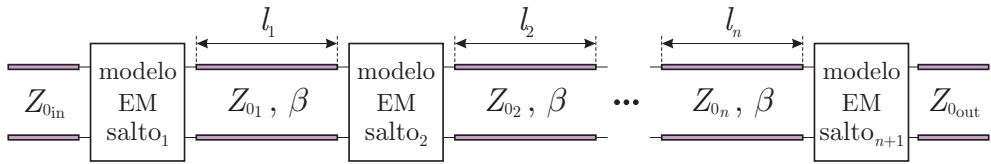


Figura 5.11. Prototipo monomodo para los filtros corrugados, en el que se emplea un modelo electromagnético para representar los saltos entre las distintas guías.

donde $\phi_i^{(j)}$ es la fase del parámetro de reflexión S_{jj} de la discontinuidad aislada (con puertos de acceso de longitud nula), y λ_g es la longitud de onda en la guía de la estructura. Como resultado, la longitud de la i -ésima guía de la estructura será tras las correcciones igual a

$$l_i = l + \delta_i^{(2)} + \delta_{i+1}^{(1)} \quad (5.93)$$

Las longitudes corregidas (5.93) mejoran de forma importante las dimensiones de la estructura extraída y su respuesta. No obstante, esta corrección se trata simplemente de un reajuste realizado sobre la estructura real para compensar los efectos que el prototipo clásico distribuido no es capaz de considerar.

Una solución sin duda mejor sería contar con un prototipo que representara fielmente a la estructura, y que no requiriera realizar correcciones a posteriori. Recientemente hemos propuesto una solución simple y efectiva a este problema, que ha sido publicada en [225], y descrita con un carácter más didáctico en una de las secciones de [154]. Según esta técnica, y una vez deducidas las alturas de la estructura mediante (5.91), se realizaría la simulación electromagnética de las distintas discontinuidades en la banda de paso (empleando un equiespaciado en la variable θ que se utilizará posteriormente para interpolar los datos a cualquier frecuencia), de forma que cada discontinuidad quedaría caracterizada mediante un modelo electromagnético en términos de una matriz ABCD dependiente de la frecuencia.

Como resultado, se obtiene el prototipo poco convencional mostrado en la figura 5.11. Este prototipo tiene en cuenta los efectos que se producen en las discontinuidades de la estructura. Como dichas discontinuidades no se van a modificar en el resto del proceso de diseño, sus modelos sólo se deberán calcular una única vez. Además, la diferencia de tiempo con respecto al que requiere la técnica [88] es despreciable. Esto se debe por un lado a que la técnica [88] tiene que simular los parámetros S de las discontinuidades a f_0 para evaluar las longitudes de corrección (5.92), y por otro, a que la herramienta de simulación empleada utiliza un *kernel* independiente de la frecuencia que reduce drásticamente el tiempo que requiere la caracterización de las discontinuidades en cada punto en frecuencia adicional (ver el apartado 2.2.5).

Como la respuesta del prototipo resultante no se puede representar en términos de una función racional en la variable θ , no será posible desarrollar un procedimiento de síntesis analítico. En su lugar se optimizarán las longitudes l_i de las líneas del

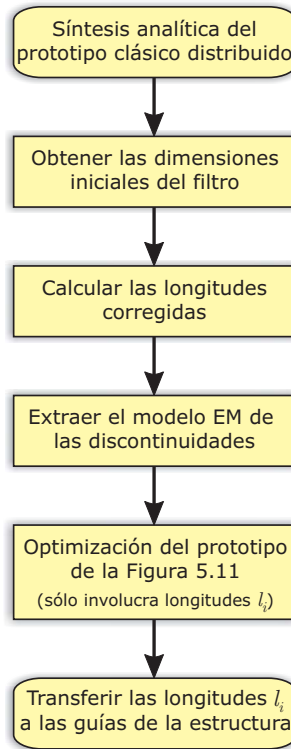


Figura 5.12. Diagrama de flujo del procedimiento de síntesis dimensional propuesto para los filtros corrugados.

prototipo a partir del valor inicial que proporcionan las longitudes corregidas (5.93). Tras completar la optimización del prototipo, se obtiene directamente la estructura final sin necesidad de aplicar ningún tipo de compensación a posteriori, ya que la longitud de cada guía de la estructura será idéntica a las de su correspondiente línea de transmisión del prototipo.

En la figura 5.12 se muestra un diagrama de flujo que resume todo el procedimiento de síntesis dimensional recién descrito. Siempre que el prototipo sea una fiel representación del filtro real, este procedimiento extraerá en unos pocos segundos una excelente estructura inicial que en muchas ocasiones no requerirá ni siquiera de un ligero reajuste final.

La imprecisión del método de síntesis vuelve de nuevo a recaer en los efectos originados por los modos superiores, ya que las interacciones entre saltos adyacentes debidas a estos modos no quedan recogidas en el prototipo. Estas interacciones son relevantes cuando las longitudes de las guías son pequeñas, y al mismo tiempo las guías de alta impedancia presentan una altura importante. Cuando esta situación se da, la

precisión del método decae, y en ocasiones hay que recurrir obligatoriamente a una optimización electromagnética final para reajustar las dimensiones de la estructura extraída tras el procedimiento de síntesis.

5.3.2. Optimización de Rizado Constante

En el procedimiento de diseño automatizado de filtros corrugados descrito en este apartado, hemos considerado por razones prácticas solamente filtros de orden n impar y con respuestas de tipo Chebyshev y Zolotarev. Estas dos respuestas son de largo las más utilizadas en la práctica, bastante por encima de las respuestas encadenadas o *chained* y por supuesto de las maximalmente planas.

Las dos respuestas seleccionadas tienen como aspecto común un rizado constante en la banda de paso (en la de Chebyshev se extiende desde la frecuencia de corte de la guía, y en la respuesta Zolotarev desde una frecuencia que se intenta que esté lo más cerca posible a la frecuencia inferior de la banda de paso). Además, ninguna de ellas tiene ceros múltiples. Por lo tanto, podemos aplicar la técnica de optimización de rizado constante descrita en el apartado 3.2.3 y ya utilizada con éxito en la síntesis de filtros paso banda inductivos. Esta técnica tiene que sufrir ligeras modificaciones para poder adaptarse a los filtros paso bajo.

En el caso de un filtro paso bajo de orden n , será necesario disponer de $n + 1$ variables para poder ajustar con este procedimiento la forma de la respuesta en la banda de paso. Sabemos que los filtros de orden n impar son simétricos, lo que hace que en realidad sólo sean necesarias las $(n + 1)/2$ variables de la primera mitad de la estructura. Este número de variables de diseño se corresponde exactamente con el número de guías distintas que hay en dicha primera mitad, lo que nos indica que sólo es necesario utilizar como variables de diseño las longitudes l de dichas guías, o trasladándonos al prototipo, de las líneas de transmisión de la primera mitad del prototipo. Además, esta elección de variables permite ajustar el efecto tanto de los tramos de alta impedancia (carácter inductivo en serie) como los tramos de baja impedancia (carácter capacitivo en paralelo), es decir, todos los efectos relevantes de la estructura que hacen que ésta se comporte como un filtro paso bajo.

Por lo tanto, será necesario encontrar un total de $(n + 1)/2$ condiciones o ecuaciones para poder determinar las longitudes incógnita l . En el caso de una respuesta Chebyshev de orden n , se forzará que las pérdidas de retorno tengan el nivel especificado en los $(n - 1)/2$ máximos del rizado que se producen desde la frecuencia de corte de la guía hasta la frecuencia superior f_0 de la banda de paso. La condición restante se obtiene al forzar a dicha frecuencia f_0 el mismo nivel de pérdidas de retorno. Aplicando las mismas penalizaciones contra el desplazamiento en frecuencia de la respuesta ya empleadas en la ecuación (3.29) de la página 173, las componentes de

la función de error $\mathbf{G}(\mathbf{x})$ quedarían

$$g_i(\mathbf{x}) = \frac{1}{\varepsilon} \left| \frac{S_{11}}{jS_{21}} \right|_{s=j2\pi f_{M_i}} - 1 \quad ; \quad i = 1, 2, \dots, \frac{n-1}{2} \quad (5.94a)$$

$$g_{\frac{n+1}{2}}(\mathbf{x}) = \begin{cases} \frac{1}{\varepsilon} \left| \frac{S_{11}}{jS_{21}} \right|_{s=j2\pi f_0} - 1 & \text{si } f_{m_{\frac{n+1}{2}}} \leq f_0 \\ - \left[1 + \kappa \left(f_0 - f_{m_{\frac{n+1}{2}}} \right)^2 \right] & \text{si } f_{m_{\frac{n+1}{2}}} > f_0 \end{cases} \quad (5.94b)$$

donde f_{M_i} y f_{m_i} representan la ubicación en frecuencia del i -ésimo máximo y mínimo de las pérdidas de retorno en la banda de paso, respectivamente.

En la respuesta Zolotarev el primero de los máximos, cuyo valor se desconoce, queda fuera de la banda de paso considerada. Esto permite eliminar la condición sobre este máximo, y trasladarla a la frecuencia inicial de la banda de paso f'_0 considerada para la respuesta (teniendo en cuenta las restricciones que impone la fabricabilidad de la estructura). Para obtener la respuesta Zolotarev hemos de forzar que a dicha frecuencia f'_0 las pérdidas de retorno sean también iguales al nivel mínimo especificado en la banda de paso. Por lo tanto, las componentes de la función de error para este tipo de respuesta serán

$$g_1(\mathbf{x}) = \begin{cases} \frac{1}{\varepsilon} \left| \frac{S_{11}}{jS_{21}} \right|_{s=j2\pi f'_0} - 1 & \text{si } f'_0 \leq f_{m_2} \\ - \left[1 + \kappa (f_{m_2} - f'_0)^2 \right] & \text{si } f'_0 > f_{m_2} \end{cases} \quad (5.95a)$$

$$g_i(\mathbf{x}) = \frac{1}{\varepsilon} \left| \frac{S_{11}}{jS_{21}} \right|_{s=j2\pi f_{M_i}} - 1 \quad ; \quad i = 2, 3, \dots, \frac{n-1}{2} \quad (5.95b)$$

$$g_{\frac{n+1}{2}}(\mathbf{x}) = \begin{cases} \frac{1}{\varepsilon} \left| \frac{S_{11}}{jS_{21}} \right|_{s=j2\pi f_0} - 1 & \text{si } f_{m_{\frac{n+1}{2}}} \leq f_0 \\ - \left[1 + \kappa \left(f_0 - f_{m_{\frac{n+1}{2}}} \right)^2 \right] & \text{si } f_{m_{\frac{n+1}{2}}} > f_0 \end{cases} \quad (5.95c)$$

Tras aplicar el mismo algoritmo de optimización empleado para filtros paso banda, descrito de forma resumida en el subapartado 3.2.3.3, el prototipo suele recuperar rápidamente la respuesta objetivo. Teniendo en cuenta el buen punto inicial disponible, no ha sido necesario implementar una estrategia de prototipos intermedios. Al no modificarse las alturas de las guías durante el proceso, tampoco hay que desarrollar un algoritmo recursivo para que el prototipo actualice los modelos de los saltos y siga los cambios de la estructura real. Como resultado, esta técnica es capaz de deducir un prototipo que represente con fidelidad a la estructura de una forma simple y en un tiempo muy reducido, del que además se pueden derivar directamente unas excelentes dimensiones del dispositivo. En muchas ocasiones este procedimiento evita incluso la necesidad de una optimización electromagnética final.

Tabla 5.4
DIMENSIONES (en mm) DE LAS ESTRUCTURAS DE ORDEN 31 SINTETIZADAS

Guía	Anchura	Altura	Longitud		
			Nueva Técnica	Técnica [88]	Diferencia
0 y 32	19,05	7,0000	7,0000	7,0000	0.0 μm
1 y 31	19,05	6,0104	6,3096	6,3049	4,7 μm
2 y 30	19,05	7,8617	7,6675	7,6829	-15,4 μm
3 y 29	19,05	5,1654	5,7416	5,7469	-5,3 μm
4 y 28	19,05	9,0156	7,7482	7,7901	-41,9 μm
5 y 27	19,05	4,6448	5,3865	5,4037	-17,2 μm
6 y 26	19,05	9,7113	7,7270	7,7839	-56,8 μm
7 y 25	19,05	4,4221	5,2319	5,2540	-22,1 μm
8 y 24	19,05	10,0250	7,7058	7,7713	-65,5 μm
9 y 23	19,05	4,3314	5,1693	5,1932	-23,9 μm
10 y 22	19,05	10,1640	7,6934	7,7646	-71,2 μm
11 y 21	19,05	4,2914	5,1428	5,1670	-24,2 μm
12 y 20	19,05	10,2290	7,6877	7,7614	-73,7 μm
13 y 19	19,05	4,2728	5,1294	5,1549	-25,6 μm
14 y 18	19,05	10,2590	7,6873	7,7599	-72,6 μm
15 y 17	19,05	4,2651	5,1194	5,1501	-30,7 μm
16	19,05	10,2670	7,6919	7,7594	-67,5 μm

5.3.3. Ejemplo de Aplicación

Para ilustrar las prestaciones del método de diseño desarrollado, vamos a mostrar los resultados obtenidos para un filtro paso bajo corrugado de orden 31 para aplicaciones de alta potencia [225]. La frecuencia de corte superior de la banda de paso del filtro debe ser $f_0 = 11$ GHz, con unas pérdidas de retorno nunca inferiores a 25 dB. Además, se pretende que la altura mínima g sea al menos 4,25 mm para disponer de una buena capacidad de manejo de potencia.

Este filtro se ha diseñado utilizando diferentes técnicas. Se ha realizado la extracción directa de la estructura a partir del prototipo clásico distribuido sintetizado, empleando la corrección de longitud propuesta en [88], y usando la técnica de síntesis descrita en este apartado. Las respuestas de las distintas estructuras sintetizadas se muestran en la figura 5.13, mientras que las dimensiones extraídas con los dos últimos métodos se comparan en la tabla 5.4. La longitud l de los tramos de línea del prototipo se fijaron a 7 mm antes de aplicar la corrección (5.93). Obsérvese por último como las longitudes de los tramos capacitivos se acortan con respecto a las del prototipo clásico distribuido, y las de los tramos inductivos se alargan.

La figura 5.13 muestra como la estructura extraída a partir del prototipo clásico está aún lejos de la solución final, ya que en la síntesis se han despreciado las capaci-

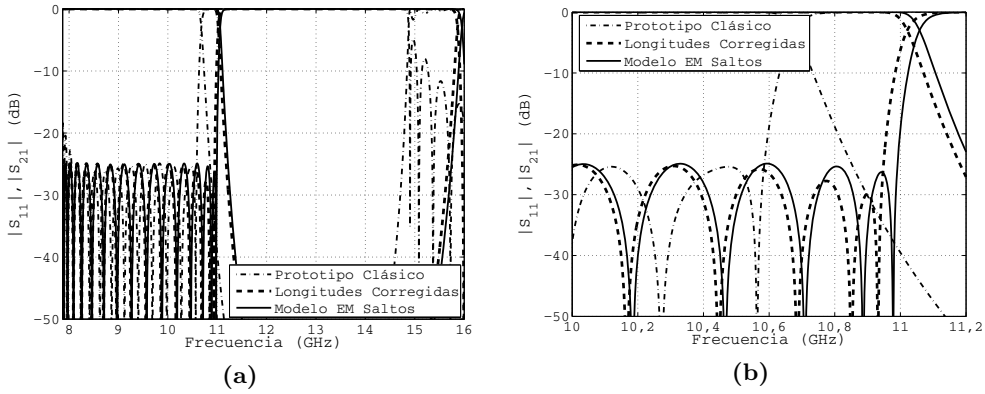


Figura 5.13. Comparativa entre la estructura extraída directamente desde el prototipo clásico distribuido, la obtenida tras emplear la corrección en longitud [88], y la deducida con el prototipo que incluye un modelo electromagnético de las discontinuidades entre guías [225]. Respuesta en un amplio ancho de banda en (a) y detalle entorno a la frecuencia de corte superior de la banda de paso en (b).

dades que producen las discontinuidades reales. Tras aplicar la corrección de longitud (5.93), la respuesta mejora de forma importante. No obstante, la estructura requiere una optimización electromagnética adicional, ya que la frecuencia final de la banda de paso se ha reducido en unos 60 MHz y el rizado cerca de dicha frecuencia está ligeramente degradado. El procedimiento basado en el modelo con matrices ABCD proporciona por su parte los mejores resultados, ya que es la técnica que utiliza el prototipo más similar a la estructura real. Las diferencias entre las dimensiones de estos dos últimos filtros están comprendidas en el rango entre 20 y 75 μm , y por tanto no son en absoluto despreciables. Por otro lado, las pequeñas desviaciones observadas en la respuesta del filtro obtenido con la nueva metodología están bastante por debajo de las tolerancias de fabricación habituales, lo que indica que no es necesario recurrir a una optimización final de la estructura. El tiempo por tanto necesario para completar el diseño es el que consume la síntesis, y que ha sido en este caso inferior a 5 segundos en un ordenador convencional.

Las ligerísimas desviaciones observadas en la respuesta real con respecto a la ideal, que sí que es recuperada por el prototipo de la figura 5.11, son debidas a los modos de orden superior. De hecho, este es el único efecto ignorado en el prototipo monomodo utilizado. El efecto de estos modos superiores en la respuesta aumenta conforme la longitud de los tramos de guía se hace más corta y/o las secciones de guía empleadas alcanzan una mayor altura máxima. Por ejemplo, para obtener filtros con amplias bandas eliminadas, las distancias entre discontinuidades consecutivas se deben reducir para disminuir así el valor de θ_0 , y por tanto conseguir desplazar la segunda banda de paso hacia frecuencias superiores. Esta reducción del valor de θ_0 lleva emparejada

un mayor valor de Z_{\max}/Z_{\min} , lo que obliga a tomar guías de mayor altura y al mismo tiempo reducir el tamaño del *gap*. Esto hace que la elevada precisión del método se resienta, y al final haya que recurrir a una optimización o reajuste final de las dimensiones. En cualquier caso, es imposible conseguir en la práctica una buena capacidad de manejo de potencia junto a una amplia banda eliminada. De hecho, lo habitual en estos casos es diseñar un filtro de alta capacidad de manejo de potencia como el aquí considerado, que estará conectado a continuación a otro dispositivo encargado de rechazar los armónicos que éste primero haya dejado pasar [212].

El puerto de entrada del filtro tiene una altura de 7 mm, y por tanto diferente a los 9,525 mm que debería tener una guía WR90 estándar. Esto obligaría a diseñar un transformador para conectar las guías de entrada y salida del filtro corrugado con los puertos estándar de acceso, y que en este caso sería probablemente de una única etapa por la pequeña diferencia existente en altura.

5.4. Diseño de un Filtro Doblemente Corrugado

En este último apartado del capítulo, vamos a describir el procedimiento que se ha seguido para el diseño de un filtro doblemente corrugado o *waffle-iron*, realizado en el marco de un proyecto con la empresa Alcatel Espacio España (actualmente Thales Alenia Space España) para demostrar las capacidades de esta topología.

Las especificaciones que se plantearon para el diseño del filtro son las mostradas en la tabla 5.5. Para satisfacer este tipo de especificaciones, la empresa solía implementar una solución compuesta por un filtro inductivo seguido de un filtro corrugado convencional. Esta solución era bastante voluminosa, y además tenía serias dificultades para cumplir con un nivel de pérdidas de inserción tan exigente. El diseño a realizar pretendía buscar otra topología capaz de dar respuesta a un juego de especificaciones similares al planteado.

Un filtro corrugado convencional es incapaz por sí sólo de poder satisfacer las especificaciones en la banda eliminada, al tener que cubrir toda la región comprendida entre 16,3 y 40 GHz. Hay que recordar que estos filtros presentan bandas espúreas a las frecuencias a las que entran en propagación los modos TE_{m0} , tal y como se describió en la sección 5.1. Un filtro inductivo tampoco es capaz por sí sólo de satisfacer estas especificaciones, ya que no es posible extender su banda eliminada hasta cerca del tercer armónico, y menos aun hacerlo con un nivel de atenuación tan importante. Una posible solución, más compacta que la actualmente utilizada, consistiría en emplear un filtro en modo evanescente. Correctamente diseñada, esta topología podría cumplir con las especificaciones fuera de banda. Sin embargo, sus pérdidas de inserción superarían ampliamente el nivel máximo permitido.

Por lo tanto, entre todas las opciones, la más interesante consistiría en emplear un filtro doblemente corrugado o *waffle-iron*. Estas estructuras proporcionan unas

Tabla 5.5
 ESPECIFICACIONES DE DISEÑO DE UN FILTRO DOBLEMENTE CORRUGADO

Banda de paso	Margen de frecuencias	13,75–14,5 GHz
	Pérdidas de retorno	≥ 23 dB
	Pérdidas de inserción	$\leq 0,2$ dB
Banda eliminada	Margen de frecuencias	Rechazo
	16,3 – 22,4 GHz	≥ 80 dB
	22,4 – 25,5 GHz	≥ 60 dB
	25,5 – 40,0 GHz	≥ 40 dB
Otros aspectos	Puertos de acceso	Guía WR75
	Hueco o <i>gap</i> g	$\geq 0,5$ mm

prestaciones muy similares a los filtros de modo evanescente¹⁰, aunque con mejores pérdidas de inserción al ser un filtro paso bajo y no incorporar resonadores. A cambio, y también por el hecho de tratarse de un filtro paso bajo, es incapaz de proporcionar una elevada atenuación por debajo de la frecuencia inicial de la banda de paso (excepto que se aproveche la atenuación asociada a que las guías de la estructura entren al corte). Este punto no es importante en este caso, ya que no hay que cumplir ninguna condición por debajo de la banda de paso del filtro.

Al ser prácticamente periódicos en dos dimensiones, los filtros doblemente corrugados son capaces de proporcionar básicamente la misma respuesta en frecuencia para cualquier modo TE_{m0} , lo que permite evitar las bandas de paso espúreas de los filtros corrugados convencionales [9], [84]. Sin embargo, la estructura no es inmune a los modos que tengan variación del campo según la tercera dimensión, la altura. Por dicha razón, se ha limitado la altura máxima de la estructura para evitar que dichos modos entren en propagación en la banda eliminada, lo que imposibilita que puedan generar caminos alternativos para que la potencia pase del puerto de entrada al de salida. Teniendo en cuenta que el primero de estos modos que entra en propagación es el TE_{01} , la altura de la estructura deberá estar por debajo de

$$f_{c01} = \frac{c}{2b} \Rightarrow b \leq \frac{c}{2f_{\max,be}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 40 \cdot 10^9} = 3,75 \text{ mm} \quad (5.96)$$

pero siempre teniendo en cuenta, para su elección, que como resultado el hueco o *gap* g mínimo no debe ser nunca inferior a 0,5 mm.

Las longitudes de los tramos de guía también deberán limitarse para que la segunda banda de paso esté ubicada por encima de 40 GHz. Si tenemos en cuenta que los

¹⁰De hecho, son bastante similares a nivel geométrico si interpretamos que un filtro de modo evanescente incluye una única fila de dientes o corrugaciones. La diferencia es que en un caso el *housing* es más ancho y admite más corrugaciones, y en el otro el *housing* está al corte; esta diferencia hace que el primero tenga respuesta paso bajo y el segundo paso banda.

modos TE_{m0} se pueden descomponer en esta estructura como dos modos TEM que se propagan con distintos ángulos en el plano horizontal, es conveniente que dichas longitudes no superen por mucho el valor

$$l_{\max} \simeq \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\lambda}{2} \Big|_{f_{\max,be}} = \frac{c}{2\sqrt{2}f_{\max,be}} = 2,7 \text{ mm} \quad (5.97)$$

donde se emplea λ en vez de λ_g por la descomposición en modos TEM, y se introduce la raíz cuadrada para suponer el caso más desfavorable en el que la onda que recorre el filtro con un ángulo de 45° , de modo que atravesarían las penetraciones metálicas (de forma aproximadamente cuadrada) por donde presentan mayor longitud.

Atendiendo a las dimensiones máximas obtenidas, la estructura va a ser lógicamente muy pequeña, y por tanto bastante sensible a los errores de fabricación. Esta afirmación es más cierta aun si cabe tras notar que la dimensión más sensible, el hueco g mínimo, estará con total seguridad por debajo de 1 mm.

Por lo tanto, un aspecto esencial a cuidar en el diseño de este filtro es la robustez frente a los inevitables errores de fabricación. Por dicha razón, y en base a la experiencia previa con los filtros de modo evanescente (ver el apartado 4.4.2), se ha preferido optar por una configuración asimétrica en las que sólo hay corrugaciones en la parte superior de la estructura. Para facilitar aún más el proceso de fabricación, todo el suelo de la estructura estará al mismo nivel, lo que permite una implementación en cuerpo y tapa. El cuerpo llevará las corrugaciones y la tapa formará el suelo de la estructura.

Se ha añadido también un importante margen de seguridad que nos permita garantizar el cumplimiento de las especificaciones de diseño. La banda de paso se ha ampliado 200 MHz a cada lado, y por tanto se extenderá entre 13,55 GHz y 14,7 GHz a nivel de diseño. En este intervalo forzaremos además que las pérdidas de retorno estén por encima de 27 dB, lo que nos da un margen adicional de 4 dB en el rizado de la banda de paso. Por último, las exigencias de selectividad también se han incrementado, ya que los 80 dB de rechazo que estaban inicialmente especificados a partir de 16,3 GHz se intentarán cumplir ahora desde 16,1 GHz.

Por último, se buscará utilizar un tipo de respuesta que sea más tolerante frente a errores de fabricación que las funciones de transferencia normalmente empleadas en el diseño de estos filtros.

5.4.1. Diseño del Filtro

5.4.1.1. Diseño Preliminar del Filtro

Un filtro doblemente corrugado o *waffle-iron* está formado por un *housing* de una anchura constante y en propagación, en el que se insertan de forma prácticamente periódica unas corrugaciones o penetraciones metálicas, que nosotros consideraremos

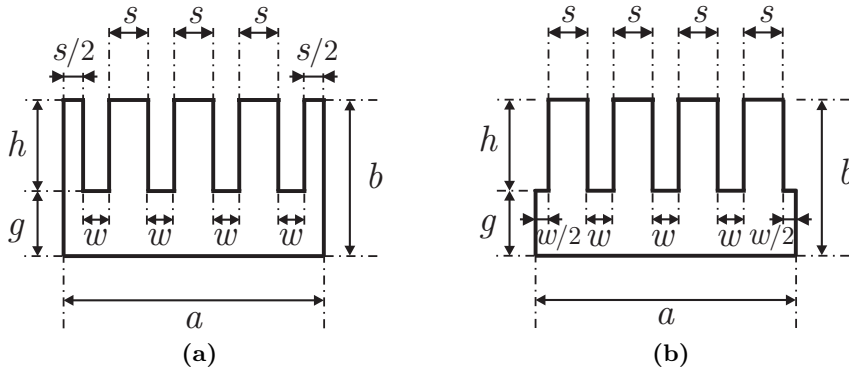


Figura 5.14. Alternativas de implementación de las secciones transversales de guías con 4 corrugaciones equivalentes. En (a) se muestra la opción con medio hueco en los extremos, y en (b) se representa la forma de la sección transversal cuando se empieza por media corrugación.

de sección transversal rectangular por su mayor facilidad de fabricación y también de simulación con técnicas modales.

La figura 5.14 muestra los dos tipos de secciones transversales que podrían tener las guías con corrugaciones del filtro. Con el objeto de mantener la periodicidad, las guías deben empezar y acabar con medio hueco o media corrugación por el efecto de las paredes metálicas laterales. De las dos opciones posibles, se ha preferido empezar y acabar con medio hueco (ver la figura 5.14(a)) para evitar que aparezcan esquinas redondeadas durante el proceso de fabricación.

La anchura a de todas las guías de la estructura se ha fijado a 19,05 mm, para coincidir así con la anchura de los puertos de acceso. Esta es la solución de largo más habitual en la práctica, ya que simplifica la fabricación y el diseño de la estructura. Si los puertos de acceso se han elegido además de forma adecuada, la banda de paso del filtro caerá dentro de la banda de frecuencias de trabajo recomendada para una guía de dicha anchura, que se encontrará cómodamente en régimen monomodo.

Si la sección transversal tiene n_c corrugaciones completas, la separación s entre corrugaciones y la anchura w de cada corrugación deben verificar

$$\frac{s}{2} + (n_c - 1)s + \frac{s}{2} + n_c w = n_c (s + w) = a \quad (5.98)$$

ya que deben caber exactamente en la anchura de la guía.

El número de corrugaciones n_c debe ser lógicamente un número entero. Para averiguar su valor, supondremos s igual a w , se despejarán s y w en función del número de corrugaciones

$$s = w = \frac{a}{2n_c} \quad (5.99)$$

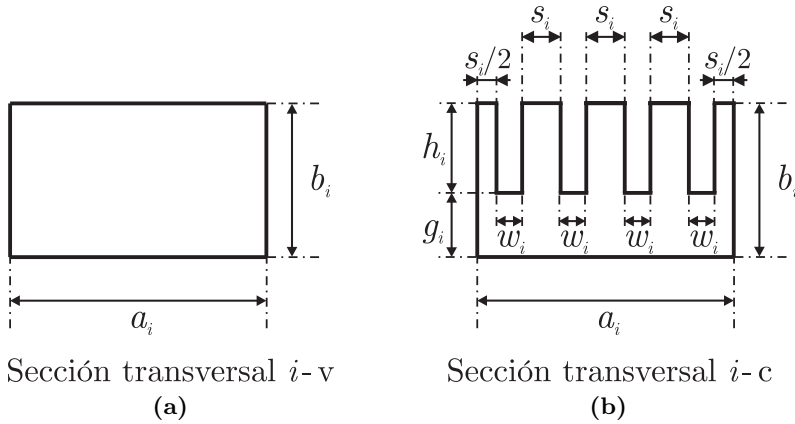


Figura 5.15. Forma de las secciones transversales en la parte de la estructura que realiza la función de filtrado. Existen dos tipos de secciones, la sección $i-v$ correspondiente a una guía rectangular vacía (a), y la sección $i-c$ correspondiente a la misma guía rectangular en la que se han introducido las 4 corrugaciones metálicas (b).

y se elegirá n_c de forma que estos parámetros geométricos estén algo por debajo de la longitud máxima deducida en (5.97), pero teniendo presente que cuanto más bajo sea su valor, más complicado será el diseño y la fabricación del componente. El valor más adecuado sería por tanto $n_c = 4$, ya que en ese caso tendríamos $s = w = 2,38125$ mm en virtud de (5.99). Si tomásemos 5 corrugaciones, dicha longitud estaría innecesariamente por debajo de 2 mm.

En realidad, y como sabemos de la experiencia previa con los filtros corrugados (ver la tabla 5.4 de la página 355), la longitud de los tramos de guía con corrugaciones serán menores que los de la guía rectangular vacía. Por dicha razón, e intentando que la estructura sea lo más periódica posible, es razonable elegir un valor de w algo menor que s al mismo tiempo que la media de ambos se mantiene en 2,38125 mm. En nuestro caso se tomarán $w=2$ mm y $s=2,7625$ mm, si bien otras opciones en la misma línea hubieran sido igual de válidas. Además, esta forma de actuar da lugar a unos huecos más anchos y facilita la fabricación. Con esta elección, la relación entre la altura y el diámetro de la fresa e emplear será siempre superior a 0,35 veces (por encima, por ejemplo, del límite de 0,25 considerado en el diseño de los filtros de modo evanescente). Las secciones transversales de las guías que componen el filtro tendrán por tanto la forma reflejada en la figura 5.15.

El siguiente paso consiste en determinar el orden n del filtro y las longitudes l_i de las distintas guías. El orden n viene fijado por la selectividad que se le exige a la función de transferencia, y que en este caso implica lograr un rechazo mayor a 80 dB a 16,1 GHz. Por otro lado, las longitudes l_i están asociadas a la forma de la respuesta

que queremos conseguir. El primer tramo de la estructura tras la guía de entrada será un tramo corrugado ya que, tal y como vimos en el último ejemplo tratado en el subapartado 5.2.4.5, permite unas guías de entrada y de salida de mayor altura que facilita su conexión con los puertos de acceso.

Antes de comenzar el diseño en sí, se ha utilizado el prototipo clásico distribuido de saltos de impedancia (ver la sección 5.2) para tener una primera idea de las dimensiones a utilizar. Como la banda de paso es bastante reducida, y para no forzar mucho la estructura desde un principio, se ha preferido considerar en este diseño preliminar una respuesta de tipo Chebyshev. Esta respuesta proporciona unas prestaciones bastante buenas, y al mismo tiempo no da lugar a una relación demasiado elevada entre la impedancia máxima y la mínima del prototipo.

Observando los resultados que proporciona el prototipo (empleando λ en lugar de λ_g para considerar las ondas TEM en las que se descomponen los modos TE_{m0}), se ve por un lado como la atenuación a 16,1 GHz aumenta algo menos de 7 dB cada vez que introducimos una nueva corrugación, con una atenuación inicial de 5 dB para un filtro de orden $n = 5$. Este hecho nos indica que el filtro tendrá aproximadamente entre 15 y 17 secciones corrugadas, o lo que es lo mismo, su orden se situará entre 29 y 33. También se observa como las impedancias de las líneas prácticamente no varían a partir de un orden 15. Por tanto, y a partir de este punto, aumentar el orden consiste básicamente en añadir nuevas secciones en el centro de la estructura de las mismas dimensiones y longitudes de las guías que ya se encontraban en dicha zona. Además, esta forma de proceder va haciendo que la estructura adquiera por sí misma una forma bastante periódica.

Del estudio realizado con el prototipo de saltos de impedancia también se deduce que la impedancia máxima normalizada se situará entorno a 2, mientras que el cociente entre la impedancia máxima y la impedancia mínima será algo superior a 4. Si se toma una altura máxima de 3,25 mm, que da un cierto margen sobre los 3,75 mm obtenidos por (5.96), estos valores nos invitan a tomar inicialmente un puerto de entrada de aproximadamente 1,5 mm de altura y un hueco mínimo de aproximadamente 0,75 mm entre las corrugaciones más profundas y la pared inferior de la estructura.

Atendiendo al valor proporcionado por el prototipo clásico distribuido, las longitudes iniciales de las distintas secciones se fijaron inicialmente a 2,5 mm, que es un valor coherente con (5.97). Con el objetivo de que los dientes metálicos sean cuadrados y mejorar la periodicidad bidimensional de la estructura, sería interesante que durante el diseño dichas longitudes se acortaran en los tramos corrugados hasta aproximadamente 2 mm, y se alargaran en los tramos de guía rectangular entre corrugaciones hasta quedase cerca de 2,7625 mm.

Con estos valores iniciales, se comenzó el diseño del filtro. Se empezó por un filtro de orden $n = 5$, y de forma gradual se fue aumentando el orden de 2 en 2 (añadiendo siempre una corrugación y su tramo de guía rectangular vacía correspondiente). En cada paso, se ajustaban las longitudes para conseguir una respuesta con un rizado

Tabla 5.6
DIMENSIONES DE LOS TIPOS DE SECCIONES TRANSVERSALES DEL FILTRO

Sección Tipo 1	$a_1 = 19,05 \text{ mm}, b_1 = 1,000 \text{ mm}$ $h_1 = 0,375 \text{ mm} (g_1 = 0,625 \text{ mm})$ $w_1 = 2 \text{ mm}, s_1 = 2,7625 \text{ mm}$
Sección Tipo 2	$a_2 = 19,05 \text{ mm}, b_2 = 2,650 \text{ mm}$ $h_2 = 2,150 \text{ mm} (g_2 = 0,500 \text{ mm})$ $w_2 = 2 \text{ mm}, s_2 = 2,7625 \text{ mm}$
Sección Tipo 3	$a_3 = 19,05 \text{ mm}, b_3 = 3,150 \text{ mm}$ $h_3 = 2,650 \text{ mm} (g_3 = 0,500 \text{ mm})$ $w_3 = 2 \text{ mm}, s_3 = 2,7625 \text{ mm}$

aproximadamente constante a partir de 10 GHz¹¹. Tras acabar el diseño, se comprobaba la ubicación de los espúreos y se reajustaban las alturas de la estructura si era necesario para cumplir las especificaciones en la banda eliminada.

Los reajustes se realizaron principalmente en los filtros de orden $n = 11$ y $n = 13$, ya que a partir de ellos las variaciones son bastante reducidas. Al diseñar dichos filtros, se observó que el primer espúreo aparecía entorno a los 35 GHz. Este hecho se debía a las resonancias paso banda (similares a las de un filtro de modo evanescente) que producían los tramos corrugados cuando su longitud se situaba entorno a 2,5 mm.

Era por tanto necesario reducir la longitud de los tramos de guía con las corrugaciones, para lo que se podía tanto aumentar la altura de los tramos de guía rectangular por encima de 3,25 mm o bien reducir el hueco o *gap* g . La primera opción, aunque conseguía alejar las resonancias debidas a los tramos con corrugaciones, generó espúreos por otra razón distinta. Si la altura h de las corrugaciones (diferencia entre la altura b de la guías y el hueco g) es suficientemente grande, los espacios que quedan entre las corrugaciones se pueden ver como tramos de línea terminados en cortocircuito (ver la figura 5.14). Estos *stubs* tienden a presentar una impedancia similar a un cortocircuito en el plano inferior de las corrugaciones cuando su longitud eléctrica equivalente es próxima a $\lambda/2$. Este hecho limitó en la práctica la altura h de las corrugaciones a un valor máximo de unos 2,7 mm, lo que nos obligó por tanto a reducir la altura del hueco o *gap*. Al disminuir el nivel de impedancia mínimo, también se tuvo que reducir la altura de las guías de entrada y salida.

Al final se optó por llegar al límite fijado por las especificaciones reduciendo el

¹¹Por debajo de dicho valor, que es el comienzo de la banda de trabajo recomendada de la guía WR75, el filtro *waffle-iron* no tiene el comportamiento de un filtro cuasi paso bajo. Este hecho se debe principalmente a que la frecuencia de corte de las guías con corrugaciones es bastante inferior a la de las guías rectangulares, lo que hace que las admitancias en paralelo que introducen las primeras no sean cero a la frecuencia de corte de las guías rectangulares. Por lo tanto, la transmisión de potencia entre la entrada y la salida no será perfecta a dicha frecuencia de corte, a diferencia de lo que sucede en un filtro corrugado de orden impar.

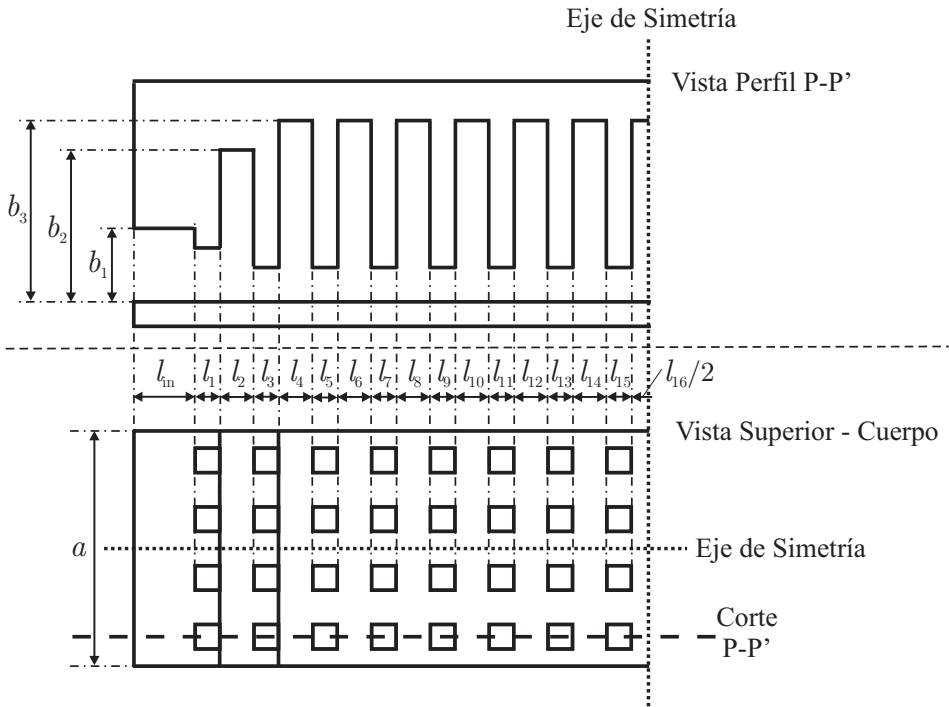


Figura 5.16. Vista de perfil y vista superior de la primera mitad del filtro doblemente corrugado diseñado en primera instancia, con varias de las dimensiones significativas de la estructura. La segunda mitad de la estructura es idéntica a la primera por simetría.

huevo g a 0,5 mm, mientras que la altura de las guías de entrada y de salida se quedó en el doble, es decir, en 1 mm. Las alturas de las guías centrales, por su parte, quedaron fijadas en 3,15 mm. Con estos valores, la longitud de la segunda y de la penúltima guía con corrugaciones se situaba por debajo de 1,5 mm, y las de las guías rectangulares adyacentes subían por encima de los 3 mm. Para ajustar estas longitudes a unos valores que mejoraran la periodicidad bidimensional de la estructura, se modificaron ligeramente sus secciones transversales. Las dimensiones de las secciones transversales utilizadas finalmente en el diseño preliminar del filtro se recopilan en la [tabla 5.6](#).

Para proporcionar una atenuación por encima de 80 dB a 16,1 GHz, fue necesario llegar a un filtro de orden 31. La [figura 5.16](#) representa la primera mitad del filtro preliminar, y en la [tabla 5.7](#) se recoge el valor de las longitudes y las alturas de los distintos tramos de guía (la anchura es igual a 19,05 mm a lo largo de todo el dispositivo).

La respuesta de este filtro se representa en la [figura 5.17](#), y muestra como el dispositivo diseñado cumple a nivel del modo fundamental con las especificaciones en

Tabla 5.7
DIMENSIONES (en mm) DEL FILTRO PRELIMINAR DISEÑADO

Guía	Tipo	Altura	Longitud	Guía	Tipo	Altura	Longitud
0 y 32	1-v	1,000	-	9,23	3-c	3,150	2,000
1 y 31	1-c	1,000	1,700	10 y 22	3-v	3,150	2,665
2 y 30	2-v	2,650	2,110	11 y 21	3-c	3,150	2,025
3 y 29	2-c	2,650	1,940	12 y 20	3-v	3,150	2,670
4 y 28	3-v	3,150	2,585	13 y 19	3-c	3,150	2,035
5 y 27	3-c	3,150	1,870	14 y 18	3-v	3,150	2,670
6 y 26	3-v	3,150	2,630	15 y 17	3-c	3,150	2,045
7 y 25	3-c	3,150	1,984	16	3-v	3,150	2,670
8 y 24	3-v	3,150	2,665				

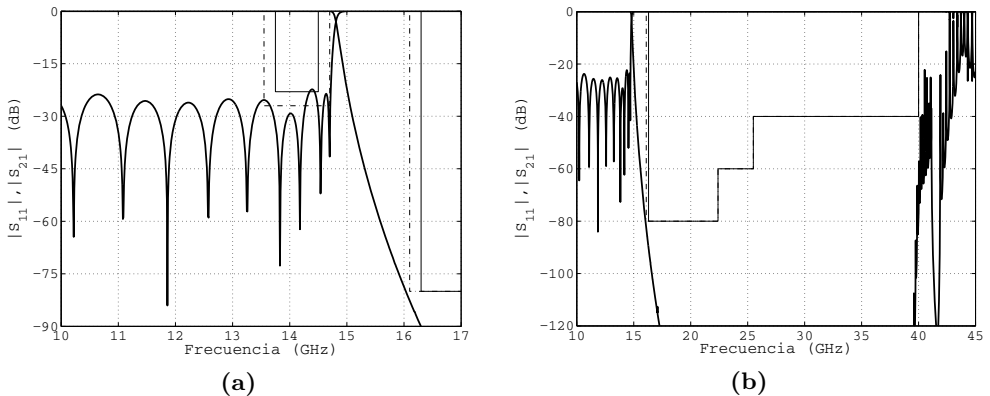


Figura 5.17. Respuesta del diseño preliminar del filtro doblemente corrugado, con una respuesta prácticamente de rizado constante. También se muestran las especificaciones de diseño del dispositivo (línea continua) y las consideradas para tener un mayor margen frente a errores de fabricación (línea discontinua).

la banda eliminada. Debido a que no se trata del diseño final, no se ha procedido a obtener un nivel de rizado constante que cumpla perfectamente las especificaciones fijadas en la banda de paso.

El proceso de diseño se realizó empleando la herramienta de simulación modal desarrollada en base a la teoría recogida en el capítulo 2, y que ya fue descrita al principio de la sección 4.2 al permitir simular tanto filtros de modo evanescente como filtros doblemente corrugados con un número arbitrario de inserciones metálicas. Para obtener resultados precisos, se consideraron 30 modos accesibles, 175 funciones base, 1500 términos para hacer las proyecciones y 2000 modos en el *kernel*. Los modos de

las guías arbitrarias con las corrugaciones metálicas se han calculado numéricamente mediante la técnica BI-RME.

Los parámetros modales indican que esta estructura se puede analizar en un ordenador convencional, a pesar de la complejidad de la geometría. De hecho, el tiempo que requiere la caracterización modal de cada una de las guías arbitrarias con múltiples inserciones metálicas se sitúa ligeramente por debajo de los 4 minutos en un portátil con procesador Pentium Core 2 Duo T7250 a 2 GHz y con 2 GB de memoria RAM. Una vez obtenida dicha representación modal, se requiere menos de 0,25 segundos en el mismo ordenador para obtener la respuesta en cada punto en frecuencia. Como los parámetros fundamentales de diseño son las longitudes (que no requieren modificar las secciones transversales de la guías), todo el proceso se ha podido realizar de una forma bastante ágil y eficiente.

5.4.1.2. Diseño de los Transformadores

Una vez terminado el diseño preliminar de la parte de la estructura que realiza el filtrado de la señal, se puede fijar la altura de sus guías de entrada y salida. Esto nos permite afrontar el diseño de los transformadores, ya que también conocemos las dimensiones de los puertos que utilizará el dispositivo. Dichos transformadores deberán pasar desde la altura de 1 mm de las guías de entrada y salida del filtro a una altura de 9,525 mm correspondiente a los puertos de acceso estándar WR75. Como la anchura de la estructura es siempre la misma, el transformador no tiene que realizar ningún cambio en anchura y por tanto tendrá un carácter homogéneo.

Se necesitan dos transformadores, uno para el puerto de entrada y otro para el puerto de salida. Debido a la simetría de la estructura, ambos transformadores serán idénticos (con la diferencia de que estarán conectados de forma contraria), y sólo será necesario diseñar uno de los dos. En este subapartado se considerará el diseño del transformador de entrada, el cual tiene que pasar desde una altura de 9,525 mm a una altura de 1 mm.

Al estar el diseño de la estructura prácticamente encauzado, lo más conveniente es diseñar un transformador que altere lo menos posible a la respuesta. Para hacerlo, tomaremos en primer lugar un ancho de banda más grande que el considerado para el filtro, para limitar así las degradaciones causadas por el incremento del retardo de grupo y de las reflexiones cerca de los límites de la banda de paso del transformador. Consideraremos otra vez un margen de 200 MHz a cada lado, de forma que la banda de paso del transformador se extenderá entre 13,35 GHz y 14,9 GHz. Así mismo, y siempre que no implique aumentar innecesariamente el orden, buscaremos que las pérdidas de retorno en dicha banda estén por encima de 35 dB. Conforme menos margen tengamos con respecto a los 27 dB que debe tener el filtro en su banda de paso, mayor será la interacción entre el transformador y el filtro, y será mucho más difícil (o imposible) mantener el rizado en la banda de paso dentro de los márgenes que pretendemos conseguir.

Como el transformador a diseñar es completamente homogéneo, podemos obtener un buen punto inicial empleando el prototipo clásico de cuarto de onda. La relación R del transformador a conseguir, es decir, el salto de impedancia que se produce entre la entrada y la salida del transformador, será en este caso de 9,525. Por otro lado, el valor de la longitud y del parámetro θ_0 se obtienen forzando las condiciones en los extremos de la banda de paso

$$\frac{\pi}{2} - \theta_0 = \frac{2\pi}{\lambda_{g_1}} l \quad (5.100a)$$

$$\frac{\pi}{2} + \theta_0 = \frac{2\pi}{\lambda_{g_2}} l \quad (5.100b)$$

donde λ_{g_1} y λ_{g_2} son las longitudes de onda en la guía a las frecuencias de 13,35 GHz y 14,9 GHz, respectivamente. Tras sumar ambas expresiones para despejar el valor de l y luego restárlas para deducir θ_0 , se obtiene

$$l = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\lambda_{g_1}} + \frac{1}{\lambda_{g_2}} \right) = \frac{\lambda_{g_1} \lambda_{g_2}}{2(\lambda_{g_1} + \lambda_{g_2})} \quad (5.101a)$$

$$\theta_0 = \pi l \left(\frac{1}{\lambda_{g_1}} - \frac{1}{\lambda_{g_2}} \right) = \frac{\pi \lambda_{g_2} - \lambda_{g_1}}{2 \lambda_{g_1} + \lambda_{g_2}} \quad (5.101b)$$

y que para nuestro caso concreto serían $l = 6,3955$ mm y $\theta_0 = 0,1251$. Estos valores se corresponden con $\lambda_{g_0} = 4l = 25,582$ mm y un ancho de banda $BW_q = 4\theta_0/\pi$ de un 15,929%. Obsérvese como el valor de los parámetros en la expresión (5.101) son la mitad de los correspondientes al prototipo distribuido de media onda (ver (3.46)–(3.47)), debido a que la banda de paso del transformador se centra en $\theta = \pi/2$ mientras que la del prototipo distribuido de media onda se ubica entorno a π .

Para determinar el número de etapas del transformador y obtener un punto inicial desde el que empezar el diseño, se explotará el prototipo clásico distribuido y su equivalencia con el transformador de cuarto de onda. Tomando una respuesta de tipo Chebyshev, se observa que el transformador de 1 etapa con un parámetro $\theta_0 = 0,1251$ y una relación de transformación R de 9,525 proporciona unas pérdidas de retorno mínimas de 15,392 dB. Este valor está muy alejado de los 35 dB que desearíamos lograr, por lo que es necesario aumentar el orden y probar con un transformador de 2 etapas. El prototipo de cuarto de onda correspondiente a un transformador de orden 2 proporciona ahora unas pérdidas de retorno mínimas de 39,288 dB. Este valor pone de manifiesto que posiblemente con un transformador de orden 2 se puedan satisfacer nuestros propósitos.

Para obtener el transformador real se trasladó la longitud $l = 6,3955$ mm de las dos líneas de transmisión del prototipo a sus correspondientes guías de la estructura, y se emplearon los niveles de impedancia deducidos en la síntesis para obtener sus alturas mediante (5.2). Estos valores, recogidos en la tabla 5.8, nos dan unas dimensiones físicas iniciales de la estructura. Estas dimensiones estarán algo alejadas de las óptimas, ya que se han extraído directamente de un prototipo que no tiene en cuenta

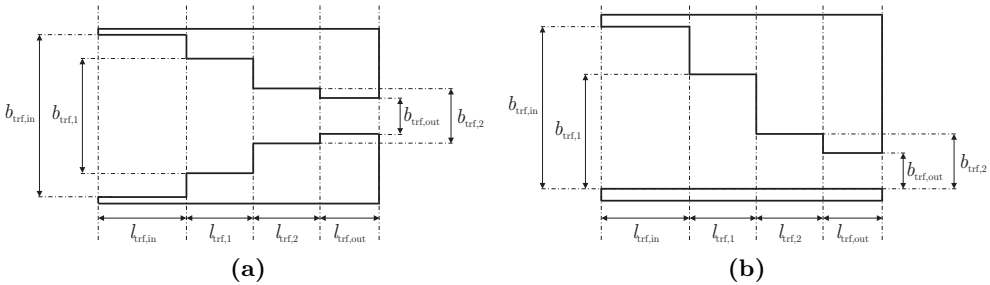


Figura 5.18. Topología de los transformadores simétrico (a) y asimétrico (b) considerados para interconectar las líneas de entrada y salida del filtro con los puertos de acceso en guía estándar WR75.

Tabla 5.8
DIMENSIONES (en mm) DEL TRANSFORMADOR DE ENTRADA

Guía	Punto Inicial		Asimétrico		Simétrico	
	Altura	Long.	Altura	Long.	Altura	Long.
trf,in	9,525	-	9,525	-	9,525	-
trf,1	5,393	6,395	5,955	5,227	5,493	5,803
trf,2	1,766	6,395	1,880	5,519	1,790	5,987
trf,out	1,000	-	1,000	-	1,000	-
Perdidas retorno	39,3 dB (teoría)		37,3 dB		38,8 dB	

las capacidades en paralelo que se producen en las discontinuidades en plano E entre guías. Aunque se podría desarrollar un procedimiento análogo al descrito en la [sección 5.3](#), se ha preferido realizar el diseño a mano al tratarse de un transformador de orden 2. En unos pocos minutos, y tras ir modificando las longitudes y las alturas de las dos etapas, se obtuvieron las dimensiones que proporcionaban la respuesta óptima. Para tener dos opciones distintas, se diseñaron un transformador simétrico y otro asimétrico (ver [la figura 5.18](#)).

Las dimensiones de los dos transformadores se recogen también en [la tabla 5.8](#). Aunque el punto inicial empleado en ambos transformadores fuera el mismo, el distinto valor de las capacidades de los saltos generó unas diferencias significativas en sus dimensiones finales (siendo el transformador simétrico el más similar al prototipo, ya que las capacidades parásitas de una discontinuidad centrada son menores). Las respuestas tanto del punto inicial como de los dos transformadores diseñados se muestran en [la figura 5.19](#). Como podemos ver, la respuesta inicial está en ambos casos (y muy especialmente en el asimétrico) bastante alejada de la respuesta óptima.

Los resultados muestran que tanto el transformador simétrico como el asimétrico

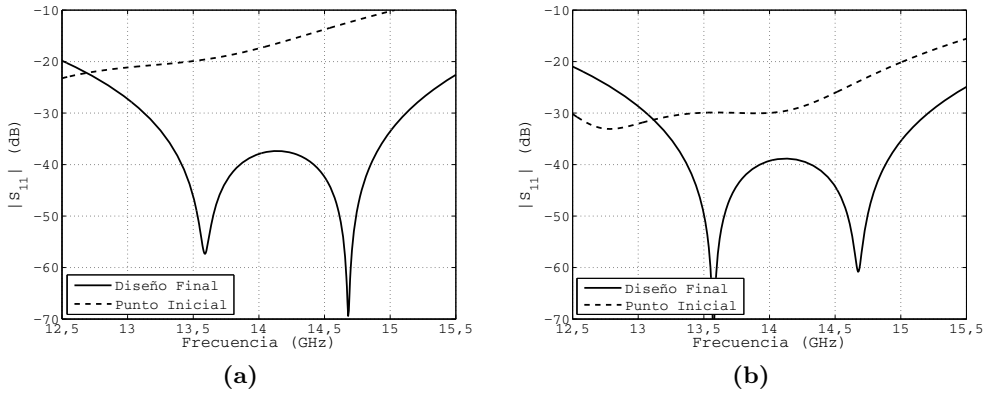


Figura 5.19. Adaptación de los transformadores de 2 etapas asimétrico (a) y simétrico (b), diseñados para conectar el puerto de acceso con la guía de entrada del filtro doblemente corrugado diseñado.

son adecuados para nuestros propósitos. El nivel de las pérdidas de retorno en el primero llega casi a 39 dB, y en el segundo se queda cerca de 37,5 dB. Como ambos niveles son de sobra válidos, optaremos por el transformador asimétrico ya que permite una implementación más simple y económica de la estructura. Esto se debe a que la pared inferior del transformador asimétrico coincidirá con la pared inferior del filtro, lo que permite realizar una implementación en cuerpo y tapa de toda la estructura.

5.4.1.3. Diseño Final de la Estructura

Tras unir la parte de la estructura que realiza el filtrado con los dos transformadores, el último paso ha consistido en realizar un ajuste de las dimensiones del conjunto del dispositivo. Este reajuste es necesario por dos motivos, en primer lugar porque las pérdidas de retorno del diseño preliminar se situaban en 25 dB, y en segundo lugar por el efecto en la respuesta que produce la incorporación de los dos transformadores (especialmente en la zona donde sus pérdidas de retorno estén cerca de los 37,3 dB de adaptación mínima que proporcionan).

El reajuste final de las dimensiones del dispositivo se va a aprovechar también para implementar una respuesta mejorada que proporcione una mayor robustez frente a las tolerancias de fabricación. Inicialmente se ha realizado un diseño preliminar con una respuesta de tipo Chebyshev, sin embargo los resultados obtenidos en la comparativa de respuestas realizada en el apartado 5.2.4 muestran por un lado que existen respuestas más robustas que las de Chebyshev (respuestas *chained*), y por otro, que se puede aprovechar que la frecuencia inferior de la banda de paso es bastante mayor que la frecuencia de corte de la guía para conseguir una mayor selectividad (respuestas Achieser-Zolotarev).

Del estudio realizado en el apartado 5.2.4 se deduce también que las respuestas *chained* basan su robustez en un aumento de la multiplicidad de los ceros, que trae como inconveniente una importante reducción de la selectividad fuera de banda (que es más acusada cuanto más se aumente dicha multiplicidad, y por tanto la robustez de la respuesta). Por otro lado, la respuesta de Zolotarev es la óptima cuando se dispone de una banda de paso con una frecuencia inicial y final, al ubicar todos los ceros de reflexión (excepto el ubicado a la frecuencia de corte de las guías) en dicha banda de paso. No obstante, y a excepción de que la frecuencia inferior de la banda de paso fuera muy cercana a la de corte de la guía, esta respuesta tiende a forzar mucho las dimensiones de la estructura hasta el punto de imposibilitar su implementación práctica.

En nuestro caso, vamos a intentar buscar una respuesta práctica que intente combinar lo mejor de ambas filosofías. En lo que respecta a aumentar la robustez, se va a duplicar la multiplicidad de ciertos ceros concretos de la respuesta. Los resultados de los análisis de tolerancias de filtros inductivos realizados en el apartado 3.2.5 revelan que las mayores degradaciones en el nivel de las pérdidas de retorno se producen siempre cerca de los extremos de la banda de paso, ya que pequeñas variaciones en la ubicación del primer y último cero de reflexión afectan mucho a la respuesta en dicha región. Este hecho fue también observado por los autores del trabajo [92], en el que se proponía contrarrestar su efecto multiplicando la respuesta de rizado constante por una función de tipo cosenoidal centrada a la frecuencia central del filtro, de modo que el nivel de las pérdidas de retorno en los extremos fuera más alto que en el centro (donde la respuesta es más robusta frente a errores de fabricación). Atendiendo a todas estas consideraciones, una opción muy interesante consistiría en duplicar la multiplicidad sólo del primer y del último cero de reflexión de la banda de paso. Se aumentaría de esta forma la robustez de la respuesta en las zonas más problemáticas. Además se evitaría una penalización excesiva en términos de selectividad de la respuesta, al emplear sólo los recursos imprescindibles para lograr esta mejora en las zonas más afectadas por las tolerancias de fabricación.

Esta solución obliga a aumentar el número de ceros ubicado en la banda de paso del filtro. En concreto, y tras observar la respuesta preliminar recogida en la figura 5.17, sería necesario atraer a la banda de paso del filtro un cero ubicado fuera de ella (ya que los dos últimos ceros de reflexión se pueden agrupar entre sí para formar el cero doble a ubicar al final de la banda de paso). De esta manera se estarían aplicando parcialmente y de una forma muy suave los principios que se esconden debajo de la mejora que proporcionan las respuestas de Zolotarev. Como resultado, tenderíamos a incrementar ligeramente la selectividad del filtro y se podría compensar al menos en parte la pérdida de selectividad que lleva emparejada el aumento de la multiplicidad de ciertos ceros. Es decir, se podría aumentar la robustez de la respuesta con una escasa penalización en su selectividad, lo que podría evitar que se tuviera que aumentar el orden del filtro para cumplir la especificación de rechazo a 16,1 GHz.

Tras incorporar los transformadores, se realizó por tanto un reajuste de las dimensiones físicas de la estructura para implementar la respuesta deseada en la banda de

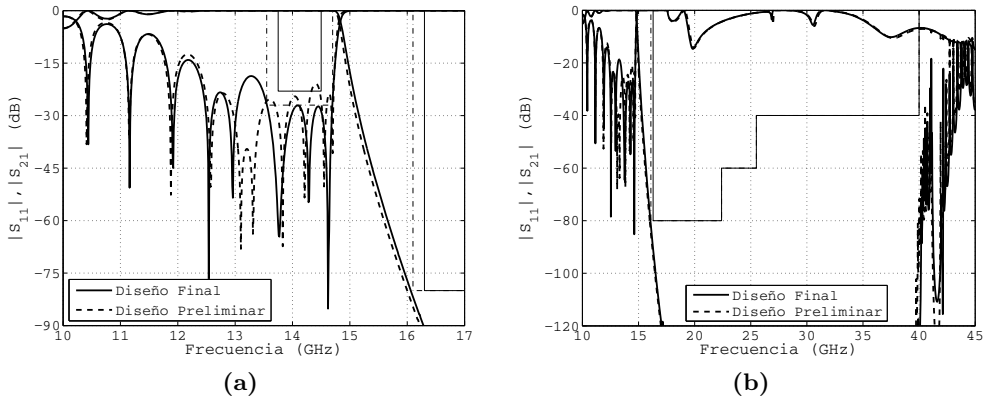


Figura 5.20. Respuesta del filtro doblemente corrugado con los transformadores de entrada y salida. Se muestra tanto la respuesta con las dimensiones del diseño preliminar, como las del diseño final con respuesta mejorada. Así mismo, se muestran las especificaciones de diseño del dispositivo (línea continua) y las consideradas para tener un mayor margen frente a errores de fabricación (línea discontinua).

paso. Para satisfacer las restricciones de manejo de potencia, el hueco g no se redujo en ningún momento por debajo de las $500 \mu\text{m}$ especificadas. En la figura 5.20 se muestran las respuestas en la banda de paso y en la banda eliminada de la estructura con los transformadores asimétricos de 2 etapas ya conectados, tanto antes como después de realizar este ajuste final.

Los resultados obtenidos muestran como el diseño final cumple perfectamente todas las especificaciones planteadas (al menos, en lo que respecta al modo fundamental TE_{10}). También se observa como los ceros de reflexión ubicados al principio y al final de la banda de paso son dobles (se distinguen por su mayor anchura entorno al cero), y como la reducción de selectividad ha sido muy escasa. En concreto, hay una diferencia de apenas 2 dB en el nivel de rechazo que se consigue con respecto al del diseño preliminar, que no llega a implicar un cambio de orden. Por tanto, no se ha tenido que pagar ningún precio importante a cambio de la mejora en la robustez conseguida.

Nótese que el parámetro S_{11} no es prácticamente igual a 0 dB en toda la banda eliminada (ver la figura 5.20(b)), ya que parte de la potencia se puede reflejar también en otros modos presentes en los puertos de acceso (guías estándar WR75) a partir de la frecuencia a la que entran en propagación. En el siguiente apartado se comprobará como la parte de la estructura que realiza el filtrado no deja pasar prácticamente nada de señal a su salida a lo largo de la banda eliminada.

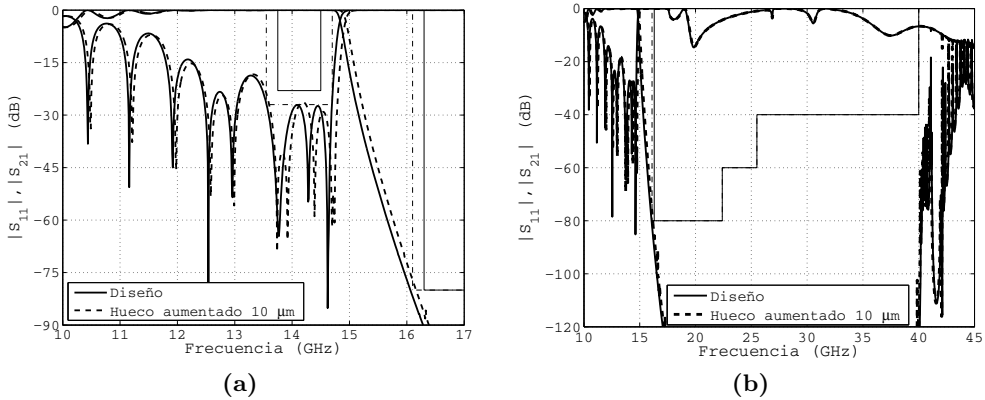


Figura 5.21. Comparativa entre la respuesta de la estructura diseñada y la de un filtro doblemente corrugado en el que se han reducido las alturas h de las corrugaciones en 10 μm .

5.4.2. Resultados

Una vez completado el diseño, y antes de pasar a la fabricación del prototipo, se realizaron una serie de comprobaciones previas para intentar evitar sorpresas.

En primer lugar, se comprobó la robustez de la estructura frente a errores de fabricación, para ver si los márgenes considerados fueron suficientemente amplios. Para hacerlo, se consideró una reducción de 10 μm en la altura de todas las corrugaciones metálicas, lo que se traduce en un incremento del hueco g de 10 μm . La variación se ha aplicado en la dimensión más sensible de la estructura, y la magnitud se corresponde con las tolerancias del proceso que se utilizaría posteriormente para fabricar la estructura.

En la figura 5.21 se compara la respuesta del diseño y la respuesta de la estructura a la que se le ha aplicado un incremento de 10 μm en su hueco o *gap*. Un incremento de este hueco origina una reducción de las capacidades que introducen las corrugaciones metálicas, lo que justifica un desplazamiento de la respuesta hacia frecuencias superiores. El desplazamiento observado fue prácticamente de 100 MHz. Por otro lado, la variación de la respuesta en la banda eliminada es casi imperceptible en la figura 5.21(b). De hecho, el desplazamiento en frecuencia pasa de un incremento de unos 100 MHz en las cercanías de la banda de paso a una reducción de unos 100 MHz en la zona final de la banda eliminada próxima a los 40 GHz.

Estos resultados indican que los márgenes de 200 MHz tomados durante el diseño son lo suficientemente amplios como para poder soportar los desplazamientos en frecuencia fruto de las tolerancias típicas de fabricación. Por otro lado, el tipo de respuesta seleccionado junto al margen de 4 dB tomado sobre las especificaciones debían

Tabla 5.9
LISTA DE MODOS EN LAS GUÍAS DE ENTRADA/SALIDA DEL FILTRO
DOBLEMENTE CORRUGADO ORDENADOS SEGÚN SU FRECUENCIA DE CORTE

Modo	f_c (GHz)	Observaciones
TE ₁₀	7,868	Modo fundamental
TE ₂₀	15,737	Entra a propagar entre banda de paso y eliminada
TE ₃₀	23,605	
TE ₄₀	31,474	
TE ₅₀	39,343	Entra a propagar al final de la banda eliminada
TE ₆₀	47,211	No hay que considerar modos a partir del TE ₅₀

ser suficientes para proteger a la estructura de la previsible degradación del rizado en su banda de paso.

El segundo aspecto que hay que comprobar es el efecto de los modos superiores. Este estudio es más conveniente realizarlo entre las guías de entrada y salida de la parte de la estructura que realmente actúa como filtro, al ser menor el número de modos que entran en propagación hasta 40 GHz. Si se comprueba que ningún modo en propagación es capaz de transmitir potencia a la salida del filtro entre 16,3 y 40 GHz, quedará asegurado el correcto comportamiento de la estructura en la banda eliminada.

Para realizar este análisis, se han de obtener la lista de modos de propagación en las guías de entrada y salida del filtro propiamente dicho, así como la frecuencia a la que entran en propagación. Como se trata de guías rectangulares, la lista de modos se puede obtener fácilmente de forma analítica (ver [la tabla 5.9](#)). A partir de esta lista se deduce que sólo hay que considerar los modos TE_{*m*0} con un subíndice *m* entre 1 y 5. Los modos TE_{*m**n*} o TM_{*m**n*} con variación en altura (es decir, con el subíndice $n \geq 1$) se pueden obviar, ya el primero de estos modos, el TE₀₁, entraría a propagar bastante por encima de los 40 GHz en la zona central del filtro.

[La figura 5.22](#) muestra el módulo del parámetro de transmisión S_{21} para cualquier combinación a la entrada y a la salida de estos modos (donde se han omitido las gráficas que, por reciprocidad, serían idénticas). Como los resultados se han obtenido con un simulador que considera una estructura totalmente simétrica en anchura, no hay acoplo entre modos con subíndice *m* par y modos con subíndice *m* impar. Esta figura revela que la mayor parte de la banda eliminada está libre de respuestas espúreas, presentando además una atenuación que está bastante por encima de lo especificado. Las únicas regiones que pueden ser problemáticas son las bandas ubicadas entre 16,3 y 17,5 GHz y entre 39,3 y 40 GHz.

La banda de paso espúrea que existe en la zona final de la banda eliminada se debe a la entrada en propagación del modo TE₅₀ a 39,343 GHz, que produce un repunte

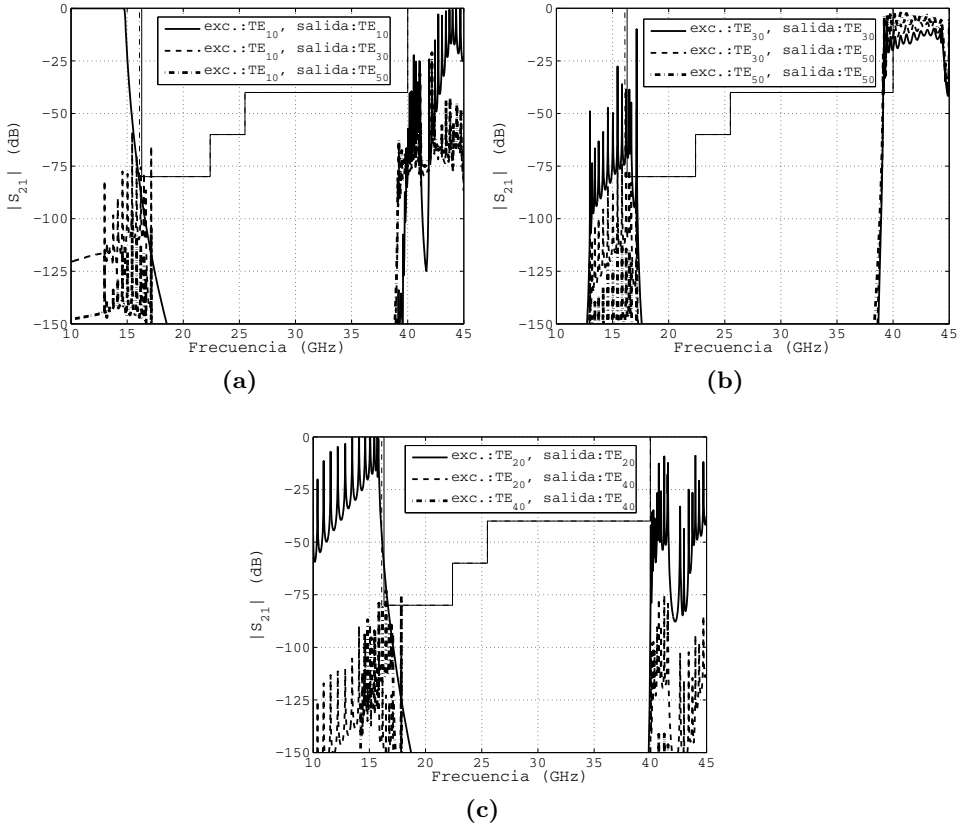


Figura 5.22. Transmisión en la banda eliminada en la parte de la estructura que realiza el filtrado. Se muestra cualquier posible combinación entre modos de entrada y de salida (excluyendo las curvas que serían idénticas por reciprocidad, y las que son cero por la simetría de la estructura).

importante de su respuesta (y también de la del modo acoplado TE_{30}) en dicha zona. Este repunte se ve favorecido por la reducción de atenuación que se produce al estar próximos al final de la banda eliminada (ver la figura 5.22(b)). Este hecho parece afectar de forma menos importante al modo fundamental TE_{10} , que es el modo que se excita principalmente a la entrada de la estructura. Por lo tanto, es posible que el grado de desacoplo entre el modo fundamental y los modos TE_{30} y TE_{50} permita reducir el valor de estos picos espúreos y cumplir con las especificaciones al final de la banda eliminada.

Al principio de la banda eliminada se observa también la presencia de varios picos espúreos, en este caso producidos cuando a la entrada se excita con el modo TE_{20} y con

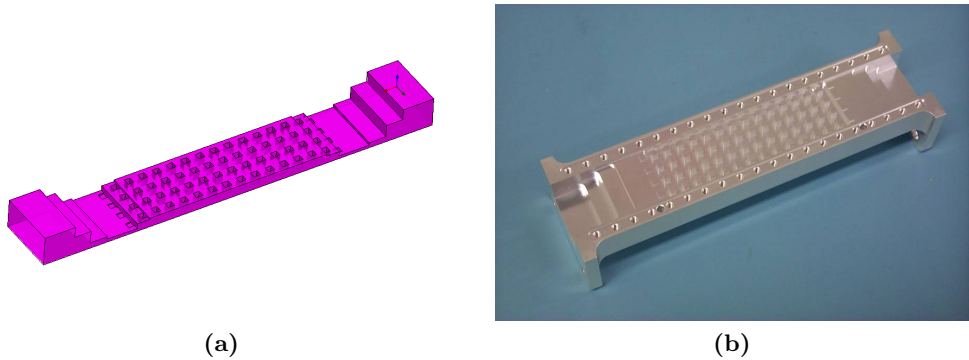


Figura 5.23. Prototipo de filtro doblemente corrugado fabricado. En (a) se muestra la representación de la estructura en HFSS y en (b) la foto del cuerpo, que incluye todas las corrugaciones.

el modo TE_{30} . La respuesta del modo TE_{20} mostrada en la figura 5.22(c), que acaba de entrar en propagación en dicha región, no llega a tener tampoco la selectividad suficiente como para atenuar 80 dB a 16,1 GHz (los picos correspondientes al modo TE_{30} no son tan problemáticos, ya que al estar este modo al corte al principio de la banda eliminada, se atenuarán de forma importante en los transformadores y en los puertos de acceso). Si se alinean correctamente los puertos y no se degrada en exceso la simetría de la estructura, probablemente se reducirían de forma importante el efecto de estos picos e incluso se podrían atenuar por encima de las especificaciones de diseño. Hay que tener presente que en una estructura fabricada en cuerpo y tapa se eliminan casi por completo los errores por desalineamiento que se producen al ensamblar el dispositivo.

La respuesta de la estructura parece bastante satisfactoria, con el único problema de la presencia de picos espúreos en bandas de frecuencia muy localizadas y de un tamaño bastante reducido. No obstante, y por el hecho de tratarse de un prototipo experimental, se decidió no realizar ninguna modificación adicional que intentara paliar lo que sucede en dichas bandas. Se dio por tanto el diseño por terminado y se procedió a fabricar la estructura¹². El prototipo se fabricó en una configuración en cuerpo y tapa mediante microfresadora (ver la figura 5.23), con unas tolerancias de $\pm 10 \mu\text{m}$. La estructura se fabricó en aluminio por su menor peso, y se le aplicó posteriormente un plateado electrolítico para mejorar su conductividad y reducir así sus pérdidas de inserción.

Gracias a los márgenes considerados, la respuesta en la banda de paso verificó claramente las especificaciones planteadas (ver la figura 5.24(a)). La principal de-

¹²El autor quiere agradecer a Alcatel Espacio España (actualmente Thales Alenia Space España) por la fabricación y posterior medida del filtro doblemente corrugado diseñado. Así mismo, agradecemos el permiso que esta empresa ha dado para publicar los resultados en esta tesis.

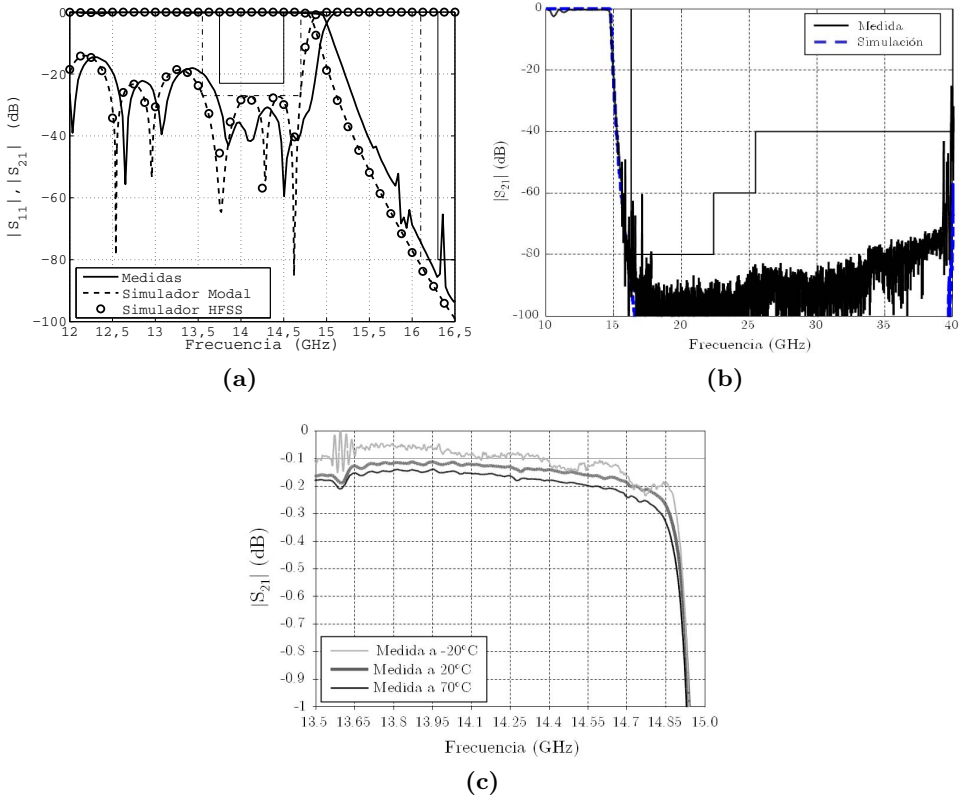


Figura 5.24. Medidas del prototipo de filtro doblemente corrugado, y comparación con las respuestas simuladas. En (a) se muestra la respuesta en la banda de paso y el principio de la banda eliminada, en (b) se representa la transmisión en una banda más amplia, y en (c) las pérdidas de inserción medidas en la banda de paso a diferentes temperaturas.

gradación es un desplazamiento de la respuesta de aproximadamente 180 MHz. Las desviaciones en las medidas se pueden atribuir a los errores en el proceso de fabricación, al coincidir la respuesta en la banda de paso del filtro diseñado con la que proporciona el simulador HFSS. El desplazamiento en frecuencia se correspondería con un aumento del hueco g de aproximadamente $20 \mu\text{m}$, el cual se podría producir por las tolerancias de fabricación del cuerpo y de la tapa, pero también por las imprecisiones en la conexión física de ambas partes de la estructura. En cualquier caso, las degradaciones observadas no han impedido cumplir la especificación de selectividad a 16,3 GHz ni la especificación sobre las pérdidas de retorno en la banda de paso.

Para resaltar la eficiencia del simulador modal basado en la teoría descrita en el

capítulo 2, cabe indicar que el tiempo que requiere por HFSS para obtener la respuesta en cada punto en frecuencia es superior a 4 minutos (es decir, más de 1.000 veces más lento que el simulador modal). Este tiempo pone de manifiesto que sería imposible realizar un diseño como el que se describe en este apartado empleando únicamente HFSS.

La figura 5.24(a) también muestra claramente la ventaja de utilizar ceros dobles en los extremos de la banda de paso. Debido a las tolerancias de fabricación, dicho ceros se han separado en dos que se han movido en direcciones contrarias en el eje de frecuencias. Al hacer este movimiento, por un lado se ensancha la banda de paso (lo que da más margen respecto a posibles desplazamientos en frecuencia), y por otro tiende a reducir el nivel de las pérdidas de retorno en la zona que cubren dichos ceros. Como resultado, y lejos de reducirse las pérdidas de retorno en la banda de paso, éstas han aumentado por encima de los 30 dB. Este resultado indica la gran robustez del nuevo tipo de respuesta que emplea este filtro en su banda de paso.

Finalmente, en lo que respecta a la selectividad, vemos como el margen de 200 MHz inicialmente tomado permite conseguir un rechazo ligeramente superior a 80 dB a la frecuencia de 16,3 GHz. Sin embargo, los efectos asociados a otros modos TE_{m0} hacen que aparezca algún pico con un rechazo inferior al exigido en la parte inicial de la banda eliminada. Estos picos se ven claramente en la respuesta de banda ancha mostrada en la figura 5.24(b). La presencia de estos picos está asociada a que parte de la energía a la entrada del filtro viaja con el modo TE_{20} (que se ven favorecidos por el desplazamiento de las respuestas mostradas en la figura 5.22(c) unos 185 MHz hacia frecuencias superiores). En cualquier caso, ninguno de estos espúreos está por encima de los 60 dB. Con un mejor alineamiento en la conexión con los puertos de acceso, es probable que se pudiera conseguir una mejora entre 10 y 15 dB en estos picos, y poder así cumplir las especificaciones. Por otro lado, la entrada en propagación del modo TE_{50} justo antes de los 40 GHz origina la presencia de un par de picos que superan en unos 10–15 dB la atenuación mínima exigida en la parte final de la banda de paso. Un mejor alineamiento de los puertos también podría proporcionar una mayor atenuación a estas frecuencias.

La respuesta en la banda eliminada es bastante satisfactoria, ya que los armónicos están localizados en zonas muy reducidas, no son de un nivel demasiado importante, y realizando un cuidadoso alineamiento se podría reducir su efecto. No obstante, y para no tener que andar con tanto cuidado con los alineamientos y las asimetrías, hubiera sido más conveniente emplear una guía de una anchura algo más pequeña. De esta forma se podría conseguir que el modo TE_{50} empezará a propagar pasados los 40 GHz, y que por tanto los espúreos que origina su entrada en propagación aparecieran una vez terminada la banda eliminada. Por otro lado, una guía de menor anchura haría que el modo TE_{20} entrará a propagar más tarde en frecuencia, en lugar de hacerlo entre la banda de paso y la banda eliminada. Si este modo empezará a propagar a partir de 17 GHz, donde la atenuación del modo fundamental presenta bastante margen sobre lo que piden las especificaciones, su efecto en las prestaciones de la banda eliminada sería casi imperceptible.

A partir de los resultados obtenidos con el prototipo fabricado, parece recomendable realizar la elección de la anchura del filtro de forma tal que se evite que ciertos modos TE_{m0} entren en propagación en zonas que puedan ser conflictivas. En nuestro caso, esto se hubiera conseguido eligiendo una anchura entre 17,5 y 18 mm para la parte de la estructura que realiza la función de filtrado (y que luego se unirían con las guías de acceso con transformadores tanto en altura como en anchura). Otra opción para mejorar el rechazo en la banda eliminada cercana sería cambiar unas pocas etapas del filtro paso bajo (entre 2 y 4) por las de un filtro de modo evanescente que aumente el rechazo en las zonas que se prevean más problemáticas.

Las pérdidas de inserción cumplen con el nivel máximo de 0,2 dB especificado incluso para una temperatura de 70° C, tal y como se muestra en [la figura 5.24\(c\)](#). El aumento de la frecuencia final de la banda de paso por encima de 14,8 GHz ha permitido una mejora en esta prestación, ya que el margen de frecuencias entre 13,75 y 14,5 GHz se ubica en una zona donde todavía no ha empezado el aumento de las pérdidas que se produce siempre cerca de los extremos de la banda de paso. El nivel de pérdidas logrado es impensable para cualquier topología de filtro paso banda de un orden tan elevado.

Para terminar, el filtro doblemente corrugado con los transformadores de entrada y salida tiene una longitud de algo más de 10 cm (excluyendo la longitud de los puertos de acceso). Este valor es un indicador del reducido tamaño de una estructura que sería capaz por sí sola de verificar el conjunto de especificaciones planteadas. Una solución convencional basada en un filtro inductivo seguido de un filtro paso bajo¹³ ocuparía más del doble de longitud, y presentaría unas pérdidas bastante mayores por la inclusión del filtro paso banda.

Los resultados ponen de manifiesto que estas estructuras son una excelente alternativa para implementar un filtro de pequeño tamaño, con una amplia banda eliminada libre de armónicos y unas bajas pérdidas de inserción. Sus principales limitaciones vienen por la parte de la capacidad de manejo de potencia y de la sensibilidad a las tolerancias de fabricación (ambos inconvenientes están asociados a que el hueco o *gap g* suele ser bastante reducido). Si las restricciones de manejo de potencia no son muy importantes, y durante el diseño se busca un tipo de respuesta que aumente la robustez de la estructura y se toman unos márgenes adecuados, es posible obtener un dispositivo que proporcione unas excelentes prestaciones finales.

¹³La función del filtro paso bajo es por un lado ampliar la banda eliminada hasta 40 GHz, y por otro proporcionar rechazo en las bandas de paso espúreas del filtro inductivo.

Capítulo 6

Conclusions

The last chapter of this thesis summarizes the main conclusions of the research activity that has been carried out. This revision of the work includes a goal analysis and the description of several future research lines.

The different research goals stated in chapter 1 will be revisited to check if they have been successfully achieved. The contribution of these achievements to the main goal of this thesis will be discussed. The goal analysis also shows the strong points of this research, and reveals the particular points that can deserve a further consideration in future works.

This thesis has dealt with very diverse subjects, mainly in the synthesis and design of waveguide filters. In fact, a particular topic has been deeply studied in each of the different topologies under investigation: conventional and tuneable inductive filters, evanescent-mode and low-pass corrugated waveguide filters. As a result, this work opens a wide range of research lines. The last section of this chapter compiles the main activity lines that can be followed in future to extend the research carried out during this thesis.

6.1. Goal Analysis

The aim of this section is the verification of the research goals proposed at the beginning of this thesis, which were stated in section 1.3.

Regarding the development of **full-wave analysis tools**, the planned goal was the implementation of accurate and efficient modal simulation techniques for in-line structures composed of waveguides with arbitrary cross section, taking into account

- The modal representation of waveguides whose arbitrary boundary can be composed of linear, circular and elliptical arcs, by means of the BI-RME method.
- The characterization of multiconductor transmission lines.

The goal was fully accomplished. Using the theory described in chapter 2, several dedicated full-wave simulation tools based on modal methods have been developed. These tools have been used to efficiently and accurately analyze the different in-line structures under consideration in this thesis (see sections 2.2 and 2.3). The BI-RME method has been expanded to rigorously obtain the modal spectrum of waveguides whose boundary can be decomposed into linear, circular and elliptical arcs (see section 2.5). This implementation can encompass almost any waveguide used in practical applications. In section 2.6, the extension of the BI-RME method has also been exploited to accurately model transmission lines composed of any number of inner conductors of arbitrary geometrical shape (which can be used to characterize wideband interdigital and combline filters).

These analysis tools have been extensively used to design inductive, evanescent mode and corrugated filters throughout this thesis. The next goals are related to each one of these filter topologies.

The goals that must be achieved in the **design of inductive filters** were

- Develop a fully automated design procedure of inductive filters, regardless of their bandwidth, order, return loss, homogeneity and symmetry in the longitudinal axis.
- Deal with the different topologies typically used in practice (inductive iris filters, rounded post filters and E-plane filters), considering also the rounded corners due to manufacturing limitations.
- Develop a fully automated design procedure of inductive filters with tuning elements.

These goals were fully accomplished. A novel synthesis and design procedure also valid for inhomogeneous and/or wideband filters has been successfully developed in

section 3.2, which can be applied to almost any inductive filter in waveguide technology used for practical applications. A modification of this technique to include the rounded corners due to manufacturing processes has also been described in this section. A different design technique has been proposed for the fully automated design of inductive filters with tuning elements (see section 3.3). The two techniques presented in chapter 3 improve a particular step of traditional design procedures. The first technique is based on a very elaborated and accurate synthesis procedure which extracts an outstanding initial structure, whereas the technique for inductive filters with tuning elements relies on a very robust and efficient optimization algorithm. These two complementary advances could be integrated in future in the same design tool, and applied to a wider range of microwave passive structures.

The research carried out on inductive filters has included some practical aspects of interest to filter designers, namely, (i) the use of inhomogeneous structures to improve filter performances, and (ii) the derivation of a priori estimates for the expected filter response degradation in terms of manufacturing tolerances.

Although our implementation of the BI-RME method is able to rigorously consider waveguide cross sections with circular arcs, the current version of the software used to model the H-plane rounded corners in inductive filters still replaces these circular arcs with linear segments. An update of this software can be of interest to slightly improve the analysis and design accuracy.

For **evanescent mode filters**, the following goals were intended to be accomplished

- Develop a design procedure for evanescent mode filters.
- Use this procedure to set the design strategies that must be followed to optimize different filter performances.
- Propose new topologies of evanescent mode filters in order to improve some filter performances.

The research carried out has met these goals too. A novel synthesis and design procedure for evanescent mode filters has been proposed in section 4.3, which exploits the design strategies stated in section 4.2 in order to find out the best structure trade-off to satisfy a particular set of specifications. Furthermore, a new type of filter configuration has been proposed that can improve several performances of these structures (see section 4.5). The performances of the new filter configuration, as well as the traditional symmetrical and asymmetrical ones, have also been compared in sections 4.4 and 4.5, to help the designer to choose the most suitable one for a practical application.

Although some improvements on the synthesis and design areas have been presented, the resulting techniques should still be considered as preliminary methods which will be extended in future. In fact, the accuracy, flexibility and robustness of the

synthesis technique could be improved by means of the advances described in section 3.2. After applying the synthesis and optimization concepts developed in chapter 3, it seems possible to obtain an extremely general and fully automated design technique for evanescent mode filters.

Finally, the goals of the research carried out on **corrugated filters** were

- Conceive a fully automated design procedure for traditional corrugated filters in rectangular waveguide.
- Propose a design procedure for waffle-iron filters.
- Find out a type of response which improves the robustness of these filters to manufacturing tolerances.

These goals were also accomplished. A fully automated design procedure for traditional corrugated filters with equiripple passband response has been proposed in section 5.3. Furthermore, and for the first time to the author's knowledge, a systematic design procedure of waffle-iron filters has also been described (see section 5.4). Thanks to the exhaustive comparison performed in section 5.2, a new type of response with improved robustness against manufacturing tolerances has been presented. In contrast to other response types, the improvement in robustness does not imply a relevant reduction in the filter selectivity. This type of response has been successfully used in a manufactured waffle-iron prototype.

Despite the description of the methodology carried out to design a waffle-iron filter, higher efforts must still be devoted to establish a fully automated design procedure for this type of structures. In addition, the performance of corrugated filters could be improved by avoiding the restrictions imposed by homogeneous and commensurated prototypes.

All of the advances enumerated in this section have undoubtedly contributed to the **general goal** of this thesis: the development of new techniques for the analysis and optimized design of microwave filters with a wide frequency range of operation. Such new analysis and design methods have been thoroughly verified by comparison with results reported in the technical literature and provided by commercial electromagnetic simulators, as well as with measurements of manufactured prototypes.

6.2. Future Research Lines

Electromagnetic analysis of components in rectangular waveguide technologies has reached maturity. As a result, there are very few future research lines in this area. Anyway, two different research lines identified during this work can be mentioned

- Update the techniques for the characterization of arbitrarily shaped 2D H-plane and E-plane components in rectangular waveguide by using our extended implementation of the BI-RME method, which rigorously considers metallic contours composed of linear, circular and elliptical segments. These techniques can also benefit from the equivalence between rectangular and parallel plate waveguide problems deduced in this thesis to derive a complete multimode equivalent network representation.
- Modeling of general multiconductor systems by means of a 3D implementation of the BI-RME method.

Due to the diversity of subjects considered in this thesis in the field of design techniques of waveguide components, a vast range of different research and development lines can be opened.

The most promising research line comes from adapting the new design methodology of microwave components described in subsection 3.2.1 to a wider range of devices. In the case of the evanescent mode and the corrugated filters considered in this thesis, the use of this technique will probably

- Make possible an accurate, efficient and fully automated design procedure for in-line evanescent mode waveguide filters, even allowing non-uniform housings or different types of ridge sections. This enhanced flexibility, in combination with the design strategies already developed, can be used to improve the filter performances.
- Remove the restrictions related to homogeneous and commensurated prototypes in traditional corrugated filters. This technical advance will allow different housing widths in the structure to improve the out-of-band performance. In addition, it will make the manufacturability of the structure easier, since the designer can adjust each filter section separately to fit into manufacturing constraints.
- Allow the development of a fully automated design procedure of waffle-iron filters, provided with the same flexibility just described for traditional corrugated filters (whenever a part of the structure holds the 2D periodicity required to treat all the TE_{m0} modes similarly).

In addition, the powerful synthesis method developed can be combined with an optimization technique based on segmentation and space-mapping algorithms to make the final refinement of the filter physical dimensions (if required). This final optimization can be based on the availability of a prototype that resembles the real structure. As a result, a very fast and robust design method will probably be obtained that integrate the prototype synthesis, the structure dimensional extraction and the final optimization (where the different steps continuously interact and feedback between them).

Finally, the new design methodology can also be adapted to more advanced filter topologies with cross-couplings, after a suitable modification of the equal-ripple optimization procedure. This enhancement will be very useful in the design of wideband filters with transmission zeros and/or improved group delay response.

The activities carried out in this thesis also open research lines related to filter responses. In particular, it can be mentioned

- A more rigorous and formal derivation of the new type of response proposed in this thesis to improve filter robustness, as well as its application to a wider range of structures. In fact, this response can be extended to both symmetrical and asymmetrical transfer functions with transmission zeros and/or improved group-delay equalization.
- Extension of the range of responses traditionally used in low-pass corrugated filters. Since only a reduced number of reflection zeros can be placed in the passband (to obtain a fabricable filter), there are additional degrees of freedom in the response than can be exploited in different ways (for instance, to avoid the necessity for input and output transformers). Therefore, the specifications on the filter passband response can be mixed with other type of conditions (related to the filter geometry, size, length, power-handling capability, out-of-band performance, etc.), thus extending the traditional concept of "device response".

Finally, the waffle-iron filters are a rather unknown topology. As a result, it should be convenient to perform a detailed parametric analysis with the efficient and accurate analysis tool developed in this thesis. This analysis can be helpful to establish design strategies and methodologies in terms of the particular set of specifications to be fulfilled. It is worth pointing out the complete lack of modern design methods for waffle-iron filters in the technical literature.

Apéndice A

Principales Aportaciones

En el único apéndice de la memoria se van a recopilar las principales aportaciones fruto de la actividad desarrollada a lo largo de esta tesis. En primer lugar se incluye una lista con las publicaciones en revistas y congresos científicos asociadas a la presente tesis, la cuál se organiza en función de las distintas temáticas abordadas. En segundo lugar, se describirán aquellos aspectos concretos que han sido transferidos a empresas e instituciones públicas de relevancia.

A.1. Publicaciones

A.1.1. Técnicas de Análisis

Las publicaciones asociadas a la ampliación del método BI-RME que se han desarrollado son:

- S. Marini, **P. Soto**, S. Cogollos, V. E. Boria y B. Gimeno, “Efficient full-wave modal analysis of waveguides with arbitrary geometry defined by straight, circular and elliptical segments,” *Proceedings of PIERS 2002*, p. 884, Boston, MA, Julio 2002.
- S. Cogollos, S. Marini, **P. Soto**, H. Esteban, J. V. Morro, V. E. Boria y B. Gimeno, “Modal computation of arbitrary waveguides composed of linear, circular and elliptical arcs,” *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 2065-2068, Philadelphia, PA, Junio 2003.
- S. Cogollos, S. Marini, V. E. Boria, **P. Soto**, A. Vidal, H. Esteban, J. V. Morro y B. Gimeno, “Efficient modal analysis of arbitrarily shaped waveguides composed of linear, circular, and elliptical arcs using the BI-RME method,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 12, pp. 2378-2390, Dic. 2003.

En lo que respecta a la caracterización de sistemas formados por múltiples conductores de sección transversal arbitraria, este trabajo se ha recogido en las dos siguientes comunicaciones aceptadas en los congresos más importantes a nivel internacional y nacional en el ámbito de las microondas

- E. Tarín, **P. Soto** y V. E. Boria, “Accurate modal representation of arbitrarily shaped multiconductor transmission lines enclosed in homogeneous waveguides,” *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 1067-1070, Long Beach, CA, Junio 2005.
- E. Tarín, **P. Soto** y V. E. Boria, “Caracterización modal de guías de geometría arbitraria con múltiples conductores internos,” *XX Simposium Nacional URSI*, pp. 1-4, Gandia, España, Sep. 2005.

A.1.2. Filtros Inductivos

En este apartado incluimos por un lado las publicaciones relacionadas con la nueva metodología de síntesis y diseño de filtros desarrollada en esta tesis, y que se ha aplicado con éxito en los filtros inductivos convencionales

- **P. Soto** y V. E. Boria, “A versatile prototype for the accurate design of homogeneous and inhomogeneous wide bandwidth direct-coupled-cavity filters,” *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 451-454, Fort Worth, TX, Junio 2004.
- **P. Soto**, E. Tarín, J. Armendariz, V. E. Boria, C. P. Vicente y J. Gil, “Advanced dimensional synthesis of wide bandwidth bandpass waveguide filters with FEST3D,” *Proc. of the ESTEC International Workshop on Microwave Filters*, 4 pp., Toulouse, Francia, Nov. 2009.
- **P. Soto**, E. Tarín, V. E. Boria, C. P. Vicente, J. Gil y B. Gimeno, “Accurate synthesis and design of wideband and inhomogeneous inductive waveguide filters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 8, pp. 2220-2230, Agosto 2010.
- **P. Soto**, V. E. Boria, C. Carceller, C. P. Vicente, J. Gil y B. Gimeno, “EM-based synthesis and design of bandpass waveguide filters including manufacturing effects with FEST3D,” *Int. J. RF and Microwave CAE*, vol. 22, no. 1, pp. 93-103, Enero 2012.

y por otro lado, enumeramos las publicaciones relacionadas con la nueva técnica de diseño optimizado de filtros inductivos con elementos de sintonía, que combina un procedimiento de segmentación con la estrategia del mapeado espacial agresivo

- **P. Soto**, J. L. Gómez, A. Bergner, V. E. Boria y R. Chismol, “Automated design of waveguide filters using space mapping optimization,” *Proc. 3rd European Conference on Numerical Methods in Electromagnetism*, pp. 228-229, Poitiers, Francia, Marzo 2000.

- **P. Soto**, A. Bergner, J. L. Gómez, V. E. Boria y H. Esteban, “Automated design of inductively coupled rectangular waveguide filters using space mapping optimization,” *Proc. European Congress on Computational Methods in Applied Sciences and Engineering*, 19 pp., Barcelona, España, Sep. 2000.
- J. V. Morro, **P. Soto**, H. Esteban, V. E. Boria, C. Bachiller, M. Taroncher, S. Cogollos y B. Gimeno, “Fast automated design of waveguide filters using aggressive space mapping with a new segmentation strategy and a hybrid optimization algorithm,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 4, pp. 1130-1142, Abril 2005.

A.1.3. Filtros de Modo Evanescente

En lo que respecta a los filtros de modo evanescente, se han realizado varias publicaciones en distintas fases del estudio realizado

- **P. Soto**, D. de Llanos, E. Tarín, V. E. Boria, B. Gimeno, A. Oñoro, I. Hidalgo y M. J. Padilla, “Efficient analysis and design strategies for evanescent mode ridge waveguide filters,” *Proc. 36th European Microwave Conference*, pp. 1095-1098, Manchester, Reino Unido, Sep. 2006.
- **P. Soto**, D. de Llanos, E. Tarín, V. E. Boria, B. Gimeno, A. Oñoro, I. Hidalgo y M. J. Padilla, “Performance analysis and comparison of symmetrical and asymmetrical configurations of evanescent mode ridge waveguide filters,” *Radio Science*, vol. 44, no. 6, 16 pp., Dic. 2009.
- **P. Soto**, D. de Llanos, V. E. Boria, E. Tarín, S. Cogollos, M. Taroncher y B. Gimeno, “Design methodologies for optimizing the electrical and mechanical performances of evanescent mode ridge waveguide filters,” *Waves*, no. 2, pp. 116-125, 2010.

Así mismo, hay un aspecto de la investigación realizada en este capítulo que no ha sido aún publicado, en concreto la configuración del filtro de modo evanescente con septo. El autor y el director de la presente tesis se están planteando patentarla y/o preparar una publicación donde se describa esta nueva topología, sus prestaciones y la forma de diseñarla.

A.1.4. Filtros Corrugados

Tal y como refleja el [el capítulo 6](#), el trabajo realizado en el ámbito de los filtros corrugados en guía onda rectangular es el que presenta unas mayores posibilidades de ampliación futura, ya que sólo ha sido fruto de la siguiente publicación en congreso

- O. Monerri, **P. Soto**, S. Cogollos, V. E. Boria, J. Gil, C. P. Vicente y B. Gimeno, “Accurate circuit synthesis of low-pass corrugated waveguide filters,” *Proc. 40th European Microwave Conference*, pp. 1237-1240, Paris, Francia, Oct. 2010.

y se está pensando en presentar una publicación sobre tipos de respuestas mejoradas frente a errores de fabricación, que incluya como ejemplo al filtro doblemente corrugado fabricado.

No obstante, las posibilidades de ampliación de las técnicas de diseño de estos dispositivos son tan grandes que pueden ser perfectamente el objeto de una futura tesis realizada dentro del Grupo de las Aplicaciones de las Microondas.

A.1.5. Publicaciones Generales

En este último apartado incluimos las publicaciones que, al tener un carácter más general, abarcan varios de los apartados anteriores. En concreto, se trata de las dos siguientes publicaciones en revista

- V. E. Boria, B. Gimeno, S. Marini, M. Taroncher, S. Cogollos, **P. Soto**, A. Vidal, and J. Gil, “Recent advances in modeling, design and fabrication of microwave filters for space applications,” *Int. J. RF and Microwave CAE*, vol. 17, no. 1, pp. 70-76, Enero 2007.
- V. E. Boria, **P. Soto**, and S. Cogollos, “Distributed Models for Filter Synthesis,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 12, no. 5, pp. 87-100, Oct. 2011.

La primera de estas publicaciones describe los avances realizados por el Grupo de Aplicaciones de las Microondas en el ámbito de las herramientas de análisis modal para estructuras con geometría arbitraria, e incluye también un ejemplo de un filtro de modo evanescente.

El segundo trabajo, por su parte, fue incluido en una revista de gran difusión entre científicos y profesionales de las microondas, y más en concreto, en un número especial que pretende recoger de una forma sencilla y accesible los últimos avances en técnicas de síntesis. En esta publicación se describen, entre otras, las técnicas de síntesis de filtros inductivos y simplemente corrugados desarrolladas a lo largo de esta tesis.

A.2. Transferencia Tecnológica

La mayor parte de las investigaciones realizadas en esta tesis han sido transferidas de una forma u otra a la industria espacial europea. La mayor parte de estas

transferencias se han realizado en forma de módulos para aplicaciones informáticas o directamente como una aplicación informática independiente.

Casi todas las contribuciones se han integrado en el paquete comercial FEST3D (de las siglas inglesas *Full-Wave Electromagnetic Simulation Tool 3D*), que en la actualidad mantiene, distribuye y amplía con nuevos módulos la empresa española Aurora Software and Testing en nombre de la Agencia Europea del Espacio. Este programa inicialmente integraba una serie de módulos de análisis modal, los cuales permitían caracterizar de una forma precisa y eficiente el comportamiento de ciertos dispositivos pasivos de microondas en tecnología guiada. En los últimos años, este paquete se está ampliando de distintas maneras. Por un lado, se está añadiendo más módulos de análisis que permitan ampliar el rango de estructuras analizables. Por otro lado, se están extendiendo sus capacidades mediante la incorporación de herramientas de síntesis y diseño automatizado, así como de un importante paquete que permite caracterizar los efectos de alta potencia.

El trabajo de investigación realizado en esta tesis ha sido esencial en los siguientes módulos incorporados en las últimas versiones de FEST3D:

- Módulo para la caracterización de guías de sección transversal arbitraria cuyo contorno se pueda descomponer en tramos rectos, circulares y elípticos. Este módulo está asociado a la teoría descrita en [las secciones 2.5 y 2.6](#).
- Módulo para la síntesis y el diseño automatizado de filtros inductivos, que sigue la nueva metodología de diseño descrita en [la sección 3.2](#).
- Módulo para la síntesis y el diseño automatizado de filtros simplemente corrugados en guía onda rectangular, desarrollado de acuerdo a la teoría expuesta en [la sección 5.3](#).

Así mismo, se ha desarrollado la aplicación propietaria GOFRES para la empresa Alcatel Espacio España (actualmente Thales Alenia Space España), que permite realizar el análisis electromagnético preciso de filtros en modo evanescente y doblemente corrugados o *waffle-iron*. Esta herramienta está basada en las diferentes técnicas de análisis modal presentadas a lo largo del capítulo 2, y que se han particularizado para estas topologías concretas. Así mismo, se desarrollaron unos procedimientos básicos para el diseño de estas estructuras que se recogen en dos informes técnicos entregados a dicha empresa (correspondientes al procedimiento de diseño de filtros doblemente corrugados seguido en [la sección 5.4](#), y a una versión preliminar del procedimiento desarrollado en [las secciones 4.2 y 4.3](#) para los filtros de modo evanescente). Por último indicar que también se diseñaron los distintos prototipos presentados en [los capítulos 4 y 5](#), para realizar así una validación experimental de la herramienta de simulación y de los procedimientos de diseño desarrollados.

Bibliografía

- [1] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. R. Mansour, *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design, and Applications*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2007.
- [2] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2005.
- [3] T. Itoh, Ed., *Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures*. New York, NY: John Wiley & Sons, 1989.
- [4] G. Conciauro, M. Guglielmi, and R. Sorrentino, *Advanced Modal Analysis*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, 2000.
- [5] F. Arndt, J. Brandt, V. Catina, J. Ritter, I. Rullhusen, J. Dauelsberg, U. Hilgefort, and W. Wessel, “Fast CAD and optimization of waveguide components and aperture antennas by hybrid MM/FE/MoM/FD methods — state-of-the-art and recent advances,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 1, pp. 292–305, Jan. 2004.
- [6] D. B. Davidson, *Computational Electromagnetics for RF and Microwave Engineering*. New York, NY: Cambridge University Press, 2005.
- [7] J. W. Bandler, Ed., *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, *Special Issue on Automated Circuit Design Using Electromagnetic Simulators*, vol. 45, no. 5, May 1997.
- [8] J. W. Bandler and M. Mongiardo, Eds., *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, *Special Issue on Electromagnetics-Based Optimization of Microwave Components and Circuits*, vol. 52, no. 1, Jan. 2004.
- [9] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. Norwood, MA: Artech House, 1980.
- [10] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*. London, UK: Peter Peregrinus, 1986.

- [11] J. W. Bandler and M. Mongiardo, Eds., *Microwave Component Design Using Optimization Techniques*. Philadelphia, PA: 2003 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Workshop Notes, Jun. 2003.
- [12] Q. J. Zhang and J. E. Rayas-Sanchez, Eds., *Advances in CAD Techniques for EM Modeling and Design Optimization*. Atlanta, GA: 2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Workshop Notes, Jun. 2008.
- [13] A. Atia, *The Role of Passive Components in Satellite Payloads*. Valencia, Spain: 2008 International Workshop in Multipactor, Corona and Passive Intermodulation (MULCOPIIM), Sep. 2008.
- [14] K. A. Zaki, *Microwave Filters and Multiplexers for Space Applications*. Valencia, Spain: 2008 International Workshop in Multipactor, Corona and Passive Intermodulation (MULCOPIIM), Sep. 2008.
- [15] F. Arndt, R. Beyer, J. M. Reiter, T. Sieverding, and T. Wolf, "Automated design of waveguide components using hybrid mode-matching/numerical EM building blocks in optimization-oriented CAD frameworks — state of the art and recent advances," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 45, no. 5, pp. 747–760, May 1997.
- [16] A. Wexler, "Solution of waveguide discontinuities by modal analysis," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 15, no. 9, pp. 508–517, Sep. 1967.
- [17] M. Yu, A. Panariello, I. Mostafa, and J. Zheng, "3-D EM simulators for passive waveguide devices," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 9, no. 6, pp. 50–61, Dec. 2008.
- [18] J. Bara, *Circuitos de Microondas con Líneas de Transmisión*. Barcelona, Spain: Servei de Publicacions UPC, 1994.
- [19] H. Patzelt and F. Arndt, "Double-plane steps in rectangular waveguide and their application for transformers, irises, and filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 30, no. 5, pp. 771–776, May 1982.
- [20] A. Alvarez-Melcon, G. Connor, and M. Guglielmi, "New simple procedure for the computation of the multimode admittance or impedance matrix of planar waveguide junctions," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 44, no. 3, pp. 413–418, Mar. 1996.
- [21] H.-W. Yao, K. A. Zaki, A. E. Atia, and R. Hershtig, "Full wave modeling of conducting posts in rectangular waveguides and its applications to slot coupled combline filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 43, no. 12, pp. 2824–2830, Dec. 1995.
- [22] J. M. Rebollar, J. Esteban, and J. E. Page, "Fullwave analysis of three and four-port rectangular waveguide junctions," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 42, no. 2, pp. 256–263, Feb. 1994.

- [23] M. Mattes, A. Alvarez-Melcón, M. Guglielmi, and J. R. Mosig, “Impedance representation of waveguide junctions based on the integral equation approach,” in *Proc. 30th Eur. Microwave Conf.*, vol. 1, Paris, France, Oct. 2000, pp. 63–66.
- [24] S. Cogollos, V. E. Boria, P. Soto, A. A. San Blas, B. Gimeno, and M. Guglielmi, “Direct computation of the admittance parameters of a cubic junction with arbitrarily shaped access ports using the BI-RME method,” *IEE Microw. Antennas Propag.*, vol. 150, no. 2, pp. 111–119, Feb. 2003.
- [25] J. Jin, *The Finite Element Method in Electromagnetics*. New York: John Wiley & Sons, 2002.
- [26] P. P. Silvester and L. G. Ferrari, Eds., *Finite Elements for Electrical Engineers*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 1996.
- [27] A. Taflove and S. C. Hagness, *Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method*. Nordwood, MA: Artech House, 2005.
- [28] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Methods*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1993.
- [29] A. Christ and L. Hartnagel, “Three-dimensional finite difference method for the analysis of microwave-device embedding,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 35, no. 8, pp. 688–696, Aug. 1987.
- [30] C. Christopoulos, *The Transmission-Line Modeling Method: TLM*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1995.
- [31] J. C. Meyer F., D. B. Davidson, U. Jakobus, and M. A. Stuchly, “Human exposure assessment in the near field of GSM base-station antennas using the hybrid Finite Element/Method of Moments technique,” *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 50, no. 2, pp. 224–233, Feb. 2003.
- [32] J. Uher, J. Bornemann, and U. Rosenberg, *Waveguide Components for Antenna Feed Systems: Theory and CAD*. Norwood, MA: Artech House, 1993.
- [33] R. Beyer and F. Arndt, “Efficient modal analysis of waveguide filters including the orthogonal mode coupling elements by an MM/FE method,” *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 5, no. 1, pp. 1–3, Jan. 1995.
- [34] B. E. Spielman and R. F. Harrington, “Waveguide of arbitrary cross section by the solution of a non-linear integral eigenvalue equation,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 9, no. 9, pp. 578–585, Sep. 1972.
- [35] G. Conciauro, M. Bressan, and C. Zuffada, “Waveguide modes via an integral equation leading to a linear matrix eigenvalue problem,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 32, no. 11, pp. 1495–1504, Nov. 1984.

- [36] P. Arcioni, M. Bressan, G. Conciauro, L. Perregrini, and G. Gatti, "ANAPLAN-W: a CAD tool for E/H-plane waveguide circuits," *ESA-Preparing for the Future*, vol. 6, pp. 12–13, Mar. 1996.
- [37] S. Cogollos, "Caracterización modal de guías arbitrarias y aplicación a dispositivos de microondas," Ph.D. dissertation, Dpto. Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, Spain, 2002.
- [38] H. Wang, K.-L. Wu, and J. Litva, "A modal analysis of TEM mode in circular-rectangular coaxial waveguides," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 3, pp. 356–359, Mar. 1999.
- [39] G. Gerini and M. Guglielmi, "Full-wave CAD of a rectangular waveguide filter with integrated coaxial excitation," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 5, pp. 986–989, May 2001.
- [40] F. Alessandri, M. Mongiardo, and R. Sorrentino, "Computer-aided design of beam forming networks for modern satellite antennas," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 40, no. 6, pp. 1117–1127, Jun. 1992.
- [41] S. Xu, X. Wu, W. Guo, and Z. Li, "Scattering characteristics of rectangular coaxial line branching directional coupler," *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 3, no. 1, pp. 6–8, Jan. 1993.
- [42] S. B. Cohn, "Direct-coupled-resonator filters," *Proc. IRE*, vol. 45, no. 2, pp. 187–196, Feb. 1957.
- [43] J. D. Rhodes, "The design and synthesis of a class of microwave band pass linear phase filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 17, no. 4, pp. 189–204, Apr. 1969.
- [44] —, "A low-pass prototype network for microwave linear phase filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 18, no. 6, pp. 290–301, Jun. 1970.
- [45] A. E. Atia and A. E. Williams, "Narrow-bandpass waveguide filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 20, no. 4, pp. 258–265, Apr. 1972.
- [46] J. D. Rhodes and R. J. Cameron, "General extracted pole synthesis technique with applications to low-loss TE₀₁₁ mode filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 28, no. 9, pp. 1018–1028, Sep. 1980.
- [47] H. C. Bell, "Canonical asymmetric coupled-resonator filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 30, no. 9, pp. 1335–1340, Sep. 1982.
- [48] D. Swanson and G. Macchiarella, "Microwave filter design by synthesis and optimization," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 8, no. 2, pp. 55–69, Apr. 2007.
- [49] *IEEE Microw. Mag.*, *All the World is a Filter*, vol. 8, no. 5, Oct. 2007.

- [50] *IEEE Microw. Mag., Electromagnetic Software*, vol. 9, no. 6, Dec. 2008.
- [51] Y. Hussein and S. M. El-Ghazaly, "Modeling and optimization of microwave devices using genetic algorithms," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 1, pp. 329–336, Jan. 2004.
- [52] Q. J. Zhang and K. C. Gupta, *Neural Networks for RF and Microwave Design*. Norwood, MA: Artech House, 2000.
- [53] J. E. Rayas-Sanchez, "EM-based optimization of microwave circuits using artificial neural networks: the state-of-the-art," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 1, pp. 420–435, Jan. 2004.
- [54] V. Miraftab and R. R. Mansour, "A robust fuzzy-logic technique for computer-aided diagnosis of microwave filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 1, pp. 450–456, Jan. 2004.
- [55] F. Alessandri, M. Dionigi, and R. Sorrentino, "A full-wave CAD tool for waveguide components using a high speed direct optimizer," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 43, no. 9, pp. 2046–2052, Sep. 1995.
- [56] M. Mongiardo and R. Ravanelli, "Automated design of corrugated feeds by the adjoint network method," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 44, no. 5, pp. 787–792, May 1997.
- [57] N. K. Niklova, J. W. Bandler, and M. H. Bakr, "Adjoint technique for sensitivity analysis in high-frequency structure CAD," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 1, pp. 403–419, Jan. 2004.
- [58] J. W. Bandler, R. M. Biernacki, S. H. Chen, P. A. Grobelny, and R. H. Hemmers, "Space mapping technique for electromagnetic optimization," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 42, no. 12, pp. 2536–2544, Dec. 1994.
- [59] J. W. Bandler, R. M. Biernacki, S. H. Chen, R. H. Hemmers, and K. Madsen, "Electromagnetic optimization exploiting aggressive space mapping," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 43, no. 12, pp. 2873–2881, Dec. 1995.
- [60] J. W. Bandler, Q. S. Cheng, S. A. Dakroury, A. S. Mohamed, M. H. Bakr, K. Madsen, and J. Sondergaard, "Space mapping: the state of the art," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 1, pp. 337–361, Jan. 2004.
- [61] S. Koziel, Q. S. Cheng, and J. W. Bandler, "Space mapping," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 9, no. 6, pp. 105–122, Dec. 2008.
- [62] S. Bila, D. Baillargeat, M. Aubourg, S. Verdeyme, P. Guillon, F. Seyfert, J. Grimm, L. Baratchart, C. Zanchi, and J. Sombrin, "Direct electromagnetic optimization of microwave filters," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 2, no. 1, pp. 46–51, Mar. 2001.

- [63] P. Harscher, R. Vahldieck, and S. Amari, "Automated filter tuning using generalized low-pass prototype networks and gradient-based parameter extraction," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 12, pp. 2532–2538, Dec. 2001.
- [64] S. F. Peik and R. R. Mansour, "A novel design approach for microwave planar filters," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Seattle, WA, Jun. 2002, pp. 1109–1112.
- [65] A. Garcia-Lamperez, S. Llorente-Romano, M. Salazar-Palma, and T. K. Sarkar, "Efficient electromagnetic optimization of microwave filters and multiplexers using rational models," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 2, pp. 508–521, Feb. 2004.
- [66] P. Kozakowski and M. Mrozowski, "Automated CAD of coupled resonator filters," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 12, no. 12, pp. 470–472, Dec. 2002.
- [67] Y. Tajima and Y. Sawayama, "Design and analysis of a waveguide-sandwich microwave filter," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 22, no. 9, pp. 839–841, Sep. 1974.
- [68] S. Yin, T. Vasilyeva, and P. Pramanick, "Use of three-dimensional field simulators in the synthesis of waveguide round rod bandpass filters," *Int. J. RF and Microwave CAE*, vol. 8, no. 6, pp. 484–497, Dec. 1998.
- [69] H. J. Riblet, "Waveguide filter having nonidentical sections resonant at same fundamental frequency and different harmonic frequencies," U.S. Patent 3 153 208, Oct. 13, 1964.
- [70] M. Guglielmi, "Simple CAD procedure for microwave filters and multiplexers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 42, no. 7, pp. 1347–1352, Jul. 1994.
- [71] M. Morelli, I. Hunter, R. Parry, and V. Postoyalko, "Stop-band improvement of rectangular waveguide filters using different width resonators: Selection of resonator widths," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Phoenix, AZ, May 2001, pp. 1623–1626.
- [72] R. Levy, "Theory of direct-coupled-cavity filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 15, no. 6, pp. 340–348, Jun. 1967.
- [73] J. D. Rhodes, *Theory of Electrical Filters*. John Wiley & Sons, 1976.
- [74] R. Balasubramanian and P. Pramanick, "Computer-aided design of H-plane tapered corrugated waveguide bandpass filters," *Int. J. RF and Microwave CAE*, vol. 9, no. 1, pp. 14–21, Jan. 1999.
- [75] G. F. Craven and R. Skedd, *Evanescence Mode Microwave Components*. Norwood, MA: Artech House, 1987.

- [76] A. Kirilenko, L. Rud, V. Tkachenko, and D. Kulik, "Design of bandpass and lowpass evanescent-mode filters on ridged waveguides," in *Proc. 29th Eur. Microwave Conf.*, Munich, Germany, Oct. 1999, pp. 239–242.
- [77] J. A. Ruiz-Cruz, M. A. E. Sabbagh, K. A. Zaki, J. M. Rebolgar, and Z. Yunchi, "Canonical ridge waveguide filters in LTCC or metallic resonators," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 1, pp. 174–182, Jan. 2005.
- [78] J. A. Ruiz-Cruz, Y. Zhang, M. Fahmi, and K. Zaki, "Waveguide elliptic filters in narrow-wall canonical configuration," in *Proc. 36th Eur. Microwave Conf.*, Manchester, UK, Sep. 2006, pp. 1080–1082.
- [79] G. F. Craven and C. K. Mok, "The design of evanescent mode waveguide band-pass filters for a prescribed insertion loss characteristic," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 19, no. 3, pp. 295–308, Mar. 1971.
- [80] R. V. Snyder, "New application of evanescent mode waveguide to filter design," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 25, no. 12, pp. 1013–1021, Dec. 1977.
- [81] J. C. Nanan, J. Tao, H. Buadrand, B. Theron, and S. Vigneron, "A two-step synthesis of broadband ridged waveguide bandpass filters with improved performances," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 39, no. 12, pp. 2192–2197, Dec. 1991.
- [82] P. Soto, V. E. Boria, J. M. Catala-Civera, N. Chouaib, M. Guglielmi, and B. Gimeno, "Analysis, design and experimental verification of microwave filters for safety issues in open-ended waveguide systems," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 48, no. 11, pp. 2133–2140, Nov. 2000.
- [83] S. B. Cohn, "Analysis of a wide-band waveguide filter," *Proc. IRE*, vol. 37, no. 6, pp. 651–656, Jun. 1949.
- [84] S. B. Cohn, E. M. T. Jones, J. Shimizu, B. M. Schiffman, and F. S. Coale, "Research on design criteria for microwave filters," Stanford Research Institute, Project 1331, Contract DA 36-039 SC-64625 Final Report, Jun. 1957.
- [85] L. Young and B. M. Schiffman, "New and improved types of waffle-iron filters," *Proc. IEE*, vol. 110, no. 7, pp. 1191–1198, Jul. 1963.
- [86] E. D. Sharp, "A high-power wide-band waffle-iron filter," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 11, no. 2, pp. 111–116, Mar. 1963.
- [87] R. Levy, "Tapered corrugated waveguide low-pass filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 21, no. 8, pp. 526–532, Aug. 1973.
- [88] M. Simeoni, F. Cacchione, S. Vanin, J. Molina-Perez, and D. Schmitt, "Automatic dimensional synthesis without optimization for stepped impedance low-pass filters," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 44, no. 1, pp. 190–193, Jan. 2005.

- [89] R. Bungler and F. Arndt, "GSM/Moment-method CAD of waffle-iron filters with round teeth," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Anaheim, CA, Jun. 1999, pp. 1691–1694.
- [90] M. B. Manuilov and K. V. Kobrin, "Field theory CAD of waffle-iron filters," in *Proc. 35th Eur. Microwave Conf.*, Paris, France, Oct. 2005, pp. 1–4.
- [91] M. Guglielmi and G. Connor, "Chained function filters," *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 7, no. 12, pp. 390–392, Dec. 1997.
- [92] A. B. Jayyousi, M. J. Lancaster, and F. Huang, "Filtering functions with reduced fabrication sensitivity," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 5, pp. 360–362, May 2005.
- [93] I. C. Hunter, *Theory and Design of Microwave Filters*. Bodmin, UK: IEE Publishing, 2001.
- [94] M. Guglielmi, G. Gheri, M. Calamia, and G. Pelosi, "Rigorous multimode network numerical representation of inductive step," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 42, no. 2, pp. 317–326, Feb. 1994.
- [95] M. Guglielmi and G. Gheri, "Rigorous multimode network numerical representation of capacitive steps," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 42, no. 4, pp. 622–628, Apr. 1994.
- [96] G. Gerini and M. Guglielmi, "Efficient integral equation formulations for admittance or impedance representation of planar waveguide junctions," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Baltimore, MD, Jun. 1998, pp. 1747–1750.
- [97] R. E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1990.
- [98] V. E. Boria and M. Guglielmi, "Accelerated computation of admittance parameters for planar waveguide junctions," *Int. J. RF and Microwave CAE*, vol. 7, no. 2, pp. 195–205, Mar. 1997.
- [99] H. M. Altschuler and L. O. Goldstone, "On network representations of certain obstacles in waveguide regions," *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 7, no. 2, pp. 213–221, Apr. 1959.
- [100] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*. New York, NY: John Wiley & Sons, 1989.
- [101] W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. S. Vetterling, and B. P. Flannery, *Numerical Recipes in Fortran 77: the Art of Scientific Computing*. New York, NY: Cambridge University Press, 1999.

- [102] V. E. Boria, G. Gerini, and M. Guglielmi, "An efficient inversion technique for banded linear systems," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Denver, CO, Jun. 1997, pp. 1567–1570.
- [103] G. Lastoria, G. Gerini, M. Guglielmi, and F. Emma, "CAD of triple mode cavities in rectangular waveguide," *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 8, no. 10, pp. 339–341, Oct. 1998.
- [104] R. Mittra, "Relative convergence of the solution of a doubly infinite set of equations," *J. Res. Nat. Bur. Stand.*, vol. 67D, no. 2, pp. 245–254, Mar./Apr. 1963.
- [105] *High Frequency Structure Simulator - HFSS 13.0*, Ansys Inc., Canonsburg, PA, 2011, www.ansoft.com/products/hf/hfss/.
- [106] T. Rozzi and M. Mongiardo, "E-plane steps in rectangular waveguide," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 39, no. 8, pp. 1279–1288, Aug. 1991.
- [107] S. Marini, "Análisis modal eficiente de dispositivos pasivos de microondas implementados con guías de sección transversal arbitraria," Ph.D. dissertation, Dpto. Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, Spain, 2005.
- [108] A. S. Omar and K. F. Schunemann, "Application of the generalized spectral-domain technique to the analysis of rectangular waveguides with rectangular and circular metal inserts," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 39, no. 6, pp. 944–952, Jun. 1991.
- [109] W. L. Schroeder and M. Guglielmi, "A contour-based approach to the multi-mode network representation of waveguide transitions," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, no. 4, pp. 411–419, Apr. 1998.
- [110] M. Guglielmi, R. C. Molina, and A. Alvarez Melcon, "Dual-mode circular waveguide filters without tuning screws," *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 2, no. 11, pp. 457–458, Nov. 1990.
- [111] G. Conciauro, P. Arcioni, M. Bressan, and L. Perregrini, "Wideband modeling of arbitrary shaped H-plane waveguide components by the 'Boundary Integral-Resonant Mode Expansion' method," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 44, no. 7, pp. 1057–1066, Jul. 1996.
- [112] P. Arcioni, M. Bressan, G. Conciauro, and L. Perregrini, "Generalized Y-matrix of arbitrary H-plane waveguide junctions by the BI-RME method," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Denver, CO, Jun. 1997, pp. 211–214.
- [113] —, "Wideband modeling of arbitrarily shaped E-plane waveguide components by the 'Boundary Integral-Resonant Mode Expansion' method," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 44, no. 11, pp. 2083–2092, Nov. 1996.

- [114] ———, “Generalized admittance matrix of arbitrary E-plane waveguide junctions by the BI-RME method,” in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Anaheim, CA, Jun. 1999, pp. 1699–1702.
- [115] M. Bressan and G. Conciauro, “Rapidly converging expressions for dyadic Green’s functions in two-dimensional resonators of circular and rectangular cross section,” *Alta Frequenza*, vol. 52, no. 3, pp. 188–190, May/June. 1983.
- [116] R. Courant and D. Hilbert, *Mathematical Methods of Physics*. New York, NY: John Wiley & Sons, vol. 2.
- [117] P. Arcioni, M. Bressan, and G. Conciauro, “A new algorithm for the wideband analysis of arbitrarily shaped planar circuits,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 36, no. 10, pp. 1426–1437, Oct. 1988.
- [118] G. G. Gentili, “Properties of te-tm mode-matching techniques,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 39, no. 9, pp. 1669–1673, Sep. 1991.
- [119] P. Guillot, P. Couffignal, H. Baudrand, and B. Theron, “Improvement in calculation of some surface integrals: Application to junction characterization in cavity filter design,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 41, no. 12, pp. 2156–2160, Dec. 1993.
- [120] J. Bornemann and J. Uher, “Design of waveguide filters without tuning elements for production-efficient fabrication by milling,” in *IEEE Asia-Pacific Microw. Conf.*, Taipei, Taiwan, Dec. 2001, pp. 759–762.
- [121] S. Cogollos, V. E. Boria, P. Soto, B. Gimeno, and M. Guglielmi, “Efficient CAD tool for inductively coupled rectangular waveguide filters with rounded corners,” in *Proc. 31th Eur. Microwave Conf.*, London, UK, Oct. 2001, pp. 315–318.
- [122] S. Marini, P. Soto, S. Cogollos, V. E. Boria, and B. Gimeno, “Efficient full-wave modal analysis of waveguides with arbitrary geometry defined by straight, circular and elliptical segments,” in *Proc. of PIERS*, Boston, MA, 2002, p. 884.
- [123] S. Cogollos, S. Marini, P. Soto, H. Esteban, J. V. Morro, V. E. Boria, and B. Gimeno, “Modal computation of arbitrary waveguides composed of linear, circular and elliptical arcs,” in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Philadelphia, PA, Jun. 2003, pp. 2065–2068.
- [124] S. Cogollos, S. Marini, V. E. Boria, P. Soto, A. Vidal, H. Esteban, J. V. Morro, and B. Gimeno, “Efficient modal analysis of arbitrarily shaped waveguides composed of linear, circular, and elliptical arcs using the BI-RME method,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 12, pp. 2378–2390, Dec. 2003.
- [125] J. G. Van Bladel, *Singular Electromagnetic Fields and Sources*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1996.

- [126] P. Arcioni, M. Bressan, G. Conciauro, L. Perregri, and G. Gatti, "ANAPLAN-W: a CAD tool for E/H-plane waveguide circuits," *ESA - Preparing for the Future*, vol. 6, no. 1, pp. 12–13, Mar. 1996.
- [127] S. Zhang and Y. Shen, "Eigenmode sequence for an elliptical waveguide with arbitrary ellipticity," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 43, no. 1, pp. 227–230, Jan. 1995.
- [128] M. Swaminathan, I. Arvas, T. K. Sarkar, and A. Djordjevic, "Computation of cutoff wavenumbers of TE and TM modes in waveguides of arbitrary cross section using a surface integral formulation," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 38, no. 2, pp. 154–159, Feb. 1990.
- [129] G. Fontgalland, A. Najid, H. Braudrand, and M. Guglielmi, "Application of boundary element method to the analysis of cutoff wavenumbers of ridged rectangular waveguides and ridged circular waveguides," in *IEEE MTT-S Int. Microwave and Optoelectronics Conf.*, Natal, Brazil, Aug. 1997, pp. 171–175.
- [130] G. Figlia and G. G. Gentili, "On the line-integral formulation of mode-matching technique," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 2, pp. 578–580, Feb. 2002.
- [131] E. Tarín, "Análisis modal de líneas de transmisión con múltiples conductores y aplicación a dispositivos de microondas," BS.D. dissertation, Gandia, Spain, 2005.
- [132] W. Delbare and D. De Zutter, "Space-domain Green's function approach to the capacitance calculation of multiconductor lines in multilayered dielectrics with improved surface charge modeling," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 37, no. 10, pp. 1562–1568, Oct. 1989.
- [133] J. Bernal, F. Medina, and M. Horno, "Quick quasi-TEM analysis of multiconductor transmission lines with rectangular cross section," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 45, no. 9, pp. 1619–1626, Sep. 1997.
- [134] L. Peter Linnér, "A method for the computation of the characteristic impedance matrix of multiconductor striplines with arbitrary widths," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 22, no. 11, pp. 930–937, Nov. 1974.
- [135] A. Borji, S. Safavi-Naeini, and S. Chaudhuri, "TEM properties of shielded homogeneous multiconductor transmission lines with PEC and PMC walls," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Phoenix, AZ, May 2001, pp. 731–734.
- [136] E. Tarín, P. Soto, and V. E. Boria, "Accurate modal representation of arbitrarily shaped multiconductor transmission lines enclosed in homogeneous waveguides," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Long Beach, CA, Jun. 2005, pp. 1067–1070.

- [137] —, “Caracterización modal de guías de geometría arbitraria con múltiples conductores internos,” in *XX Simposium Nacional URSI*, Gandia, Spain, Sep. 2005, pp. 1–4.
- [138] D. Cheng, *Field and Wave Electromagnetics*. Reading, MA: Addison-Wesley, 1989.
- [139] M. King and J. Wiltse, “Coaxial transmission lines of elliptical cross section,” *IRE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. 9, no. 1, pp. 116–118, Jan. 1961.
- [140] R. J. Wenzel, “Exact theory of interdigital band-pass filters and related coupled structures,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 13, no. 5, pp. 559–575, Sep. 1965.
- [141] —, “Synthesis of combline and capacitively loaded interdigital bandpass filters of arbitrary bandwidth,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 19, no. 8, pp. 678–686, Aug. 1971.
- [142] P. Arcioni, M. Bressan, and L. Perregri, “A new boundary integral approach to the determination of the resonant modes of arbitrarily shaped cavities,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 43, no. 8, pp. 1848–1855, Aug. 1995.
- [143] F. Mira, M. Bressan, G. Conciauro, B. Gimeno, and V. E. Boria, “Fast S-domain modeling of rectangular waveguides with radially symmetric metal inserts,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 4, pp. 1294–1303, Apr. 2005.
- [144] R. Vahldieck, J. Bornemann, F. Arndt, and D. Grauerholz, “Optimized waveguide E-plane metal insert filters for millimeter-wave applications,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 31, no. 1, pp. 65–69, Jan. 1983.
- [145] F. Arndt, J. Bornemann, R. Vahldieck, and D. Grauerholz, “E-plane integrated circuit filters with improved stopband attenuation,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 32, no. 10, pp. 1391–1394, Oct. 1984.
- [146] R. Vahldieck, “Quasi-planar filters for millimeter-wave applications,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 37, no. 2, pp. 324–334, Feb. 1989.
- [147] —, “Printed high power E-plane filters with spurious-free response,” in *Proc. 16th Eur. Microwave Conf.*, Dublin, Ireland, Sep. 1986, pp. 281–286.
- [148] V. E. Boria, M. Guglielmi, and P. Arcioni, “Computer-aided design of inductively coupled rectangular waveguide filters including tuning elements,” *Int. J. RF and Microwave CAE*, vol. 8, no. 3, pp. 226–235, May 1998.
- [149] L. Young, “Direct-coupled cavity filters for wide and narrow bandwidths,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 11, no. 3, pp. 162–178, May 1963.

- [150] J. D. Rhodes, "The generalized direct-coupled cavity linear phase filter," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 18, no. 6, pp. 308–313, Jun. 1970.
- [151] F. M. Vanin, D. Schmitt, and R. Levy, "Dimensional synthesis for wide-band waveguide filters and diplexers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 11, pp. 2488–2495, Nov. 2004.
- [152] H. Y. Hwang and S.-W. Yun, "The design of bandpass filters considering frequency dependence of inverters," *Microwave J.*, vol. 45, no. 9, pp. 154–163, Sep. 2002.
- [153] P. Soto, E. Tarín, V. E. Boria, C. Vicente, J. Gil, and B. Gimeno, "Accurate synthesis and design of wideband and inhomogeneous inductive waveguide filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 8, pp. 2220–2230, Aug. 2010.
- [154] V. E. Boria, P. Soto, and S. Cogollos, "Distributed models for filter synthesis," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 12, no. 6, pp. 87–100, Oct. 2011.
- [155] A. Morini, G. Venanzoni, and T. Rozzi, "A new adaptive prototype for the design of side-coupled coaxial filters with close correspondence to the physical structure," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 3, pp. 1146–1153, Mar. 2006.
- [156] A. Morini, G. Venanzoni, M. Farina, and T. Rozzi, "Modified adaptive prototype inclusive of the external couplings for the design of coaxial filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 9, pp. 1905–1911, Sep. 2007.
- [157] P. Soto and V. E. Boria, "A versatile prototype for the accurate design of homogeneous and inhomogeneous wide bandwidth direct-coupled-cavity filters," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Fort Worth, TX, Jun. 2004, pp. 451–454.
- [158] S. Cogollos, M. Brumos, V. E. Boria, C. Vicente, B. Gimeno, and M. Guglielmi, "New distributed model for synthesis of classical dual mode filters," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Anaheim, CA, May 2010, pp. 437–440.
- [159] H. C. Bell, "The coupling matrix in low-pass prototype filters," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 8, no. 2, pp. 70–76, Apr. 2007.
- [160] O. P. Gupta, "A numerical algorithm to design multivariable low-pass equiripple filters," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. 20, no. 2, pp. 161–164, Mar. 1973.
- [161] S. B. Cohn, "Generalized design of bandpass and other filters by computer optimization," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Atlanta, GA, Jun. 1974, pp. 272–274.

- [162] D. Budimir, *Generalized Filter Design by Computer Optimization*. Norwood, MA: Artech House, 1998.
- [163] J. E. Dennis and R. B. Schnabel, *Numerical Methods for Unconstrained Optimization and Nonlinear Equations*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1987.
- [164] M. H. Bakr, J. W. Bandler, R. M. Bienarcki, S. H. Chen, and K. Madsen, "A trust region aggressive space mapping algorithm for EM optimization," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, no. 12, pp. 2412–2425, Dec. 1998.
- [165] E. Tarín, "Diseño optimizado de filtros inductivos en guía rectangular de gran ancho de banda," MSc.D. dissertation, Valencia, Spain, 2008.
- [166] C. G. Broyden, "A class of methods for solving nonlinear simultaneous equations," *Mathematics of Computation*, vol. 19, no. 92, pp. 577–593, Oct. 1965.
- [167] S. Director and R. Rhoder, "The generalized adjoint network and network sensitivities," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. 16, no. 3, pp. 318–323, Aug. 1969.
- [168] R. J. Riblet, "General synthesis of quarter-wave transformers," *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 5, no. 1, pp. 36–43, Jan. 1957.
- [169] P. Soto, V. E. Boria, C. Carceller, C. P. Vicente, J. Gil, and B. Gimeno, "EM-based synthesis and design of bandpass waveguide filters including manufacturing effects with FEST 3D," *Int. J. RF and Microwave CAE*, vol. 22, no. 1, pp. 93–103, 2012.
- [170] M. Guglielmi and G. Connor, "Industrial implementation of tuning-less microwave filters," *Microw. Eng. Eur.*, no. 1, pp. 39–40, Jan. 1996.
- [171] P. Kozakowski and M. Mrozowski, "Gradient-based optimization of filters using FDTD software," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 12, no. 10, pp. 389–391, Oct. 2002.
- [172] *Full-Wave Electromagnetic Simulation Tool - FEST3D 6.7*, Aurora Software and Testing, S.L. on behalf of ESA/ESTEC, Valencia, Spain, 2011, www.fest3d.com.
- [173] P. Soto, E. Tarín, J. Armendariz, V. E. Boria, C. P. Vicente, J. Gil, and B. Gimeno, "Advanced dimensional synthesis of wide bandwidth bandpass waveguide filters with FEST3D," in *Proc. of the ESTEC International Workshop on Microwave Filters*, Toulouse, France, Nov. 2009, pp. 1–4.
- [174] V. Postoyalko and D. Budimir, "Design of waveguide E-plane filters with all-metal inserts by equal ripple optimization," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 42, no. 2, pp. 217–222, Feb. 1994.
- [175] Y.-C. Shih, "Design of waveguide E-plane filters with all-metal inserts," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 32, no. 7, pp. 695–704, Jul. 1984.

- [176] J. M. Reiter and F. Arndt, "Rigorous analysis of arbitrarily shaped H- and E-plane discontinuities in rectangular waveguide by a full-wave boundary contour mode-matching method," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 43, no. 4, pp. 796–801, Apr. 1995.
- [177] J. W. Bandler, R. M. Biernacki, S. H. Chen, and D. Omeragic, "Space mapping optimization of waveguide filters using finite element and mode-matching electromagnetic simulators," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Denver, CO, Jun. 1997, pp. 635–638.
- [178] J. V. Morro, H. Esteban, V. E. Boria, C. Bachiller, and A. Belenguer, "Optimization techniques for the efficient design of low-cost satellite filters considering new light materials," *Int. J. RF and Microwave CAE*, vol. 18, no. 2, pp. 168–175, Mar. 2008.
- [179] M. Guglielmi, P. Bertalan, and A. Nguyen, "Accurate CAD of integrated bandpass and second harmonic band-reject microwave filters," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Baltimore, MD, Jun. 1998, pp. 813–816.
- [180] J. T. Alos and M. Guglielmi, "Simple and effective EM-based optimization procedure for microwave filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 44, no. 5, pp. 856–858, May 1997.
- [181] P. Soto, J. L. Gomez, A. Bergner, V. E. Boria, and R. Chismol, "Automated design of waveguide filters using space mapping optimization," in *Proc. 3rd European Conference on Numerical Methods in Electromagnetism*, Poitiers, Francia, Mar. 2000, pp. 228–229.
- [182] P. Soto, A. Bergner, J. L. Gomez, V. E. Boria, and H. Esteban, "Automated design of inductively coupled rectangular waveguide filters using space mapping optimization," in *Proc. European Congress on Computational Methods in Applied Sciences and Engineering*, Barcelona, Spain, Sep. 2000, pp. 1–19.
- [183] J. V. Morro, P. Soto, H. Esteban, V. E. Boria, C. Bachiller, M. Taroncher, S. Cogollos, and B. Gimeno, "Fast automated design of waveguide filters using aggressive space mapping with a new segmentation strategy and a hybrid optimization algorithm," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 4, pp. 1130–1142, Apr. 2005.
- [184] J. Nelder and R. Mead, "A simplex method for function minimization," *Comput. J.*, vol. 7, no. 1, pp. 308–313, Jan. 1965.
- [185] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF / Microwave Applications*. New York, NY: John Wiley & Sons, 2001.
- [186] G. F. Craven, "Waveguide bandpass filters using evanescent modes," *Electron. Lett.*, vol. 2, no. 7, pp. 251–252, Jul. 1966.

- [187] Z. M. Liu, J. A. Ruiz-Cruz, W. Chi, and K. A. Zaki, "An extremely wide-band ridge waveguide filter," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Fort Worth, TX, Jun. 2004, pp. 615–618.
- [188] A. M. K. Saad, J. D. Miller, A. Mitha, and R. Brown, "Analysis of antipodal ridge waveguide structure and application on extremely wide stopband lowpass filter," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Baltimore, MD, Jun. 1986, pp. 361–363.
- [189] A. M. K. Saad, A. Mitha, and R. Brown, "Evanescent-mode serrated ridge waveguide bandpass harmonic filters," in *Proc. 17th Eur. Microwave Conf.*, Rome, Italy, Oct. 1986, pp. 287–291.
- [190] M. Capurso, M. Piloni, and M. Guglielmi, "Resonant aperture filters: Improved out-of-band rejection and size reduction," in *Proc. 31th Eur. Microwave Conf.*, London, UK, Oct. 2001, pp. 331–334.
- [191] T. Shen and K. Zaki, "Length reduction of evanescent-mode ridge waveguide bandpass filters," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Phoenix, AZ, May 2001, pp. 1491–1494.
- [192] A. Kirilenko, L. Rud, V. Tkachenko, and D. Kulik, "Evanescent-mode ridged waveguide bandpass filters with improved performance," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 5, pp. 1324–1327, May 2002.
- [193] Y. Rong and K. A. Zaki, "Characteristics of generalized rectangular and circular ridge waveguides," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 48, no. 2, pp. 258–265, Feb. 2000.
- [194] D. de Llanos, "Análisis y diseño de filtros de modo evanescente," MSc.D. dissertation, Valencia, Spain, 2003.
- [195] P. Soto, D. de Llanos, E. Tarín, V. E. Boria, B. Gimeno, A. Oñoro, I. Hidalgo, and M. J. Padilla, "Efficient analysis and design strategies for evanescent mode ridge waveguide filters," in *Proc. 36th Eur. Microwave Conf.*, Manchester, UK, Sep. 2006, pp. 1095–1098.
- [196] —, "Performance analysis and comparison of symmetrical and asymmetrical configurations of evanescent mode ridge waveguide filters," *Radio Sci.*, vol. 44, no. 6, pp. 1–16, 2009.
- [197] M. Taroncher, J. Hueso, S. Cogollos, B. Gimeno, V. E. Boria, H. Esteban, and M. Guglielmi, "Accurate consideration of metal losses at waveguide junctions using admittance and impedance integral equation formulations," *Radio Sci.*, vol. 40, no. 6, pp. 1–12, Dec. 2005.

- [198] S. Marini, M. Mattes, B. Gimeno, P. Soto, and V. E. Boria, “Advanced analysis of propagation losses in rectangular waveguide structures using perturbation of boundary conditions,” in *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Millimeter Wave Integration Technologies*, Sitges, Spain, Sep. 2011, pp. 117–120.
- [199] M. Mattes and J. R. Mosig, “Integrated CAD tool for waveguide components,” Ecole Polytechnique Federale de Lausanne, Contract ESA/ESTEC No. 12465/97/NL/NB Final Report, 2001.
- [200] S. Anza, C. Vicente, D. Raboso, J. Gil, B. Gimeno, and V. E. Boria, “Enhanced prediction of multipaction breakdown in passive waveguide components including space charge effects,” in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Atlanta, GA, Jun. 2008, pp. 1095–1098.
- [201] T. Pinheiro-Ortega, J. Monge, S. Marini, J. Sanz, E. Sorolla, M. Mattes, C. Vicente, J. Gil, V. E. Boria, and B. Gimeno, “Microwave corona breakdown prediction in arbitrarily-shaped waveguide based filters,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no. 4, pp. 214–216, Apr. 2010.
- [202] M. Yu, “Power-handling capability for RF filters,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 8, no. 5, pp. 88–97, Oct. 2007.
- [203] A. Woode and J. Petit, “Diagnostic investigations into the multipactor effect, susceptibility zone measurements and parameters affecting a discharge,” European Space Agency, ESTEC Working Paper 1556, Nov. 1989.
- [204] A. J. Hatch and H. B. Williams, “Multipacting modes of high-frequency gaseous breakdown,” *Phys. Rev.*, vol. 112, no. 3, pp. 681–685, Nov. 1958.
- [205] T. Olsson, U. Jordan, D. S. Dorozhkina, V. Semenov, D. Anderson, M. Lisak, J. Puech, I. Nefedov, and I. Shereshevskii, “Microwave breakdown in RF devices containing sharp corners,” in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, San Francisco, CA, Jun. 2006, pp. 1233–1236.
- [206] R. V. Snyder, “Broadband waveguide filters with wide stopbands using a stepped-wall evanescent-mode approach,” in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Boston, MA, Jun. 1983, pp. 151–153.
- [207] T.-S. Chen, “Calculation of the parameters of ridge waveguides,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 5, no. 1, pp. 12–17, Jan. 1957.
- [208] P. Soto, D. de Llanos, V. E. Boria, E. Tarín, S. Cogollos, M. Taroncher, and B. Gimeno, “Design methodologies for optimizing the electrical and mechanical performances of evanescent mode ridge waveguide filters,” *Waves*, no. 2, pp. 116–125, 2010.

- [209] W. Hauth, R. Keller, and U. Rosenberg, "The corrugated waveguide band-pass filter: a new type of waveguide filter," in *Proc. 18th Eur. Microwave Conf.*, Stockholm, Sweden, Sep. 1988, pp. 945–949.
- [210] S. Amari and J. Bornemann, "Using frequency-dependent coupling to generate finite attenuation poles in direct-coupled resonator bandpass filters," *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 9, no. 10, pp. 404–406, Oct. 1999.
- [211] L. Accatino, "Computer-aided design of a Ku-band antenna diplexer," in *Proc. 23rd Eur. Microwave Conf.*, Madrid, Spain, Sep. 2003, pp. 544–546.
- [212] I. Arregui, I. Arnedo, A. Lujambio, M. Chudzik, M. A. G. Laso, T. Lopetegui, and M. Sorolla, "Design method for satellite output multiplexer low-pass filters exhibiting spurious-free frequency behavior and high-power operation," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 52, no. 8, pp. 1724–1728, Aug. 2010.
- [213] L. Young, "The quarter wave transformer prototype circuit," *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 8, no. 5, pp. 483–489, 1960.
- [214] R. E. Collin, "Theory and design of wide-band multisection quarter-wave transformers," *Proc. IRE*, vol. 43, no. 2, pp. 179–185, Feb. 1955.
- [215] P. L. Chebyshev, *Complete Works*. Moscu, Rusia: An. USSR, 1947.
- [216] R. Levy, "Tables of element values for the distributed low-pass prototype filter," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 13, no. 5, pp. 514–536, Sep. 1965.
- [217] E. Zolotarev, "Application of elliptic functions to questions concerning functions more or less deviating from zero," *Notes of the Russian Sci. Acad.*, vol. 30, appendix 5, pp. 1–71, 1877.
- [218] N. I. Achieser, *Theory of Approximation*. Ungar, NY: C. J. Hyman, Trans., 1956.
- [219] R. Levy, "Generalized rational function approximation in finite intervals using zolotarev functions," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 18, no. 12, pp. 1052–1064, Dec. 1970.
- [220] D. Pelz, "Microwave lowpass filters with a constricted equi-ripple passband," *Applied Microwaves & Wireless*, vol. 13, no. 7, pp. 28–34, Jul. 2001.
- [221] C. E. Chrisostomidis and S. Lucyszyn, "On the theory of chained-function filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 10, pp. 3142–3151, Oct. 2005.
- [222] R. Levy, "A new class of distributed prototype filters with applications to mixed lumped/distributed component design," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 18, no. 12, pp. 1064–1071, Dec. 1970.

- [223] —, “Inhomogeneous stepped-impedance corrugated waveguide low-pass filters,” in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Long Beach, CA, Jun. 2005, pp. 123–126.
- [224] L. Lewin, *Advanced Theory of Waveguides*. London: Iliffe & Sons, 1951.
- [225] O. Monerris, P. Soto, S. Cogollos, V. E. Boria, J. Gil, C. Vicente, and B. Gimeno, “Accurate circuit synthesis of low-pass corrugated waveguide filters,” in *Proc. 40th Eur. Microwave Conf.*, Paris, France, Oct. 2010, pp. 1237–1240.