

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

DEPARTAMENTO DE COMUNICACIONES



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA



Tesis Doctoral

# Desarrollo de nuevos componentes pasivos de microondas en tecnología guiada para bandas altas de frecuencia

Jesús Ruiz Garnica

## Directores:

Dr. Pablo Soto Pacheco (Universitat Politècnica de València)

Dr. Vicente Enrique Boria Esbert (Universitat Politècnica de València)

Tesis presentada al Departamento de Comunicaciones,  
en el cumplimiento parcial de los requisitos para obtener:  
Título de Doctor por la Universitat Politècnica de València  
Fecha: 14 de septiembre de 2019, Valencia



**Dedicado al Inmaculado Corazón de María.  
Totus Tuus.**



# Agradecimientos

“Alegraos cuando se os presente la ocasión de pronunciar la regia palabra *gracias*, palabra que se eleva desde todos los altares y que, a la vez, es causa de nuestra salvación eterna”.

A la luz de estas palabras de San Juan Pablo II, quisiera dedicar este apartado de agradecimiento a todas aquellas personas que han contribuido a que esta tesis doctoral dé su fruto. En primer lugar dar gracias siempre a Dios por los dones inmerecidos que me regala cada día. A mi familia, amigos y hermanos en la fe por su apoyo y cercanía; al P. Salvador Villota y al resto de sacerdotes que me han acompañado estos años; a mis compañeros del Grupo de Aplicaciones Microondas (GAM), del *Val Space Consortium* (VSC) y del Grupo de Radiación Electromagnética (GRE) por su calidad técnica y humana; al profesor Angel. A. San Blas; a Daniel Sánchez; a Vicente Nova; a Carlos Alcaide; a los empleados de AuroraSat; y como no, a mis directores de tesis Pablo Soto y Vicente Boria, sin los cuales nada de esto hubiera sido posible.

Gracias.



# Resumen

La presente tesis doctoral tiene como objetivo fundamental el desarrollo de nuevos componentes pasivos de microondas para bandas altas de frecuencia, que puedan llegar a operar, al menos, hasta la banda  $K_a$ . Estos nuevos componentes surgen en respuesta a la clara tendencia en el ámbito de las comunicaciones vía satélite de aumentar la frecuencia y el ancho de banda de trabajo, en aras de incrementar las velocidades de transmisión. Concretamente, se ha abordado el diseño de elementos básicos de un subsistema de comunicaciones vía satélite, como son las uniones en guía de onda y los filtros paso banda.

Por una parte, se han desarrollado uniones compensadas en guía de onda *double ridge* (T en plano H, T en plano E y T mágica), superando las limitaciones en ancho de banda que presentan las uniones tradicionales construidas sobre guía rectangular. Se ha pretendido lograr el objetivo de desarrollar unas uniones capaces de interconectar elementos que cubran un amplio ancho de banda, lo que también incluye los filtros de nueva generación presentados en esta tesis.

Por otro lado, se ha propuesto una novedosa técnica para el diseño de filtros paso banda con inversores de inmitancia, basada en el *slope parameter*. A diferencia de la técnica tradicional, este nuevo proceso tiene en cuenta la dependencia real de los elementos del filtro con la frecuencia, calculando y actualizando el *slope parameter* de cada resonador cargado con sus elementos de acoplo adyacentes en un proceso iterativo que llega a convergencia en pocas iteraciones. Así, este procedimiento basado en simulaciones electromagnéticas y cálculos, mejora la equivalencia entre el prototipo circuital y la estructura real sintetizada, ya que tiene en cuenta no sólo la dependencia con la frecuencia de los resonadores y los inversores individuales, sino también los efectos de carga que existen entre ellos. Además, se ha identificado que el mapeado en frecuencia elegido ha de ser el correcto para cada estructura y especificaciones del filtro. Como resultado, se obtienen unas mejores dimensiones iniciales, reduciendo de esta manera el coste computacional del paso final de optimización, que puede incluso llegar a ser innecesario en algunos casos. Este nuevo procedimiento se ha ilustrado mediante la síntesis de dos filtros de modo evanescente y mediante filtros radiantes que emplean una topología similar.

Finalmente, se ha llevado a cabo el estudio de una nueva familia de filtros denominada *Modified Hybrid Folded Rectangular Waveguide* (MHFRW), que además de operar en las citadas bandas de frecuencia, son capaces de manejar altos niveles de potencia, son fáciles de diseñar y fabricar (sin requerir tornillos de sintonía en muchos casos) y además presentan bajas pérdidas. Todo ello con la ventaja añadida de poder poner un número de cerros de transmisión mayor al orden del filtro (filtros superelípticos) mediante el uso de *stubs* cortocircuitados de longitud adecuada. Para ilustrar su funcionamiento se han presentado dos ejemplos detallados. El primero de ellos, que no presenta cerros de transmisión, se ha diseñado mediante la nueva técnica del *slope parameter*. El segundo se trata de un filtro superelíptico, con 4 cerros de transmisión (2 antes de la banda de paso y 2 después) implementados con 4 *stubs* en un filtro de orden 3. Por último, se ha mostrado la gran potencialidad práctica de esta familia de filtros mediante su aplicación en complejos multiplexores para bancos de medida de intermodulación pasiva (PIM).



# Resum

La present tesi doctoral té com a objectiu fonamental el desenvolupament de nous components passius de microones per a bandes altes de freqüència, que puguen arribar a operar almenys fins a la banda  $K_a$ . Aquests nous components sorgeixen en resposta a la clara tendència en l'àmbit de les comunicacions via satèl·lit d'augmentar la freqüència i l'amplada de banda de treball, a fi de incrementar les velocitats de transmissió. Concretament, s'ha abordat el disseny d'elements bàsics d'un subsistema de comunicacions via satèl·lit, com són les unions en guia d'ona i els filtres passabanda.

D'una banda, s'han desenvolupat unions compensades en guia d'ona *double ridge* (T en pla H, T en pla E i T màgica), superant així les limitacions d'amplada de banda que presenten les unions tradicionals, construïdes sobre guia rectangular. S'ha pretès aconseguir l'objectiu de desenvolupar unes unions capaces d'interconnectar elements que cobrisquen una gran amplada de banda, cosa que inclou els filtres de nova generació presentats en aquesta tesi.

D'altra banda, s'ha proposat una nova tècnica per al disseny de filtres passabanda amb inversors d'immitància, basada en l'*slope parameter*. A diferència de la tècnica tradicional, aquest nou procés té en compte la dependència real dels elements del filtre respecte de la freqüència, i calcula i actualitza l'*slope parameter* de cada ressonador carregat amb els elements d'acoblament adjacents, en un procés iteratiu que arriba a convergència en poques iteracions. Així, aquest procediment basat en simulacions electromagnètiques i càlculs millora l'equivalència entre el prototip circuital i l'estructura real sintetitzada, ja que té en compte no sols la dependència respecte de la freqüència dels ressonadors i els inversors individuals, sinó també els efectes de càrrega que hi ha entre aquests. A més, s'ha identificat que el mapatge en freqüència triat ha de ser el correcte per a cada estructura i especificacions del filtre. Com a resultat, s'obtenen unes millors dimensions inicials, i d'aquesta manera es redueix el cost computacional del pas final d'optimització, que fins i tot pot arribar a ser innecessari en alguns casos. Aquest nou procediment s'ha il·lustrat mitjançant la síntesi de dos filtres de mode evanescent i mitjançant filtres radiants que empenen una topologia similar.

Finalment, s'ha portat a terme l'estudi de una nova família de filtres denominada *Modified Hybrid Folded Rectangular Waveguide* (MHFRW), que, a més d'operar en les citades bandes de freqüència, són capaços de manejar alts nivells de potència, fàcils de dissenyar i fabricar (sense requerir caragols de sintonia en molts casos) i, a més, presenten baixes pèrdues. Tot això, amb l'avantatge afegit de poder posar un nombre de zeros de transmissió major que l'ordre del filtre (filtres superel·líptics) mitjançant l'ús de *stubs* curtcircuitats de longitud adequada. Per il·lustrar-ne el funcionament se n'han presentat dos exemples detallats. El primer d'aquests, que no presenta zeros de transmissió, s'ha dissenyat mitjançant la nova tècnica de l'*slope parameter*. El segon es tracta de un filtre superel·líptic, amb 4 zeros de transmissió (2 abans de la banda de pas i 2 després) implementats amb 4 *slope* en un filtre d'ordre 3. Finalment, s'ha mostrat la gran potencialitat pràctica d'aquesta família de filtres mitjançant l'aplicació en multiplexors complexos per a bancs de mesurament de la intermodulació passiva (PIM).



# Abstract

The main objective of this Ph.D. thesis is the development of new passive microwave components for high frequency bands, able to work at least up to  $K_a$  band. These new components aim at satisfying the needs of new communication systems, especially for satellite communications, where there is a trend to increase frequency and bandwidth of operation. Specifically, the design of basic hardware elements of satellite communication subsystems has been addressed, such as waveguide junctions and bandpass filters.

On the one hand, compensated T-junctions have been developed in double ridge waveguide (H-plane T, E-plane T and magic T), in order to overcome the bandwidth limitations of traditional junctions built on rectangular waveguide technology. The development of junctions able of interconnecting elements over a wide bandwidth has been pretended, including also the new generation of filters presented in this Ph.D. thesis.

On the other hand, a novel technique for the design of bandpass filters with immittance inverters has been proposed. This technique is based on the slope parameter. Unlike traditional techniques, this new process takes into account the actual dependence of filter elements with frequency, calculating and updating the slope parameter of each resonator loaded with its adjacent coupling elements in an iterative process. This process reaches convergence after few iterations. Therefore, this procedure (based on electromagnetic simulations and calculations) improves the equivalence between the circuit prototype and the real structure, since it takes into account the frequency dependence of resonators and individual inverters, including also the loading effects between them. In addition, it is important to point out that an appropriate frequency mapping must be chosen for each structure and filter specifications. As a result, better initial dimensions can be obtained, thus reducing the computational cost of the final optimization step, which can even become unnecessary in some cases. This new procedure has been illustrated by the synthesis of two evanescent-mode filters and several radiating filters based on a similar topology.

Finally, the study of a new filter family called *Modified Hybrid Folded Rectangular Waveguide* (MHFRW) has been carried out. Besides operating in the mentioned frequency bands, these filters are capable of handling high power levels, are easy to design and manufacture (without requiring tuning screws in many cases) and also present low losses. Likewise, this type of filters are able to generate a number of transmission zeros greater than the order of the filter (i.e., provide super-elliptic responses) by means of shortcircuited stubs. To illustrate its operation, two examples have been presented in detail. The first of them, which does not have transmission zeros, has been implemented using the new technique of slope parameter. Accordingly, the suitability of this method for this type of structure is demonstrated. The second is a super-elliptic filter, with 4 transmission zeros (2 before the passband and 2 after it) implemented with 4 stubs in a filter of order 3. To conclude and show the practical capabilities of the proposed family of filters, they have been successfully applied in the development of complex multiplexers for passive intermodulation (PIM) measurement test benches.



# Índice general

1	Introducción	1
1.1	Antecedentes y estado actual de la tecnología	1
1.2	Estructura y objetivos de la tesis doctoral	4
1.3	Metodología utilizada	4
1.4	Medios utilizados	5
2	Diseño de uniones compensadas en guía de onda <i>double ridge</i>	7
2.1	Introducción	7
2.2	Guía de onda <i>double ridge</i>	8
2.3	Uniones compensadas en guía de onda <i>double ridge</i>	12
2.3.1	Unión T en plano H.	13
2.3.2	Unión T en plano E.	18
2.3.3	T mágica	22
2.3.4	T mágica escalada.	29
3	Síntesis dimensional de filtros mediante el método del <i>slope parameter</i>	31
3.1	Introducción	31
3.2	Síntesis dimensional con el método del <i>slope parameter</i>	34
3.2.1	Prototipo circuital.	34
3.2.2	Mapeado en frecuencia	35
3.2.3	Obtención de los inversores de admitancias	36
3.2.4	Obtención del <i>slope parameter</i> en el procedimiento clásico	37
3.2.5	Extracción del <i>slope parameter</i> con el nuevo procedimiento	39
3.3	Nuevo procedimiento de síntesis	44
3.4	Aplicación práctica del nuevo procedimiento de síntesis	46
3.4.1	Filtro de modo evanescente de 158 MHz de ancho de banda	46
3.4.2	Filtro de modo evanescente de 500 MHz de ancho de banda	51
3.4.3	Filtros de modo evanescente con varios anchos de banda	53
3.4.4	Filtro radiante de modo evanescente.	54
4	Diseño de filtros de la familia MHFRW	63
4.1	Introducción	63

4.2 Geometría de la familia de filtros MHFRW . . . . .	64
4.2.1 Estudio de la unidad básica para el caso de un único <i>stub</i> . . . . .	68
4.2.2 Estudio de la unidad básica para el caso de dos <i>stubs</i> . . . . .	71
4.3 Variantes topológicas de la familia de filtros MHFRW . . . . .	76
4.4 Diseño de filtros MHFRW . . . . .	78
4.4.1 Diseño de un filtro MHFRW sin ceros de transmisión . . . . .	78
4.4.2 Diseño de un filtro MHFRW superelíptico . . . . .	80
4.5 Aplicación a multiplexores para bancos de medidas de intermodulación pasiva . . . . .	84
4.5.1 Triplexor para la medida de PIM reflejado en banda H/X . . . . .	87
4.5.2 Triplexor para la medida de PIM transmitido en banda Ka . . . . .	92
5 Conclusiones y trabajo futuro . . . . .	97
5.1 Análisis de objetivos. . . . .	97
5.2 Líneas futuras de investigación . . . . .	100
A Publicaciones . . . . .	101
A.1 Publicaciones en revistas . . . . .	101
A.2 Participaciones en congresos . . . . .	102

# Lista de Figuras

2.1. Guía de onda <i>double ridge</i> . . . . .	8
2.2. Distribución de campo del modo fundamental $TE_{10}$ en la guía <i>double ridge</i> . . .	8
2.3. (a) Sección transversal con parámetros de la guía de onda <i>double ridge</i> y (b) circuito equivalente. . . . .	9
2.4. Longitud de onda de corte normalizada de la guía <i>double ridge</i> del modo $TE_{10}$ con $b/a=0,5$ , en función de la anchura $c/a$ y para diferentes profundidades $d/b$ de las <i>ridges</i> . . . . .	11
2.5. Vista lateral de la guía de onda <i>double ridge</i> usada como adaptador de impedancias. . . . .	11
2.6. (a) T en plano H en guía rectangular y (b) circuito equivalente. . . . .	13
2.7. T en plano H compensada en guía de onda <i>double ridge</i> . . . . .	15
2.8. Diseño final de la T en plano H compensada en guía de onda <i>double ridge</i> . . . .	16
2.9. Parámetros S de la T en plano H compensada en guía de onda <i>double ridge</i> . . .	17
2.10. Fases de la T en plano H compensada en guía de onda <i>double ridge</i> . . . . .	17
2.11. (a) T en plano E en guía rectangular y (b) circuito equivalente. . . . .	18
2.12. T en plano E compensada en guía de onda <i>double ridge</i> . . . . .	19
2.13. Diseño final de la T en plano E compensada en guía de onda <i>double ridge</i> . . . .	20
2.14. Parámetros S de la T en plano E compensada en guía de onda <i>double ridge</i> . . .	21
2.15. Fases de la T en plano E compensada en guía de onda <i>double ridge</i> . . . . .	21
2.16. T mágica en guía onda rectangular. . . . .	22
2.17. T mágica en guía de onda <i>double ridge</i> . . . . .	23
2.18. Elementos de la T mágica compensada con guía de onda <i>double ridge</i> . . . . .	23
2.19. Vistas y variables de diseño de la T mágica compensada con guía de onda <i>double ridge</i> . . . . .	24
2.20. Parámetros $S_{11}$ de la T mágica al ir añadiendo elementos de compensación. . .	26
2.21. Parámetros $S_{44}$ de la T mágica al ir añadiendo elementos de compensación. . .	26

2.22. T mágica diseñada con compensación en guía de onda <i>double ridge</i> . . . . .	27
2.23. Parámetros S de la T mágica compensada en guía de onda <i>double ridge</i> . . . . .	28
2.24. Fases de la T mágica compensada en guía de onda <i>double ridge</i> . . . . .	28
2.25. Parámetros S de la T mágica redimensionada y con compensación en guía de onda <i>double ridge</i> . . . . .	30
3.1. Reactancia/susceptancia de un resonador ideal en función de la pulsación $\omega$ . . .	32
3.2. Prototipo paso bajo de elementos concentrados en formato (a) serie y (b) para- lelo para un filtro de orden $N$ . . . . .	34
3.3. Prototipo pasobanda con inversores de inmitancia en formato (a) serie y (b) paralelo para un filtro de orden $N$ . . . . .	35
3.4. Circuito equivalente de un resonador cargado con sus inversores y sus líneas de entrada y salida. . . . .	39
3.5. Circuito equivalente de un resonador cargado con sus inversores del que se calculan inicialmente los parámetros S. . . . .	40
3.6. Inversor de admitancias terminado en una admitancia de carga $Y_L$ . . . . .	40
3.7. Equivalente circuital del resonador en el prototipo paso banda. . . . .	42
3.8. Representación del $i$ -ésimo resonador cargado con sus elementos de acoplo de entrada y salida para un filtro (a) inductivo y (b) de modo evanescente con guía de onda <i>ridge</i> . En (c) se muestra el circuito equivalente de ambos, utilizado para la extracción del <i>slope parameter</i> real. . . . .	43
3.9. Procedimiento iterativo de síntesis de filtros de microondas con <i>slope parameter</i> . . . . .	45
3.10. Sección transversal de la guía <i>ridge</i> para conformar los resonadores de los filtros de modo evanescente. . . . .	46
3.11. Evolución de los parámetros de dispersión de la estructura sintetizada tras la iteración 0 (síntesis tradicional), la primera iteración con el nuevo método, la iteración 2 (a partir de la cual se puede considerar que el método ha alcanzado convergencia) y la iteración 3. . . . .	48
3.12. Respuesta del nuevo método propuesto en esta tesis doctoral en comparación con el método del artículo de Tornielli. . . . .	49
3.13. <i>Slope parameter</i> constante en comparación con el <i>slope parameter</i> real para un mapeado en $\lambda_g$ . . . . .	50
3.14. Respuestas del nuevo procedimiento para un mapeado en $\lambda_g$ y para un mapeado en $\omega$ . . . . .	51
3.15. Evolución de los parámetros de dispersión de la segunda estructura sintetizada tras la iteración 0 (síntesis tradicional), la primera iteración con el nuevo mé- todo y la iteración 5, a partir de la cual se puede considerar que el método ha alcanzado convergencia. . . . .	52

3.16. Respuestas del nuevo procedimiento para un mapeado en $\lambda_g$ y para un mapeado en $\omega$ (filtro de 500 MHz de ancho de banda). . . . .	53
3.17. (a) Celda radiante compuesta por 4 aperturas y (b) agrupación de 3 x 3 celdas radiantes. . . . .	55
3.18. Vista longitudinal del filtro radiante de modo evanescente terminado en una apertura. . . . .	55
3.19. Evolución del parámetro $S_{11}$ del filtro radiante sintetizado tras la iteración 0 (síntesis tradicional), la primera iteración con el nuevo método, la iteración 2 (a partir de la cual se puede considerar que el método ha alcanzado convergencia) y la respuesta final simulada con CST. . . . .	56
3.20. Vista longitudinal del filtro que alimenta cada apertura de la celda radiante. . .	58
3.21. Vista frontal de las aperturas en la celda radiante, conformando un multiplexor. . .	58
3.22. Comparativa entre el parámetro $S_{11}$ del filtro centrado a 9,625 GHz aislado y el obtenido al montarlo en la celda. . . . .	59
3.23. Comparativa entre el parámetro $S_{11}$ del filtro centrado a 10,375 GHz aislado y el obtenido al montarlo en la celda. . . . .	59
3.24. Vista frontal de la celda radiante fabricada, compuesta por 4 aperturas alimentadas con 4 filtros de modo evanescente. . . . .	60
3.25. Estructura completa de la celda radiante formada por 3 piezas. . . . .	61
3.26. Estructura completa de la celda radiante formada por 3 piezas con vista de los conductores internos de la alimentación coaxial. . . . .	61
3.27. Parámetro $S_{11}$ medido y simulado de los elementos polarizados horizontalmente de la celda radiante fabricada. . . . .	62
3.28. Parámetro $S_{11}$ medido y simulado de los elementos polarizados verticalmente de la celda radiante fabricada. . . . .	62
4.1. Triplete HFRW capaz de generar un cero de transmisión por encima de la banda de paso. . . . .	65
4.2. Primer filtro MHFRW de orden 4 y con dos ceros de transmisión. . . . .	65
4.3. Unidad básica para construir filtros MHFRW. . . . .	66
4.4. Unidad básica MHFRW que genera dos TZs. . . . .	67
4.5. Distribución de campo magnético transversal (en unidades relativas) a lo largo de un <i>stub</i> cortocircuitado. . . . .	67
4.6. Frecuencia del cero de transmisión en función de la longitud del <i>stub</i> $l_p$ para diferentes valores de longitud $l_w$ de la ventana. . . . .	68
4.7. $\bar{K}$ en función de la longitud de la ventana $l_w$ para diferentes posiciones del cero de transmisión. . . . .	70

4.8. TZs generados por una unidad básica de diseño de la figura 4.4 con dimensiones $l_w = 3$ mm, $h_w = 3$ mm y $l_{p1} = l_{p2} = 12,5$ mm. . . . .	72
4.9. Posición de los ceros de transmisión en presencia de 2 <i>stubs</i> . . . . .	73
4.10. $\bar{K}$ en función de la posición de los 2 ceros de transmisión (gráfica 3D). . . . .	74
4.11. $\bar{K}$ en función de la posición de los 2 ceros de transmisión. . . . .	74
4.12. Topología en (a) escalera, (b) apilada y (c) en T. . . . .	76
4.13. Parámetros S de la topología en escalera y apilada cuando las longitudes $l_{p1} = l_{p2} = 12,5$ mm, mostrando diferentes forma de interacción entre los dos ceros de transmisión asociados a la ventana de acoplo. . . . .	77
4.14. $\bar{K}$ en función de la longitud de la ventana $l_w$ para la configuración en escalera con un único cero de transmisión y la configuración en T, para diferentes posiciones del cero de transmisión. . . . .	78
4.15. Filtro MHFRW sin ceros de transmisión de orden $N=3$ apilado. . . . .	79
4.16. Parámetros S del filtro MHFRW sin ceros de transmisión de orden $N=3$ apilado. . . . .	80
4.17. Filtro MHFRW superelíptico de orden $N=3$ en escalera. . . . .	81
4.18. Parámetros S del filtro superelíptico MHFRW de orden $N=3$ en escalera. . . . .	83
4.19. Diagrama de bloques de un banco de medida de PIM integrado, en (a) para medir PIM reflejado y en (b) para medir PIM transmitido. . . . .	85
4.20. Topología del triplexor en banda H/X para medida de PIM. En (a) vista lateral y en (b) vista 3D. . . . .	88
4.21. Comparativa entre la respuesta simulada con FEST3D del multiplexor en banda H/X y las medidas realizadas con un analizador de espectros vectorial. . . . .	89
4.22. Filtro de canal 1 aislado del triplexor en banda H/X fabricado en (a) y comparación entre respuesta simulada y medidas en (b). . . . .	91
4.23. Topología del filtro del canal de transmisión 1 del multiplexor en banda $K_a$ diseñado de forma aislada en (a) y respuesta electromagnética simulada en (b). . . . .	92
4.24. Comparativa entre la respuesta simulada con FEST3D del triplexor en banda $K_a$ y medidas realizadas en la banda de la guía WR51. . . . .	94
4.25. Montaje del banco de medida de PIM en banda $K_a$ para medir su nivel de PIM residual en (a), y respuesta medida en (b). . . . .	94

# Lista de Tablas

2.1. Dimensiones finales (en mm) de la T en plano H compensada en guía de onda <i>double ridge</i> . . . . .	15
2.2. Dimensiones iniciales y finales (en mm) de la T en plano E compensada con guía de onda <i>double ridge</i> . . . . .	20
2.3. Funcionamiento de una T mágica ideal. . . . .	22
2.4. Dimensiones iniciales y finales (en mm) de la T mágica compensada en guía de onda <i>double ridge</i> . . . . .	27
2.5. Dimensiones finales (en mm) de la T mágica redimensionada, en guía de onda <i>double ridge</i> . . . . .	29
3.1. Dimensiones (en mm) de la sección transversal de la guía <i>ridge</i> . . . . .	47
3.2. Evolución de las dimensiones físicas (en mm) y de los <i>slope parameter</i> (en mS) del filtro sintetizado. . . . .	47
3.3. Evolución de las dimensiones físicas (en mm) y de los <i>slope parameter</i> (en mS) del segundo filtro de modo evanescente sintetizado. . . . .	51
3.4. Comparativa de resultados del método clásico de síntesis y el nuevo procedimiento propuesto . . . . .	54
3.5. Dimensiones (en mm) de la sección transversal de la guía <i>ridge</i> para el filtro radiante. . . . .	55
3.6. Evolución de las dimensiones físicas (en mm) del filtro radiante aislado sintetizado. . . . .	57
3.7. Dimensiones (en mm) de los dos filtros radiantes aislados optimizados. . . . .	58
3.8. Dimensiones (en mm) de los filtros optimizados en la celda radiante. . . . .	60
4.1. Dimensiones finales (en mm) del filtro MHFRW sin ceros de transmisión de orden $N=3$ apilado. . . . .	79
4.2. Dimensiones finales (en mm) del filtro MHFRW de orden $N=3$ en escalera con respuesta superelíptica. . . . .	82



# Lista de acrónimos

**CAD** *Computer-Aided Design.*

**CNC** *Computer Numerical Control.*

**DUT** *Device Under Test.*

**ESA** *European Space Agency.*

**FEM** *Finite Element Method.*

**GAM** Grupo de Aplicaciones Microondas.

**GRE** Grupo de Radiación Electromagnética.

**HFRW** *Hybrid Folded Rectangular Waveguide.*

**ITU** *International Telecommunications Union.*

**MHFRW** *Modified Hybrid Folded Rectangular Waveguide.*

**PIM** Productos de Intermodulación Pasiva.

**SIR** *Stepped Impedance Resonator.*

**SIW** *Substrate Integrated Waveguide.*

**SNLP** *Sequential Nonlinear Programming.*

**TZs** *Transmission Zeros.*

**VSC** *Val Space Consortium.*



# Capítulo 1

## Introducción

En este capítulo se presentan los antecedentes y estado actual de la tecnología en el que se ha enmarcado la presente tesis doctoral, así como su estructura, objetivos, metodología y los medios utilizados para poder hacerla posible.

### 1.1 Antecedentes y estado actual de la tecnología

Desde que comenzara la era espacial con el lanzamiento del satélite *Sputnik* a finales de los años 50, el sector de las comunicaciones espaciales ha experimentado una tendencia creciente en la búsqueda de mayores capacidades de transmisión, suscitada por la demanda de servicios de comunicación que ha ido fomentado la utilización de bandas más altas de frecuencia, mayores anchos de banda absolutos y soluciones que aporten un mejor manejo de potencia. Así mismo, los diseños de los elementos que componen las cargas útiles de los satélites han ido tendiendo a ser cada vez más reducidos en tamaño y peso, minimizando así la cantidad de energía necesaria para su puesta en órbita [1]. Con el lanzamiento de las series I (1965), II (1967) y III (1968) de Intelsat, se dieron los primeros pasos en las comunicaciones de voz vía satélite, aunque no fue hasta 1974 cuando se estableció su viabilidad comercial con el lanzamiento del primer satélite -la serie IV de Intelsat- con una arquitectura de transpondedor dividida en canales (12 canales de 36 MHz con un ancho de banda total de 500 MHz) [2], [3].

En el diagrama de bloques clásico de la carga útil de un satélite nos encontramos una canalización similar a la presentada en la serie Intelsat IV, basada en el uso de filtros de microondas agrupados en diplexores y multiplexores mediante uniones multipuerto. Estos son, por tanto, elementos clave en un sistema de telecomunicaciones vía satélite, y como toda la tecnología de este campo, ha experimentado una evolución notable. Se ha pasado de operar únicamente en las bandas bajas de microondas (habitualmente entre 1 y 18 GHz, es decir, en bandas L, S, C, X y como máximo Ku) [2], [4] a empezar a desarrollar nuevas generaciones de filtros en banda Ka (20/30 GHz) [5] con unas enormes aplicaciones en el ámbito civil, la seguridad y la defensa [6], [7]. Además, se están explorando las posibilidades de las bandas Q y V (50/40 GHz) para establecer futuras comunicaciones vía satélite [8].

Para llegar a operar a frecuencias más altas, se requiere del desarrollo de nuevos componentes pasivos de microondas que resuelvan los problemas propios que se presentan al trabajar en estas bandas. En primer lugar, con el aumento de frecuencia, las pérdidas se ven incrementadas tanto por absorción atmosférica (especialmente a partir de 10 GHz) [1] como por el efecto Joule (disipación de energía en los conductores y dieléctricos) [9]. En segundo lugar, con

una longitud de onda menor (como consecuencia del aumento en frecuencia) los componentes presentan un tamaño más reducido que resulta ventajoso en términos de reducción de tamaño y peso, pero, que a su vez, conlleva complicaciones en el proceso de fabricación (una imprecisión en la fabricación repercutiría de una forma mucho más importante en las prestaciones del componente que a frecuencias menores). Este hecho, junto al aumento de los niveles de potencia para lograr mayores capacidades de transmisión, dan lugar a una mayor concentración de campo electromagnético en el interior de los componentes [10], que pueden ocasionar efectos indeseados de alta potencia, como pueden ser los Productos de Intermodulación Pasiva (PIM), el efecto corona o el *multipactor* [11],[12]. Además, a estas frecuencias es preferible evitar el uso de tornillos de sintonía para compensar las tolerancias de fabricación, ya que pueden contribuir a generar los citados efectos de alta potencia [13] así como aumentar las pérdidas de inserción, a la vez que pueden incrementar el tiempo, y por tanto, el coste de realización del componente.

Así mismo, con el uso de frecuencias más altas de operación es habitual el empleo de canales de mayor ancho de banda, permitiendo así realizar un uso más eficiente del espectro al reducir el ancho de banda desperdiciado por las bandas de guarda. Por tanto, otro aspecto importante en las cargas útiles de los satélites es el desarrollo de componentes que operen con un ancho de banda mayor al habitual, que requiere el empleo de modelos distribuidos mejorados [14], [15] que eviten las limitaciones propias de las técnicas de síntesis clásicas [11], [16]. Dichas técnicas consisten generalmente en dos pasos fundamentales: 1) Síntesis de un prototipo de circuito equivalente basado en elementos concentrados o distribuidos (que se basan en modelos matemáticos conocidos, y con solución analítica) y 2) Obtención de las dimensiones físicas derivadas de la relación existente entre el prototipo y la estructura real a diseñar [15]. El resultado de la síntesis dependerá de lo preciso que sea el modelo utilizado para construir dicho prototipo. En este ámbito, es fundamental el artículo clásico publicado por Cohn en 1957 [16], cuya técnica sigue siendo muy empleada en la actualidad a pesar de que sólo aporta buenos resultados para filtros de banda estrecha (de menos de un 3-5% de ancho de banda relativo, aproximadamente) [17], [18]. Para el caso de filtros de ancho de banda amplio o moderado es necesario un modelo que tenga en cuenta la variación de los elementos del filtro con la frecuencia [19]–[21], corrigiendo el error en el ancho de banda y en rizado de la respuesta [16], [20], [22].

Siguiendo esta línea, los trabajos contenidos en [21], [23] han logrado dar un buen avance para obtener un proceso de diseño cuya síntesis aporte las dimensiones finales del filtro sin necesidad del habitual proceso de optimización (que aumenta el tiempo de diseño y puede arrojar resultados no deseados, sobretodo en estructuras con un número elevado de variables). Para ello, dichos trabajos tuvieron en cuenta el *slope parameter* real de los inversores de impedancia/admitancia, que no es otra cosa que la pendiente de la inmitancia del resonador en función de la frecuencia. Los modelos circuitales clásicos usan expresiones ideales para dichos *slope parameter*, lo que hace que sólo proporcionen resultados correctos en anchos de banda reducidos.

Llegados a este punto, se puede decir que el desarrollo de componentes pasivos capaces de operar a altas frecuencias, con grandes anchos de banda, bajas pérdidas y que manejen elevados niveles de potencia, es sin duda un tema tecnológicamente desafiante y que apenas ha sido tratado en la literatura técnica. En la actualidad, la mayor parte de componentes diseñados para operar a dichas frecuencias son adaptaciones de los empleados en bandas inferiores, presentando importantes limitaciones por tener que confinar la señal en una región de menor tamaño, o bien por utilizar geometrías simples que admiten más altos niveles de potencia pero que por el contrario no permiten implementar respuestas avanzadas [24], [25].

En lo que respecta al ámbito de los filtros de microondas en tecnología guiada (la predominante en las cargas útiles de los satélites), ya existe algún trabajo en el que se han dado unos primeros pasos para el desarrollo de nuevos diseños fáciles de fabricar, capaces de operar a altas frecuencias y con buena capacidad de manejo de potencia [26]. Sin embargo, por su geometría ensanchada, esta topología particular es más proclive a originar espurios indeseados por pequeñas asimetrías y desalineamientos en su fabricación y posterior montaje, reduciendo así su rango de aplicación. De igual manera, la técnica de ensamblado en cuerpo y tapa elegida en [26] no suele ser habitualmente la más adecuada, ya que al interrumpir líneas de corriente es más propensa a introducir pérdidas y a generar PIM. Para solventar este problema, se están investigando nuevas soluciones tecnológicas, como la recogida en [27], pero que aún requieren de un mayor grado de madurez para su uso en la práctica. Recientemente se ha concebido unas nuevas familias de filtros [28]–[31], que gracias a su simple topología, podrían cumplir todos los requisitos necesarios para ser usados a altas frecuencias y con elevados niveles de potencia. Además, su potente mecanismo de acoplo y su facilidad de fabricación en dos mitades idénticas de mitad de anchura, que evita cortar líneas de corriente, las hacen aptas para proporcionar elevados anchos de banda, bajas pérdidas, y evitar el uso de tornillos de sintonía. Esta tesis va a profundizar en el desarrollo de estas tecnologías de filtros, y en concreto, en madurar la más reciente de ellas, denominada *Modified Hybrid Folded Rectangular Waveguide Filter* (MHFRW), por su gran potencialidad [30].

En diversas aplicaciones prácticas hay que interconectar diferentes elementos de microondas entre sí, como acopladores y filtros. Así mismo, en muchas ocasiones las interconexiones se hacen dentro del mismo componente. Es el caso de la combinación de filtros correspondientes a diferentes canales en un mismo dispositivo dando lugar a diplexores, triplexores y multiplexores en general [32]. Todo ello es posible gracias a las uniones en tecnología guiada. Cuando éstas son en guía de onda rectangular, por si mismas tienen unas prestaciones bastante reducidas y en ocasiones han de incorporar elementos de compensación para mejorar su ancho de banda [33]. Sin embargo, incluso con elementos de compensación, el comportamiento deseado puede no llegar a cubrir todo el rango en frecuencia requerido, especialmente cuando se pretende operar a altas frecuencias y con elevados anchos de banda. Una de las principales formas de solventar esta problemática es mediante el desarrollo de nuevas uniones utilizando guías de onda *ridge*, por su mayor ancho de banda inherente [34], [35]. A este respecto, y aunque en el pasado se han desarrollado técnicas para el análisis preciso de ciertas uniones con este tipo de guías [36], aún no se han aportado soluciones válidas para su diseño y posterior uso en aplicaciones prácticas.

Con todo, se puede concluir que en la construcción de las nuevas generaciones de satélites, es esencial el desarrollo de todos estos nuevos componentes básicos de microondas (filtros y uniones) que den respuesta a las necesidades crecientes en términos de ancho de banda, frecuencia y manejo de potencia, y que además, reduzcan el tamaño y peso total de la carga útil. Desde el punto de vista del diseñador, es también relevante que estas nuevas estructuras requieran el menor coste computacional posible (que se traduce en un menor tiempo de diseño), que no necesiten pesados procesos de optimización (al usar modelos electromagnéticos más exactos), que no requieran de una sintonización posterior (con tornillos de sintonía) y que sean fáciles de fabricar. La presente tesis doctoral, que surge teniendo en cuenta esta perspectiva, pretende aportar algunas soluciones que pueden ser útiles en todo este contexto.

## 1.2 Estructura y objetivos de la tesis doctoral

El objetivo principal de esta tesis doctoral es el desarrollo de nuevos componentes pasivos de microondas en guía de onda (tales como filtros y uniones multi-puerto) que tengan la capacidad de operar correctamente en bandas altas de frecuencia y que, por tanto, sean adecuados para las cargas útiles de las futuras generaciones de satélites. Este objetivo se puede desglosar en tres objetivos secundarios, que tienen su correspondencia con los tres capítulos principales (sin tener en cuenta la introducción y conclusiones) de la presente memoria:

- **Diseño de uniones compensadas en guía de onda *double ridge***  
El primer objetivo consiste en el diseño de tres tipos de uniones de gran utilidad en dispositivos de microondas para la combinación y división de señales (tales como diplexores, multiplexores, acopladores y transductores ortomodo): unión T en plano E, unión T en plano H y unión T mágica. Dichas estructuras han de incluir elementos de compensación (tales como postes metálicos, iris y adaptadores de impedancia) y se construyen sobre guía de onda *double ridge*, con la idea de conseguir, de esta manera, dispositivos de gran ancho de banda que solventen las limitaciones inherentes de las guías de onda rectangulares.
- **Síntesis dimensional de filtros en guía de onda considerando la dependencia con la frecuencia**  
El segundo objetivo consiste en el desarrollo de un nuevo proceso de síntesis dimensional para filtros de microondas que incluya la dependencia con la frecuencia a través del *slope parameter*. El objetivo es obtener una estructura inicial que requiera de muy poca (o ninguna) intervención por parte del optimizador del simulador electromagnético, reduciendo así el coste computacional del proceso de diseño.
- **Diseño de filtros superelípticos**  
El tercer objetivo es estudiar una nueva topología de filtros denominada *Modified Hybrid Folded Rectangular Waveguide* (MHFRW) en guía de onda, con múltiples cerros de transmisión, sin acoplos cruzados y adecuada para implementaciones sin tornillos de sintonía. Esta configuración incluye *stubs* para la generación de un número de cerros de transmisión mayor al orden del filtro, implementando así respuestas superelípticas.

## 1.3 Metodología utilizada

En lo que respecta a la metodología de investigación que se ha seguido para el desarrollo de esta tesis doctoral, se ha realizado, en primer lugar, una exhaustiva búsqueda bibliográfica para poder conocer el estado actual de la tecnología en los temas concretos que se tratan en este trabajo. Para esta búsqueda se han tenido en cuenta tanto las publicaciones académicas, como el punto de vista de las empresas e instituciones relevantes del sector (bien conocidas por los tutores de esta tesis) para poder identificar las necesidades y los obstáculos a resolver. Además, durante todo el periodo de realización de la actividad investigadora, se han mantenido una serie de reuniones (y comunicaciones por otros medios telemáticos) en las que han tomado parte los directores de tesis, así como otras personas del Grupo de Aplicaciones Microondas (GAM) y algún colaborador externo que haya podido ayudar, por su experiencia, a identificar los problemas en cada ámbito y a plantear las posibles soluciones. De esta manera se han ido organizando las estrategias para abordar cada uno de los objetivos propuestos.

Durante todo el periodo de realización de la actividad investigadora, se ha fomentado la comunicación de los avances puntuales obtenidos a conferencias relevantes en el sector, permitiendo

un rápido intercambio de ideas con otros investigadores. Por otro lado, aquellos resultados más relevantes y con mayor grado de madurez, han sido remitidas a revistas científicas de reconocido prestigio en el ámbito de las microondas. Así mismo, y de forma paralela al desarrollo de esta actividad de investigación, se ha ido elaborando la documentación detallada de todo el trabajo realizado, con la que finalmente se ha elaborado la presente memoria.

## 1.4 Medios utilizados

Para el diseño de los dispositivos mencionados se ha contado con el software matemático MATLAB [37], así como con tres herramientas de simulación electromagnética específicas, AuroraSAT FEST3D [38], Ansys HFSS [39], y 3DS CST Microwave Studio [40]. La primera de ellas es una herramienta de análisis modal para tecnología guiada de gran precisión y eficiencia, pero que sólo puede analizar estructuras formadas por bloque predefinidos y caracterizables mediante técnicas modales. Las dos últimas son herramientas de propósito más general, capaces de simular prácticamente cualquier estructura, pero que a cambio requieren de grandes recursos computacionales (en términos de procesadores, tiempo y memoria) para proporcionar resultados precisos.



## Capítulo 2

# Diseño de uniones compensadas en guía de onda *double ridge*

En este capítulo se muestra el diseño de un elemento fundamental en un subsistema de comunicaciones: las uniones compensadas para implementar divisores/combinadores de señal y para agrupar filtros de microondas en diplexores y multiplexores. Así, se han diseñado tres tipos de uniones T (en plano E, plano H y T mágica), compensadas (mediante la inserción de diversos elementos) y construidas sobre guía de onda *double ridge*. Dicha línea de transmisión, por sus características físicas, posee mayor ancho de banda de operación monomodo, menor impedancia característica y mayor facilidad para adaptar impedancias entre puertos. De esta manera se superan las limitaciones inherentes a la guía rectangular, consiguiendo unas uniones que proporcionan un ancho de banda muy superior al que pueden presentar cuando se construyen con estas guías tradicionales.

### 2.1 Introducción

Las uniones compensadas en guía de onda son un elemento fundamental para interconectar los distintos elementos de un subsistema de comunicaciones, como pueden ser los filtros de microondas, que conectados a una cavidad o a un colector común (denominado por el término *manifold* en inglés) conforman diplexores y multiplexores [32]. Tradicionalmente estas uniones han sido diseñadas utilizando guía de onda rectangular [41], [42]. En aras de conseguir dispositivos de cada vez mayor ancho de banda, se han empleado técnicas de compensación consistentes en introducir ciertos elementos en el interior de las estructuras [33], [43]–[49].

No obstante, y a pesar de dichas técnicas, estos dispositivos no son adecuados para trabajar en aplicaciones de gran ancho de banda, debido a las limitaciones inherentes a las guías de onda rectangular. Una de las formas de solventar este problema es implementar estos dispositivos pasivos en guías de onda *double ridge*, ya que poseen generalmente (en comparación con las guías de onda rectangular) una frecuencia de corte menor para el modo  $TE_{10}$  sin apenas modificar la del modo  $TE_{20}$ , lo que nos proporciona un rango de operación monomodo mayor [34], [35]. Además, su reducida impedancia y su característica topología, facilitan su uso como adaptador de impedancias para aplicaciones que precisan de bajas pérdidas de retorno en un amplio margen de frecuencias [50].

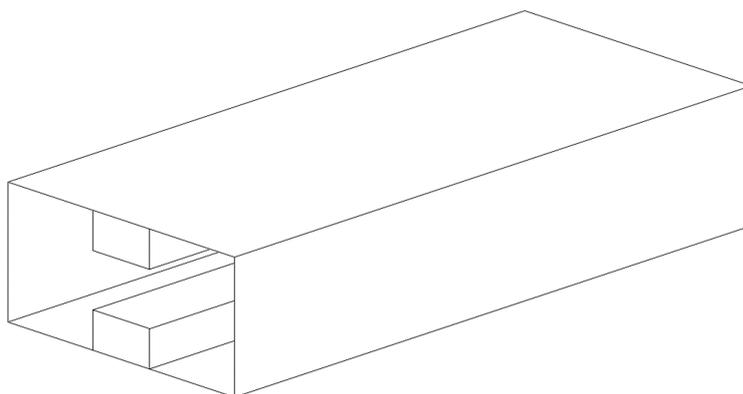
Aunque ya se han dado algunos pasos en la aplicación de guías *ridge* en uniones, la literatura técnica disponible hasta la fecha no nos aporta muchas referencias al respecto [36], [44]. Además,

estos artículos están más centrados en proponer una técnica de análisis que en su diseño y posterior aplicación práctica. Por tanto, nos encontramos ante un campo poco desarrollado.

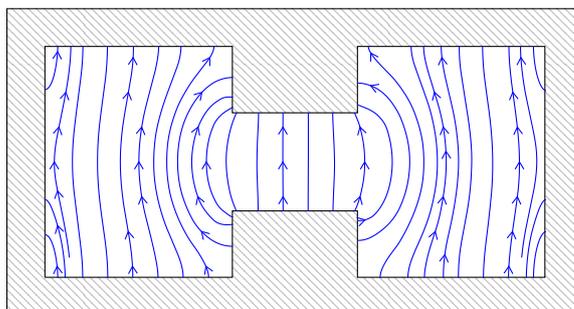
## 2.2 Guía de onda *double ridge*

Una guía de onda *double ridge* está compuesta por una guía de onda rectangular convencional con dos inserciones metálicas (*ridges*) situadas en el centro de las paredes superior e inferior [51], tal y como muestra la figura 2.1. Dichas inserciones se comportan, en general, como cargas uniformes distribuidas que tienden a reducir la velocidad de fase y la impedancia característica  $Z_0$  del modo fundamental [52]. Además, crean un hueco que confina el campo eléctrico (ver figura 2.2) de dicho modo dominante  $TE_{10}$ , que experimenta una disminución de su frecuencia de corte en relación a la que presentaría la guía rectangular sin inserciones. Además, se produce un aumento (aunque de forma mucho menos acusada) de la frecuencia de corte del primer modo de orden superior  $TE_{20}$ . Con este tipo de guías se amplía, por tanto, el ancho de banda monomodo (definido como el rango frecuencial comprendido entre las frecuencias de corte del modo  $TE_{10}$  y del primer modo superior [34]).

Por otro lado, el aumento de la densidad de campo en el hueco entre *ridges* y la acumulación de corriente en las esquinas de las *ridges* trae consigo un incremento de la atenuación [53], así como un peor manejo de potencia [51], que puede suavizarse mediante el uso de esquinas redondeadas [54].

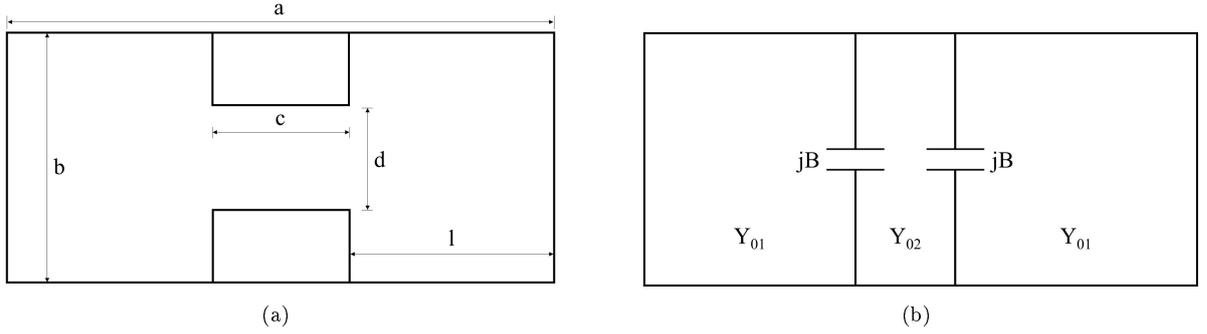


**Figura 2.1:** Guía de onda *double ridge*.



**Figura 2.2:** Distribución de campo del modo fundamental  $TE_{10}$  en la guía *double ridge*.

Las frecuencias de corte mencionadas pueden ajustarse realizando cambios en las *ridges* (dimensiones  $c$  y  $d$  en la figura 2.3(a)) según las necesidades del diseño y sin alterar el volumen externo de la guía de onda [55]. A este respecto es interesante puntualizar que, para una separación pequeña entre *ridges* (dimensión  $d$  en figura 2.3 (a)), el modo  $TE_{11}$  puede ser el primero en aparecer tras el  $TE_{10}$  [56]. También es importante tener en cuenta el modo  $TE_{01}$  que puede propagarse por el hueco que queda a cada lado de las dos *ridges*. Cuando la anchura  $a$  de la guía *ridge* se hace más pequeña que el doble de su altura  $b$ , el modo  $TE_{01}$  puede pasar a ser el primer modo superior, que además, al entrar a propagar, atraviesa fácilmente estructuras con guías *ridge* montadas sobre un *housing* común (como es el caso de los filtros de modo evanescente) [57].



**Figura 2.3:** (a) Sección transversal con parámetros de la guía de onda *double ridge* y (b) circuito equivalente.

Los modos  $TE_{m0}$  en la guía de onda *double ridge* (que mantienen la misma nomenclatura que para el caso de la guía rectangular por motivos prácticos) se pueden obtener de forma aproximada mediante la técnica de resonancia transversal, analizando el circuito equivalente mostrado en la figura 2.3(b). Atendiendo a dicho circuito equivalente, y buscando cumplir las condiciones de contorno en las paredes laterales de la guía, la longitud de onda de corte ( $\lambda_c$ ) estará regida por las ecuaciones (2.1) y (2.2) para los modos con subíndice  $m$  par y  $m$  impar, respectivamente [53]:

$$\cot(k_x l) - \frac{b}{d} \tan(k_x c/2) - \frac{B}{Y_{01}} = 0 \quad (2.1)$$

$$\cot(k_x l) + \frac{b}{d} \cot(k_x c/2) - \frac{B}{Y_{01}} = 0, \quad (2.2)$$

donde  $k_x$  es la constante de propagación que se calcula como  $k_x = 2\pi/\lambda_c$ , y las admitancias características  $Y_{01}$  e  $Y_{02}$  vienen definidas de la siguiente manera:

$$Y_{01} = \frac{k_x}{\omega\mu} \frac{1}{b}, \quad Y_{02} = \frac{k_x}{\omega\mu} \frac{1}{d} \quad (2.3)$$

El término  $B/Y_{01}$  (susceptancia normalizada) representa el efecto provocado por el cambio en la altura en los extremos de la *ridge* (efecto de la discontinuidad transversal), e incluye los efectos de proximidad generados por la relativa cercanía de éstas con las paredes de la

guía de onda [53]. Cuando se esté dentro del rango  $b/\lambda_c < 1$  y siempre que se cumpla que  $(a - c)/2d \gg 1$ , el valor del término  $B/Y_{01}$  se puede aproximar por [58], [59]:

$$\begin{aligned} \frac{B}{Y_{01}} = \frac{b}{\lambda_c} \left[ \left( \ln \frac{1-r^2}{4r} \right) \left( \frac{1-r}{1+r} \right)^{\left(r+\frac{1}{r}\right)} + 2 \frac{A+A'+2C}{AA'-C^2} \right. \\ \left. + \left( \frac{b}{4\lambda_c} \right)^2 \left( \frac{1-r}{a+r} \right)^{4r} \left( \frac{5r^2-1}{1-r^2} + \frac{4r^2C}{3A} \right)^2 \right] \approx \left( \frac{2b}{\lambda_c} \right) \ln \left( \csc \frac{\pi d}{2b} \right), \end{aligned} \quad (2.4)$$

donde:

$$r = \frac{Y_{01}}{Y_{02}} = \frac{d}{b} \quad (2.5)$$

$$A = \left( \frac{1+r}{1-r} \right)^{2r} \frac{1 + \sqrt{1 - \left( \frac{b}{\lambda_c} \right)^2}}{1 - \sqrt{1 - \left( \frac{b}{\lambda_c} \right)^2}} - \frac{1+3r^2}{1-r^2} \quad (2.6)$$

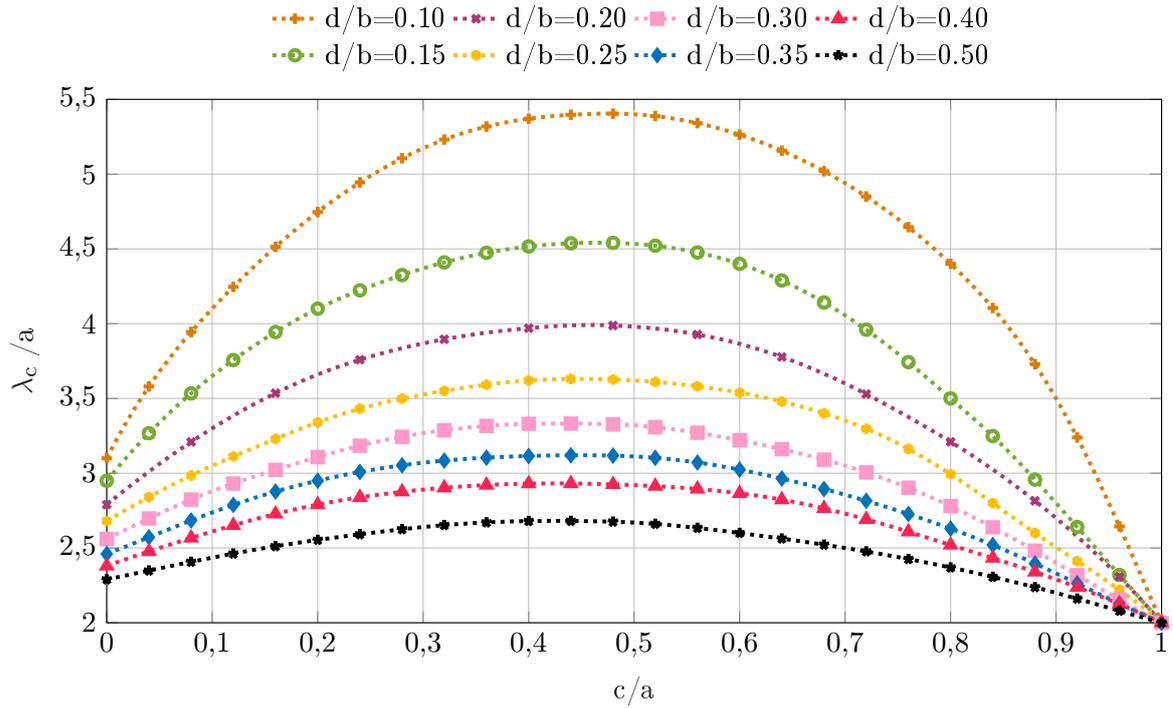
$$A' = \left( \frac{1+r}{1-r} \right)^{2/r} \frac{1 + \sqrt{1 - \left( \frac{d}{\lambda_c} \right)^2}}{1 - \sqrt{1 - \left( \frac{d}{\lambda_c} \right)^2}} - \frac{3+r^2}{1-r^2} \quad (2.7)$$

$$C = \left( \frac{4r}{1-r^2} \right)^2 \quad (2.8)$$

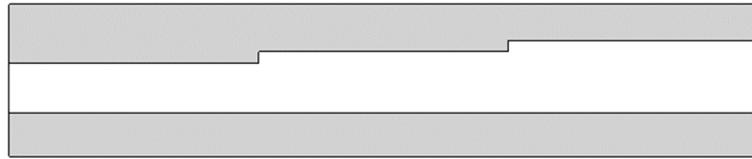
En la figura 2.4 se muestra la longitud de onda de corte respecto a la anchura en una guía *double ridge* ( $\lambda_c/a$ ), en función de la anchura de la inserción respecto a la misma anchura de la guía ( $c/a$ ) y manteniendo fija la relación  $b/a = 0,5$  [53]. Como se puede observar, hay una anchura de la *ridge* que proporciona un valor mínimo de la frecuencia de corte del modo fundamental, y que se encuentra en el rango  $c \simeq 0,4a - 0,5a$ . No obstante, la reducción en la frecuencia de corte es más notable cuanto más profunda sea la *ridge* (es decir, menor sea el parámetro  $d/b$ ). Nótese además, que en el caso  $c/a = 0$  la *ridge* se convierte en un hilo infinitamente delgado y que en el caso extremo contrario ( $c/a = 1$ ), la *ridge* abarca toda la anchura de la guía, obteniendo, por tanto, el comportamiento asociado a una guía de onda rectangular de anchura  $a$  y altura  $d$  (siendo la longitud de onda de corte de su modo fundamental  $\lambda_c = 2a$ , es decir, la correspondiente al modo  $TE_{10}$ ).

Como ya se ha mencionado con anterioridad, otra de las ventajas de las guías de onda *double ridge* es la disminución de la impedancia característica ( $Z_0$ ) en comparación con la de una guía de onda rectangular convencional [35]. Además, por su construcción, se puede usar como adaptador de impedancias colocando secciones de distintas alturas en la *ridge* [53], tal y como muestra la figura 2.5.

Por su parte, la impedancia característica del modo fundamental de la guía de onda *double ridge*, que al no ser un modo TEM no posee una definición única (ya que puede ser definida



**Figura 2.4:** Longitud de onda de corte normalizada de la guía *double ridge* del modo  $TE_{10}$  con  $b/a=0,5$ , en función de la anchura  $c/a$  y para diferentes profundidades  $d/b$  de las *ridges*.



**Figura 2.5:** Vista lateral de la guía de onda *double ridge* usada como adaptador de impedancias.

basándose en potencia-voltaje, potencia-corriente y voltaje-corriente [55], [60]), presenta una dependencia con la frecuencia que viene regida por [55], [59]:

$$Z_0 = Z_{0\infty} \left( \frac{\lambda_g}{\lambda} \right) = Z_{0\infty} \left[ 1 - \left( \frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}}, \quad (2.9)$$

donde  $\lambda$  y  $\lambda_g$  son las longitudes de onda del vacío y de la guía respectivamente, a la frecuencia central.

La impedancia característica para frecuencia infinita se puede aproximar a partir de la definición voltaje-corriente como [59], [61]:

$$Z_{0\infty} = \frac{V(\infty)}{I(\infty)} = \frac{120\pi^2 \left( \frac{b}{\lambda_c} \right)}{\frac{b}{d} \sin \left( \frac{\pi c}{\lambda_c} \right) + \left[ \frac{B}{Y_{01}} + \tan \frac{\pi(a-c)}{2\lambda_c} \right] \cos \left( \frac{\pi c}{\lambda_c} \right)}, \quad (2.10)$$

donde  $V(\infty)$  es la integral del campo eléctrico sobre la línea que une las dos *ridges* en el centro de la guía, e  $I(\infty)$  es la integral de la corriente de superficie longitudinal generada en la pared superior de la guía. Esta corriente está dividida en dos componentes: una situada en las paredes enfrentadas de las *ridges* y que excita el campo eléctrico principal, y otra generada en los extremos de las mismas donde se produce el efecto de discontinuidad excitando campos locales [62]. También es posible calcular  $Z_0$  mediante métodos numéricos, como el método de los elementos finitos (más conocido por sus siglas FEM del inglés Finite Element Method) [60], de tal manera que no sea necesario tener que tratar con las integrales citadas previamente.

### 2.3 Uniones compensadas en guía de onda *double ridge*

Como ya se ha dicho, las uniones en guía de onda son elementos clave para la interconexión de los diversos elementos de un sistema de comunicaciones. Además, ciertas topologías, como son las uniones T en plano H, T en plano E y T mágica se comportan como divisores y acopladores, esenciales para la división y combinación de potencia, respectivamente. Para la división de potencia, la señal entrante se divide en dos o más señales de salida, de menor potencia. Por contra, en el caso de la combinación de energía tenemos varias señales de entrada que son combinadas en una sola señal a la salida.

Todas estas estructuras, para optimizar su comportamiento y que puedan ser útiles en aplicaciones prácticas, han de incluir en su interior algunos elementos de compensación, como pueden ser los saltos de impedancia a la entrada o salida del componente [43], [44]; aperturas [45]; y otros elementos tales como postes, iris y/o cuñas triangulares [33], [46]–[49]. Estos elementos de compensación afectan principalmente a la parte imaginaria de la impedancia, que aparece como consecuencia de los efectos de discontinuidad que excitan modos de orden superior [43]. Estos efectos, de hecho, dan lugar a un almacenamiento de energía [51] en la unión que puede ser traducido como una susceptancia  $jB$  en paralelo o una reactancia  $jX$  en serie, tal y como se puede ver en las figuras 2.6(b) y 2.11(b), respectivamente.

En esta tesis doctoral se propone el diseño de tres uniones (T en plano E, T en plano H y T mágica) teniendo en cuenta estas técnicas e incorporando, además, las ya mencionadas ventajas que presenta la guía de onda *double ridge* (solventando así las limitaciones propias de la guía rectangular en cuanto a ancho de banda se refiere), para proporcionar un buen grado de adaptación en un ancho de banda de una octava.

Así, para cada una de las uniones se ha buscado cubrir toda la banda S, que abarca desde los 2 a los 4 GHz. Hasta donde llega el conocimiento del autor, este rango está lejos de poder ser alcanzado por este tipo de uniones cuando se construyen sobre guía de onda rectangular, por lo que se ha tenido que recurrir al uso de uniones en tecnología *double ridge*. Así, para la banda de trabajo considerada, se usarán puertos *double ridge* WRD200D24, cuyas frecuencias recomendadas de operación van desde 2 hasta 4,8 GHz.

Tanto para la T en plano H como para la T en plano E, el objetivo principal de diseño es obtener una estructura en la que la señal entrante por el puerto 1 se divida por igual entre los puertos 2 y 3, lo que corresponde a unas pérdidas de inserción de 3 dB ( $|S_{21}| = |S_{31}| = -3$  dB) sobre todo el ancho de banda de operación.

En cuanto a la T mágica (combinación de plano H y plano E), se ha realizado el diseño para el mismo ancho de banda de operación sobre el mismo estándar de guía de onda *double ridge* (WRD200D24), teniendo en cuenta las particularidades de este tipo de unión. También se ha realizado un escalado de la estructura para mostrar que la solución funciona también en

bandas más altas de frecuencia, esto es, en el rango de frecuencias que va desde los 7,5 hasta los 15 GHz (empleando puertos WRD750D24), y que abarca toda la banda X y gran parte de la banda  $K_u$ .

Por su parte, el proceso de fabricación, que aún no ha sido llevado a cabo, se pretende realizar mediante tecnología aditiva (impresoras 3D en metal). Esta tecnología es capaz de implementar estructuras complejas con una precisión adecuada (pudiendo alcanzarse precisiones, en procesos de fabricación muy controlados, inferior a las 10 micras), razón por la cual, todas las dimensiones obtenidas en los procesos de diseño presentados en este capítulo se encuentran en el orden de las decenas de micra. De esta manera, el error cometido en diseño será despreciable frente a las tolerancias de fabricación.

### 2.3.1 Unión T en plano H

El circuito equivalente de una T en plano H (ver figura 2.6(a)) consiste en una red en la que la línea de transmisión del puerto 1 está conectada en paralelo con las líneas que conforman los puertos 2 y 3 [58], tal y como se muestra en la figura 2.6(b) para el caso de una unión en guía rectangular.

El comportamiento eléctrico de este tipo de componentes está afectado por los ya mencionados efectos de discontinuidad. Como consecuencia, aparece una susceptancia paralelo  $jB$  que representa la energía almacenada en la unión. Además, hay que tener presente que desde el puerto 1 se observa una conexión en paralelo con los otros dos puertos, lo que reduce la impedancia que se ve a su entrada. A nivel de equivalente circuital, ésto se traduce en que la impedancia equivalente  $Z'_0$  del puerto de entrada es normalmente mayor que la impedancia  $Z_0$  de los puertos 2 y 3 (ver [58]).

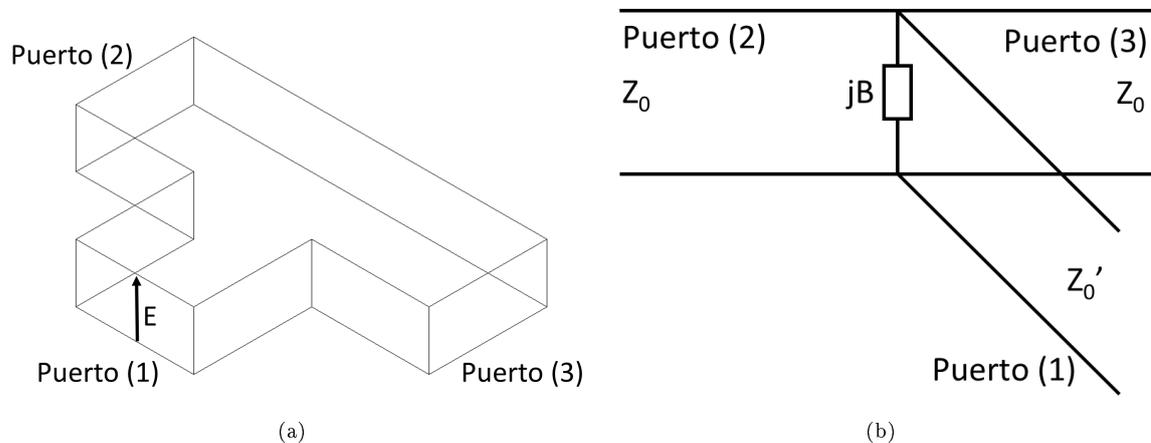


Figura 2.6: (a) T en plano H en guía rectangular y (b) circuito equivalente.

Una red de tres puertos como ésta no puede ser a la vez recíproca, con bajas pérdidas y con todos sus puertos adaptados, por lo que para implementarla en la práctica hay que relajar algunas de las condiciones [51]. Para el correcto funcionamiento de la T en plano H se sabe que la reflexión en el puerto 1 ha de ser lo menor posible, lo que hará que las reflexiones en los otros dos puertos no sean cero. Forzando que  $S_{11} = 0$  y aplicando las propiedades de simetría y unitariedad (para que cumpla el principio de conservación de energía), se obtiene la matriz de parámetros S mostrada en la ecuación (2.11), donde  $r$  y  $m$  son las constantes de fase correspondientes. Esta matriz resultante implica que toda la potencia de entrada (introducida

en el puerto 1) es transmitida a los puertos 2 y 3, obteniendo la mitad de la potencia en cada uno de ellos y manteniendo la misma fase (por la simetría geométrica de la unión, la señal que sale por el puerto 2 y el puerto 3 debe ser idéntica). Obsérvese como los puertos 2 y 3 no pueden llegar a estar adaptados, obteniendo unas pérdidas de retorno en ambos de 6 dB. Además, todos los puertos están acoplados entre sí.

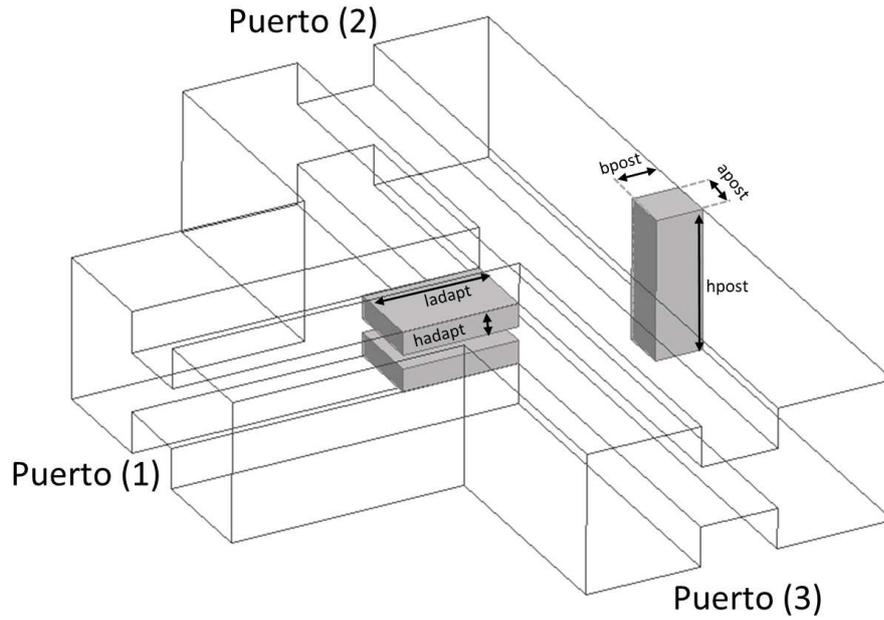
$$S = \begin{pmatrix} 0 & \frac{e^{jm}}{\sqrt{2}} & \frac{e^{jm}}{\sqrt{2}} \\ \frac{e^{jm}}{\sqrt{2}} & \frac{e^{jr}}{2} & -\frac{e^{jr}}{2} \\ \frac{e^{jm}}{\sqrt{2}} & -\frac{e^{jr}}{2} & \frac{e^{jr}}{2} \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

Así, esta matriz de parámetros  $S$  es el objetivo a alcanzar en una unión  $T$  en plano  $H$ . La diferencia entre implementarla en guía de onda rectangular o en guía *double ridge* va asociado al margen de frecuencias en la que es posible conseguir dicha matriz como respuesta. En este caso, se pretende obtener el objetivo con una unión en guía *double ridge* para cubrir un gran ancho de banda.

Con el objetivo de compensar los efectos reactivos de la unión y lograr así la adaptación del puerto 1 ( $S_{11} = 0$ , para evitar las reflexiones), se ha introducido un poste metálico de base rectangular centrado al fondo de la estructura. De esta manera, se mantiene la simetría del dispositivo (para su correcto funcionamiento distribuyendo por igual la potencia entre los puertos 2 y 3) y se facilita el proceso de fabricación. Así mismo, para corregir el desajuste de impedancias que produce la conexión en paralelo, se ha incorporado en el puerto de entrada un adaptador de impedancias o *taper* (conformado por dos prismas rectangulares metálicos paralelos). La estructura resultante es la mostrada en la figura 2.7.

En contraste con las uniones  $T$  en guía de onda rectangular, las guías *double ridge* proporcionan una manera simple de realizar un *taper* para adaptar el puerto 1 a la impedancia del paralelo creado por la conexión de los puertos 2 y 3 sin alterar el contorno exterior de la guía. Esto se consigue reduciendo el espacio entre *ridges* en la zona próxima a la unión de las guías de onda. De esta forma, se permite un paso más gradual de la impedancia en paralelo que se ve en el plano de la unión a la impedancia del puerto WRD200D24 estándar utilizado.

Para llevar a cabo el diseño, se ha utilizado la herramienta de diseño y análisis electromagnético Ansys HFSS V.15 [39], con el que se han realizado, primero, una serie de análisis paramétricos (variando las diferentes dimensiones) y optimizaciones, en aras de conseguir una estructura que pueda servir como punto inicial para un proceso de optimización final. Las variables que intervienen en este proceso de diseño son: *hpost*, *apost*, *bpost*, *hadapt* y *ladapt* (permaneciendo el resto fijas), mostradas en la figura 2.7 (nótese que también se ha estudiado la separación del poste a la pared del fondo, no mostrándose la variable correspondiente por ser ésta cero finalmente). Durante esta parte del proceso se ha determinado que el poste ha de estar pegado al fondo, ocupando todo el ancho y alto disponible en la parte trasera de la *ridge* inferior (para facilitar la fabricación y evitar efectos de potencia no deseados al tener separaciones muy pequeñas), fijando de esta manera las variables *hpost* y *bpost*. Llegados a este punto, se lanzan dos procesos de optimización consecutivos sobre el resto de variables (partiendo el segundo de los resultados del primero, y éste, de las dimensiones conseguidas hasta ahora) con el objetivo  $S_{11} = 0$  para todo el ancho de banda ( $S_{11} \leq -30$  dB y  $S_{11} \leq -40$  dB, respectivamente). Los valores de partida son: *apost*=7,9182 mm, *hadapt*=0,7139 mm y *ladapt*=13,903 mm. Ambos procesos de optimización han tardado unas 4 horas y media en total (con un *Maximum Delta S* de 0,04, un máximo de 20 pasos, un procesador Intel Xeon CPU E5-2640v3 de 2,6 GHz y 64 GB de RAM).

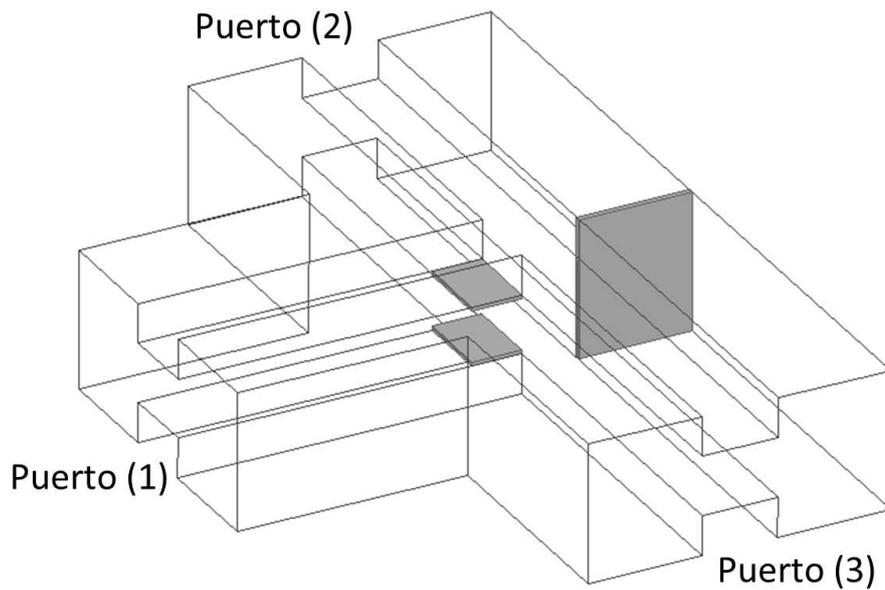


**Figura 2.7:** T en plano H compensada en guía de onda *double ridge*.

Para todos los pasos, se ha utilizado el algoritmo *Sequential Nonlinear Programming* (SNLP). Dicho algoritmo, que es de tipo gradiente (evalúa las primeras derivadas y utiliza esa información en su modelo), es el recomendado por Ansys HFSS en su ayuda [39]. Comparándolo con el método clásico de Quasi-Newton (otro de los algoritmos basados en gradiente que ofrece HFSS), SNLP construye una superficie polinómica (que puede ser de orden alto) para aproximar la función de error a partir de las simulaciones ya realizadas, pudiendo ser válida incluso para pasos relativamente largos (respetando las restricciones de diseño y de precisión numérica del simulador) [39]. En cuanto al objetivo de optimización, se ha establecido (como ya se ha visto) que  $S_{11} = 0$  para todo el ancho de banda. Este único objetivo es suficiente para que la estructura se comporte de la forma esperada, teniendo en cuenta las propiedades de simetría, reciprocidad y unitariedad mencionadas anteriormente.

Parámetro	Valor
$a$ (guía WRD200D24)	65,786
$b$ (guía WRD200D24)	30,607
$c$ (guía WRD200D24)	16,4592
$d$ (guía WRD200D24)	13,0048
$h_{post}$	30,607
$a_{post}$	1,1793
$b_{post}$	24,6634
$h_{adapt}$	0,9426
$l_{adapt}$	10,8334
Longitud de los puertos	50

**Tabla 2.1:** Dimensiones finales (en mm) de la T en plano H compensada en guía de onda *double ridge*.



**Figura 2.8:** Diseño final de la T en plano H compensada en guía de onda *double ridge*.

Tras este proceso, se obtienen las dimensiones finales de la estructura a diseñar, presentadas en la tabla 2.1, dando lugar a la estructura mostrada en la figura 2.8.

Los parámetros S representados en la figura 2.9 muestran que las pérdidas de retorno son superiores a 28 dB en toda la banda de interés, revelando una excelente adaptación sobre un amplio margen de frecuencias. Tal y como predice la teoría (ver matriz de parámetros S objetivo en (2.11)), la magnitud del coeficiente de transmisión  $S_{21}$  (y  $S_{31}$  por simetría) es esencialmente  $-3$  dB, mientras que  $S_{23}$  tiene un valor muy próximo a  $-6$  dB. Por otra parte, en la figura 2.10 se muestra como la señal entrante por el puerto 1 se divide en dos señales con igual fase.

Una unión T en plano H compensada en guía rectangular, como las mostradas en [49], [63] y [64] (donde se usa un poste cilíndrico, que modela un tornillo de sintonía), aunque puede lograr un excelente nivel de adaptación a una frecuencia concreta, el margen de frecuencias relativo en el que las pérdidas de retorno superan los 20 dB es inferior al 20 %. Las ventajas de implementar la unión en guía *double ridge* son por tanto más que evidentes.

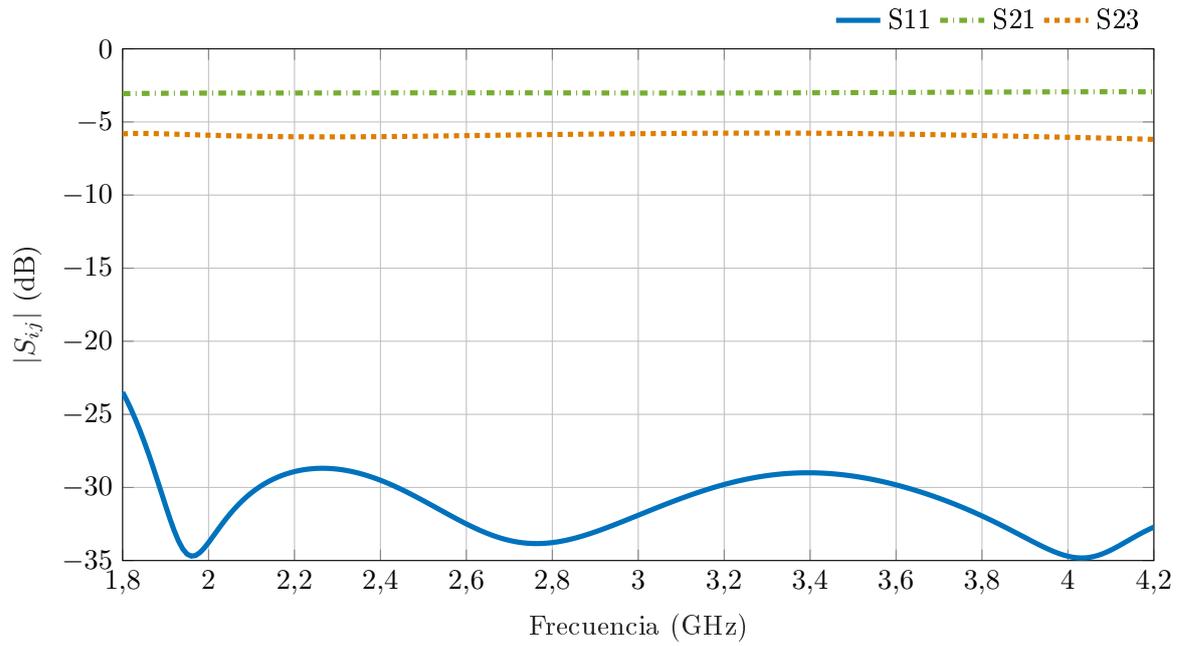


Figura 2.9: Parámetros S de la T en plano H compensada en guía de onda *double ridge*.

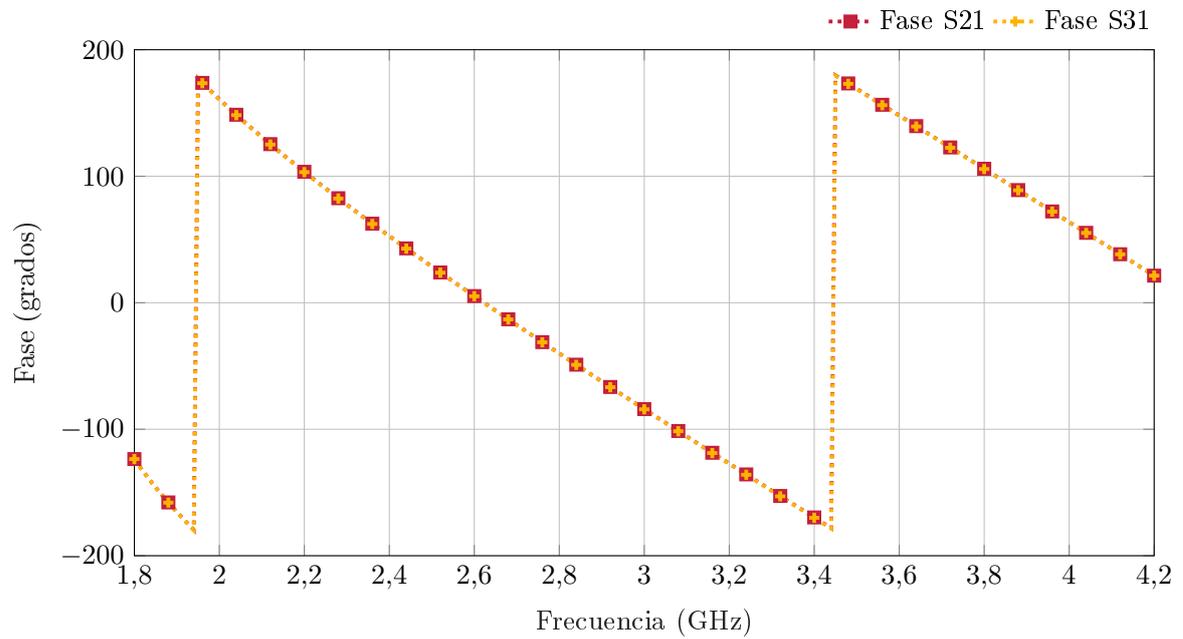


Figura 2.10: Fases de la T en plano H compensada en guía de onda *double ridge*.

### 2.3.2 Unión T en plano E

Si trasladamos el problema al plano E, nos encontramos ante una estructura que en guía de onda rectangular sería como la que se muestra en la figura 2.11(a).

Ahora la impedancia del puerto 1 está conectada en serie con la impedancia de los puertos 2 y 3, apareciendo una reactancia  $jX$  también en serie como consecuencia de los efectos de discontinuidad (ver figura 2.11(b)). A nivel del equivalente circuital deducido en [58], la impedancia equivalente del puerto de entrada  $Z'_0$  es menor que la impedancia  $Z_0$  de los puertos 2 y 3 [58].

En este caso, volvemos a tener una red recíproca, sin pérdidas, y en la que pretendemos lograr un valor de  $S_{11} = 0$  para conseguir que toda la potencia a la entrada se reparta por los puertos de salida. Aplicando de nuevo las propiedades de simetría y unitariedad, se obtiene la matriz de parámetros S mostrada en la expresión (2.12), donde la potencia inyectada en el puerto 1 se distribuye por igual entre los puertos 2 y 3. Aquí, al contrario de lo que sucedía con la estructura en plano H, tenemos dos señales que se encuentran en contrafase en dichos puertos por la forma en la que el campo eléctrico se reparte en la unión.

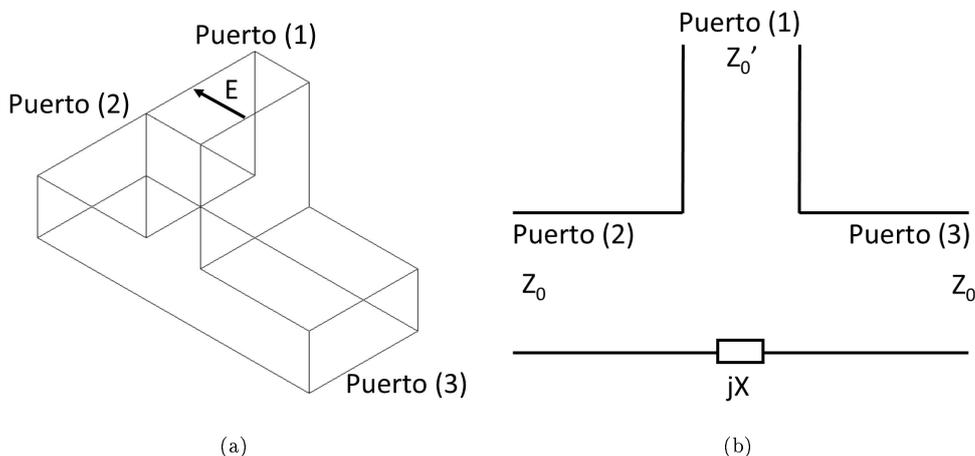


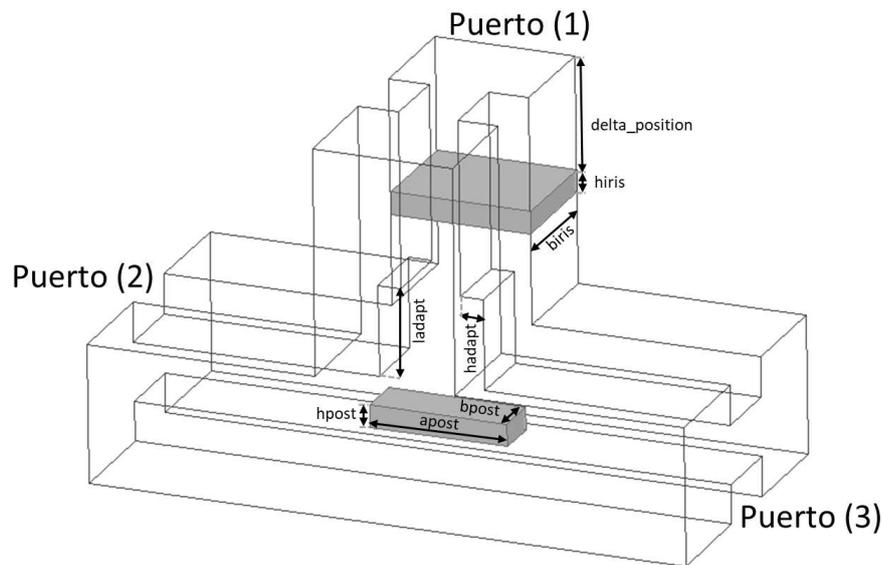
Figura 2.11: (a) T en plano E en guía rectangular y (b) circuito equivalente.

$$S = \begin{pmatrix} 0 & \frac{e^{jm}}{\sqrt{2}} & -\frac{e^{jm}}{\sqrt{2}} \\ \frac{e^{jm}}{\sqrt{2}} & \frac{e^{jr}}{2} & \frac{e^{jr}}{2} \\ -\frac{e^{jm}}{\sqrt{2}} & \frac{e^{jr}}{2} & \frac{e^{jr}}{2} \end{pmatrix}. \quad (2.12)$$

En guía rectangular, la reactancia  $jX$  es compensada mediante la inserción de un poste metálico centrado en la zona donde se unen las guías (ajustando los efectos de la unión para su correcto comportamiento), y de un iris (también metálico) en el puerto de entrada [33] que actúa como una susceptancia paralelo ubicada a una cierta distancia de la unión (comportándose de forma similar a un adaptador simple). Esta solución, que no llega a conseguir reducir a niveles despreciables la importante desadaptación existente en la unión (originada por la conexión serie de los puertos 2 y 3, y que dobla la impedancia vista por el puerto de entrada), puede mejorarse integrándola en un diseño con guía de onda *double ridge*, tal y como se propone en la presente tesis doctoral. Además, y aprovechando de nuevo la geometría de este tipo de guía, se ha incluido un adaptador de impedancias en el puerto 1 (que adapta la impedancia

del puerto a la impedancia vista desde dicho puerto), aumentando en este caso el espacio entre *ridges* en la zona más próxima a la unión, tal y como se muestra en la figura 2.12.

En cuanto al proceso de diseño, se ha seguido una metodología similar que para el caso de la T en plano H, teniendo en este caso como variables de diseño: *hpost*, *apost* y *bpost* para el poste; *hiris*, *biris* y *delta\_position* para el iris; y finalmente *hadapt* y *ladapt* para el adaptador de impedancias (ver figura 2.12), manteniendo el resto de variables fijas. En este caso el objetivo del optimizador (usando el algoritmo SNLP) vuelve a ser  $S_{11} = 0$  para todo el ancho de banda, ya que, como ocurría en la unión en plano H, esta condición es suficiente para que la unión recíproca y sin pérdidas funcione correctamente. Entrando más en detalle, se ha iniciado el proceso de diseño realizando una serie de análisis paramétricos y optimizaciones (primero del poste junto al iris y después del adaptador de impedancias en presencia del resto de elementos), para poder obtener un punto inicial para los procesos de optimización finales. En este caso, se han realizado tres optimizaciones consecutivas. La primera de ellas ha implicado a todas las variables de diseño cuyos valores iniciales (mostrados en la tabla 2.2) provienen del estudio inicial de dimensiones (análisis paramétrico y optimizaciones previas). El objetivo del optimizador se ha establecido esta vez en conseguir un  $S_{11} \leq -40$  dB para todo el ancho de banda, tardando más de 44 horas (de nuevo, con un *Maximum Delta S* de 0,04, un máximo de 20 pasos, un procesador Intel Xeon CPU E5-2640v3 de 2,6 GHz y 64 GB de RAM). Tras este proceso se ha decidido que el iris ha de ocupar todo el ancho disponible, es decir, la dimensión *b* de la guía *ridge* (para evitar pequeños huecos, por razones de fabricación y para evitar efectos de alta potencia), razón por la cual, dicha dimensión no se muestra en la figura 2.12 ni en la lista de variables de diseño (enumerada anteriormente).



**Figura 2.12:** T en plano E compensada en guía de onda *double ridge*.

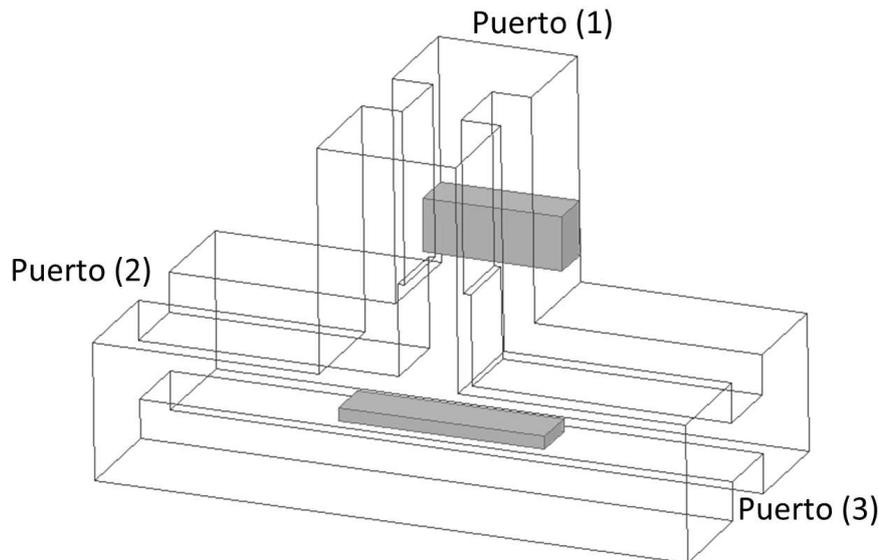
Tras un proceso de optimización tan pesado, se decide realizar otras dos optimizaciones consecutivas (con tiempos de ejecución cercanos a la mitad), reduciendo el número de variables (*biris*, *hpost*, *delta\_position*, *hadapt* y *ladapt*) con objetivos de optimización  $S_{11} \leq -28$  dB (menos exigente) y  $S_{11} \leq -40$  dB para terminar de refinar las variables. Así se obtienen las dimensiones finales que se presentan en la tabla 2.2, y que dan como resultado la estructura mostrada en la figura 2.13. En este caso, tenemos que las magnitudes de los coeficientes de transmisión  $S_{21}$  y  $S_{31}$  están de nuevo sobre los  $-3$  dB,  $S_{23}$  es prácticamente  $-6$  dB y las

pérdidas de retorno son mayores a 31 dB en toda la banda de interés (ver figura 2.14). En la figura 2.15 se muestra como la fase de los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{31}$  tienen una diferencia de unos  $180^\circ$ , tal y como cabe esperar a la vista de la expresión teórica (2.12) de la matriz de parámetros S que se puede obtener con una T en plano E cuyo puerto de entrada está bien adaptado.

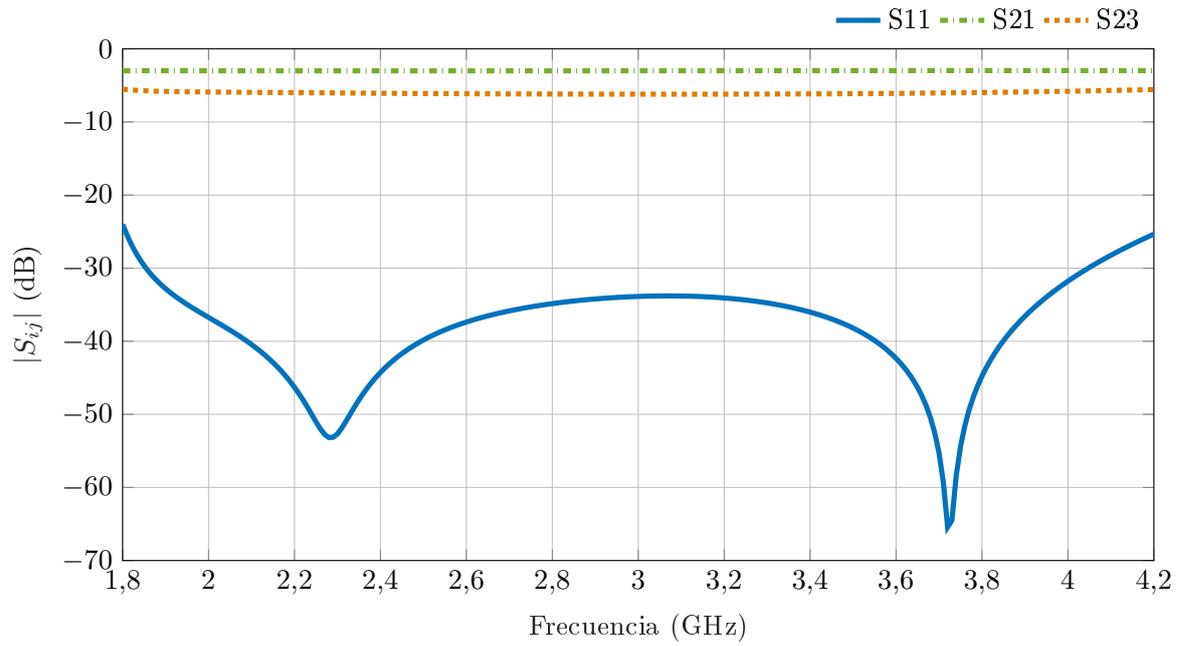
Para el caso de una unión en plano E en guía rectangular compensada, los resultados obtenidos en [33] muestran unas pérdidas de retorno máximas de 17 dB, y el ancho de banda donde se mejoran los 15 dB no supera el 10 % de la frecuencia central de dicha banda. La mejoría que se obtiene al implementar la unión en guía de *double ridge*, tanto en términos de nivel de adaptación como en ancho de banda, es más que notable.

Parámetro	Valor inicial	Valor final
$a$ (guía WRD200D24)	65,786	65,786
$b$ (guía WRD200D24)	30,607	30,607
$c$ (guía WRD200D24)	16,4592	16,4592
$d$ (guía WRD200D24)	13,0048	13,0048
$h_{post}$	4,47	2,8556
$a_{post}$	44,5243	45,4033
$b_{post}$	9,887	10,3704
$h_{adapt}$	0,5245	1,5703
$l_{adapt}$	15,0961	20,3570
$b_{iris}$	14,0922	9,5846
$h_{iris}$	9,7047	11,8256
$delta\_position$	43,6248	32,6572
Longitud de los puertos	50	50

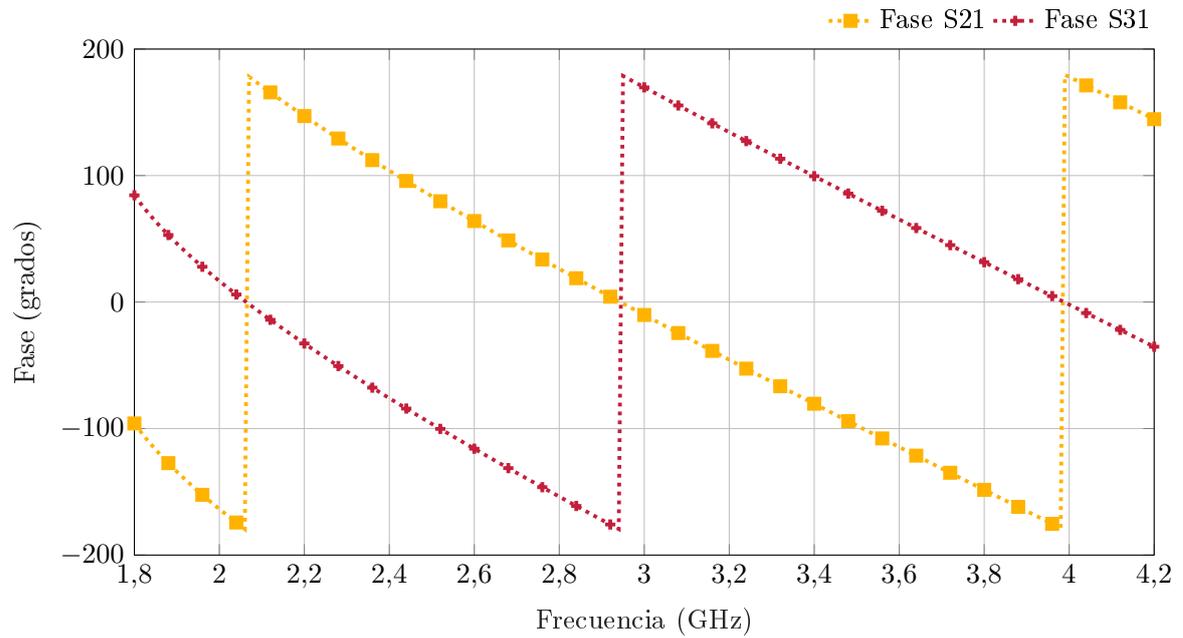
**Tabla 2.2:** Dimensiones iniciales y finales (en mm) de la T en plano E compensada con guía de onda *double ridge*.



**Figura 2.13:** Diseño final de la T en plano E compensada en guía de onda *double ridge*.



**Figura 2.14:** Parámetros S de la T en plano E compensada en guía de onda *double ridge*.



**Figura 2.15:** Fases de la T en plano E compensada en guía de onda *double ridge*.

### 2.3.3 T mágica

La T mágica, por su parte, es lo que se conoce como *unión híbrida* y consiste en una combinación de las dos estructuras anteriores (T en plano E y T en plano H) incluyendo todas sus funcionalidades, que resultan muy útiles para aplicaciones que precisan de la combinación de señales. La forma de esta estructura en guía rectangular se representa en la figura 2.16. Si consideramos el modo fundamental TE<sub>10</sub> en todos sus accesos, es reseñable que los puertos 1 y 4 están aislados por construcción, ya que el campo no se acopla entre ellos (al ser modos con una simetría diferente sobre el plano de simetría de la estructura). Además, se pueden obtener señales sumadas, restadas y en contrafase, tal y como resume la tabla 2.3 [51].

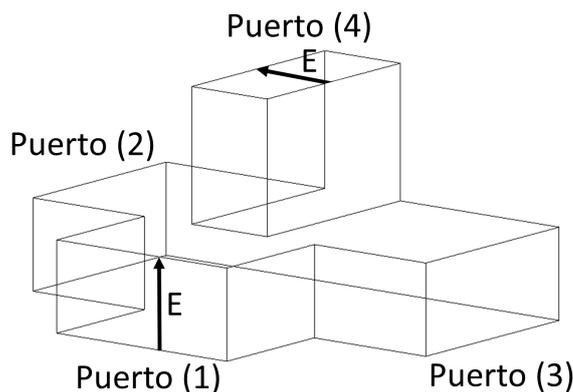


Figura 2.16: T mágica en guía onda rectangular.

Entrada	Salida		
	Puerto	Operación	Desfase
1	2 y 3	reparte (-3 dB)	0° y 0°
4	2 y 3	reparte (-3 dB)	0° y 180°
2 y 3	4	resta/ $\sqrt{2}$	0°
2 y 3	1	suma/ $\sqrt{2}$	0°

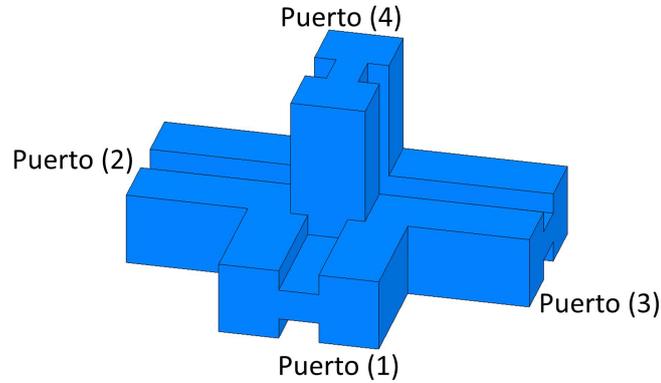
Tabla 2.3: Funcionamiento de una T mágica ideal.

Teniendo en cuenta las condiciones de reciprocidad, simetría y unitariedad en este red de 4 puertos, y si se fuerzan las condiciones para que no haya reflexión por el puerto 1 y el puerto 4 (es decir, que  $S_{11} = S_{44} = 0$ ), se obtiene como resultado la siguiente matriz de parámetros S:

$$S = \begin{pmatrix} 0 & \frac{e^{jm}}{\sqrt{2}} & \frac{e^{jm}}{\sqrt{2}} & 0 \\ \frac{e^{jm}}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & \frac{e^{jr}}{\sqrt{2}} \\ \frac{e^{jm}}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & -\frac{e^{jr}}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{e^{jr}}{\sqrt{2}} & -\frac{e^{jr}}{\sqrt{2}} & 0 \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

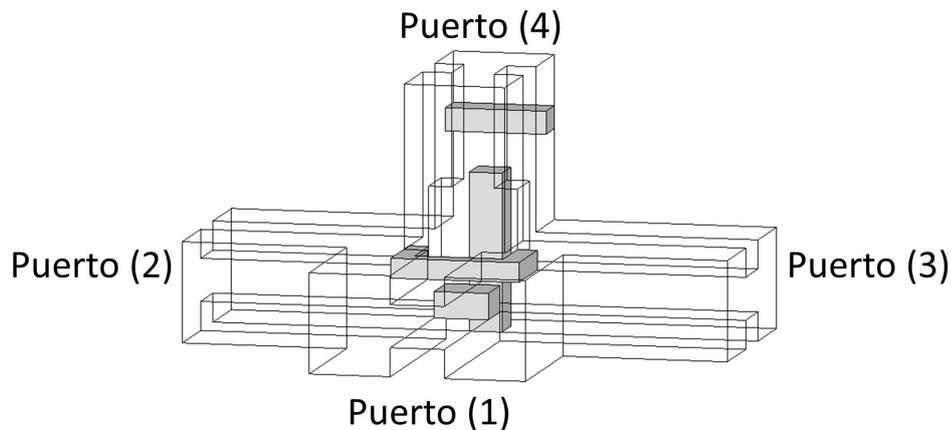
de la que se puede deducir el funcionamiento resumido en la tabla 2.3.

La T mágica que se propone en esta tesis se ha implementado sobre guía de onda *double ridge* (ver figura 2.17), buscando aprovechar de esta manera las ya mencionadas ventajas de este tipo de línea de transmisión en comparación con la guía de onda rectangular convencional.

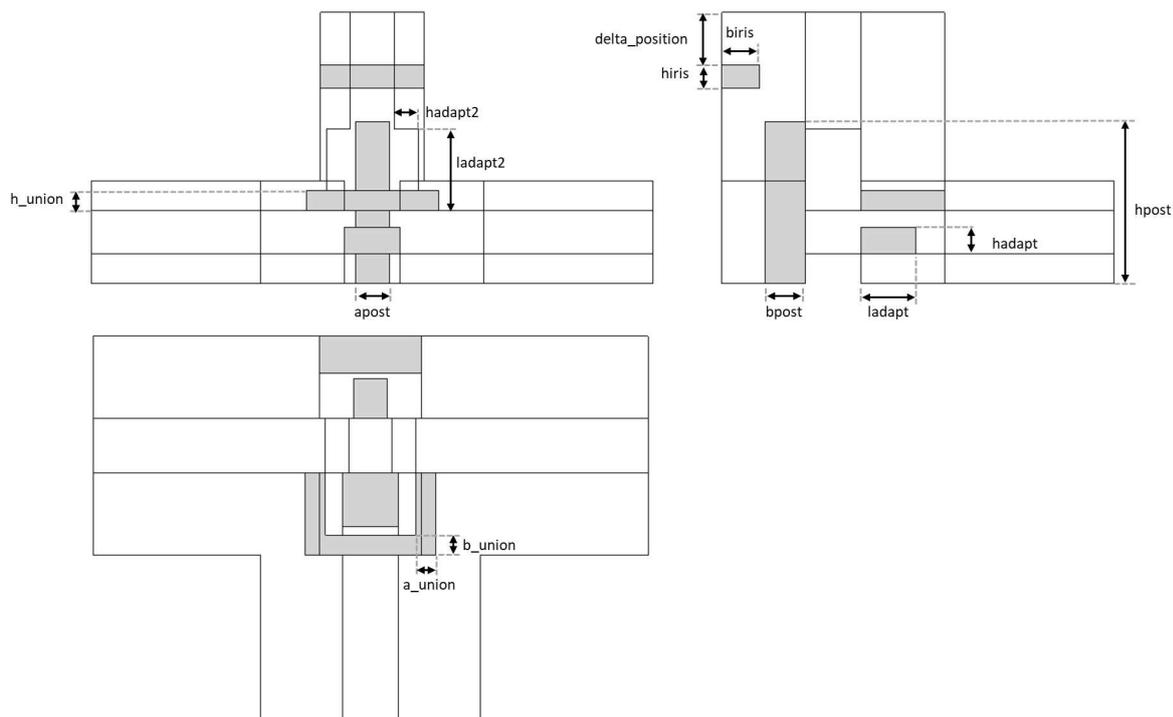


**Figura 2.17:** T mágica en guía de onda *double ridge*.

Para compensar y adaptar la estructura (y teniendo en cuenta que la T mágica es una combinación de las uniones en plano E y plano H tratadas con anterioridad), se han incluido elementos metálicos tales como un poste rectangular en la zona de la unión (centrado por simetría y colocado al fondo para facilitar su fabricación) y un iris en el acceso 4 (compensando los efectos de discontinuidad presentes en la unión); dos adaptadores de impedancia en los puertos 1 y 4, respectivamente; y una U que conecta las *ridges* superiores de los accesos 2 y 3 con la del puerto 1, evitando que se corten las líneas de corriente entre los puertos mencionados. Todos estos elementos (sin optimizar) se pueden ver en la figura 2.18. Por su parte, la figura 2.19 muestra el alzado, planta y perfil de la estructura (también sin optimizar), con las variables tenidas en cuenta en el proceso de diseño (manteniendo fijas las restantes) y que son:  $h_{post}$ ,  $a_{post}$  y  $b_{post}$  para el poste;  $h_{iris}$ ,  $b_{iris}$  y  $\delta_{position}$  para el iris;  $hadapt$  y  $ladapt$  para el adaptador de impedancias del puerto 1;  $hadapt2$  y  $ladapt2$  para el adaptador de impedancias del puerto 4; y  $a_{union}$ ,  $b_{union}$  y  $h_{union}$  para la U.



**Figura 2.18:** Elementos de la T mágica compensada con guía de onda *double ridge*.



**Figura 2.19:** Vistas y variables de diseño de la T mágica compensada con guía de onda *double ridge*.

En el proceso de diseño se ha empleado de nuevo la herramienta de simulación electromagnética Ansys HFSS V.15 [39], realizando primero un análisis paramétrico preliminar de las dimensiones de los elementos introducidos, y posteriormente un proceso de optimización. En dicho análisis paramétrico se han observado como afectan a la respuesta final cada una de las variables implicadas en el proceso de diseño, realizando una variación lineal de las mismas. De esta manera se ha establecido un punto inicial desde el que se ha lanzado el proceso de optimización (ver dimensiones iniciales en la tabla 2.4). Para llevar a cabo éste último se ha utilizado el algoritmo SNLP de HFSS con dos objetivos de optimización:  $S_{11} = 0$  y  $S_{44} = 0$  en toda la banda de interés. Estas dos condiciones son las únicas que tenemos que forzar para que la estructura se comporte de la forma esperada, teniendo en cuenta sus propiedades inherentes de simetría y unitariedad.

Viendo el proceso de diseño (más complicado que para las uniones en plano H y plano E) con más detalle, éste se puede dividir de la siguiente manera:

1. Se estudian los elementos a introducir mediante diversos análisis paramétricos en los que se analiza la respuesta generada por cada uno de ellos (en términos de  $S_{11}$  y  $S_{44}$ ) al ir modificando sus variables de diseño. Se realiza este proceso añadiendo (a la estructura vacía) primero la U, el adaptador de impedancias del puerto 1, el poste, el adaptador de impedancias del puerto 4 y finalmente, el iris. Nótese que conforme se van añadiendo cada uno de los elementos, los anteriores están presentes aunque no se optimicen.
2. Se optimizan las variables del iris y del adaptador de impedancias del puerto 4 con un objetivo de optimización  $S_{11} = S_{44} \leq -16$  dB, pero dando un peso 10 veces superior al objetivo que afecta al puerto 4 ( $S_{44}$ ) frente al objetivo que afecta al puerto 1 ( $S_{11}$ ). Así, se realizan tres procesos de optimización (para forzar al máximo la respuesta) que han requerido un tiempo de algo más de 35 horas en total (con un procesador Intel Core

I5-760 de 2,80 GHz, 16 GB de RAM, con un máximo de 20 pasos y un valor de *Maximum Delta S* de 0,004).

3. Se optimizan las variables de la U y del adaptador de impedancias del puerto 1 con los mismos objetivos de optimización del punto anterior, pero dando esta vez un peso 10 veces superior al objetivo en el puerto 1 ( $S_{11}$ ). Este proceso, de 2 optimizaciones, ha durado algo más de 34 horas.
4. Se optimizan las variables del poste. En esta parte del proceso se ha de destacar que también se ha estudiado la separación del poste a la *ridge* inferior, que se ha igualado a cero (no incluyéndola, por tanto, como variable de diseño) al arrojar el optimizador un valor muy pequeño de la misma (solventando de esta manera posibles problemas de fabricación y efectos de alta potencia). Los objetivos de optimización siguen siendo los mismos que en los puntos anteriores, dando (de nuevo) un peso 10 veces superior al objetivo en el puerto 1 ( $S_{11}$ ). Esta parte ha constado de 3 optimizaciones, consumiendo un tiempo de algo más de 25 horas.
5. Se realiza un último proceso de optimización elemento a elemento (de la U junto al adaptador de impedancias del puerto 1, del poste, del adaptador de impedancias del puerto 4 y del iris), con dos objetivos de optimización con el mismo peso ( $S_{11} = S_{44} \leq -16$  dB). Se ha obtenido el resultado final tras más de 91 horas de optimizaciones (para un total de 4 optimizaciones, con 40 pasos máximos y un *Maximum Delta S* de 0,001) en la misma máquina empleada para realizar todos los pasos anteriores.

En las figuras 2.20 y 2.21 se muestra la evolución de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{44}$  respectivamente, conforme se van añadiendo los distintos elementos de compensación y adaptación.

Tras el proceso de diseño, se ha obtenido como resultado la estructura final mostrada en la figura 2.22, cuyas dimensiones se presentan en la tabla 2.4 (nótese que las dimensiones de la U pueden complicar el proceso de fabricación con tecnología aditiva). Los parámetros S de dicha estructura, así como su comportamiento en fase, se presentan en las figuras 2.23 y 2.24, respectivamente.

Los resultados revelan que las pérdidas de retorno son superiores a 17,5 y 15,5 dB en los puertos 1 y 4, respectivamente, para toda la banda de interés. Tal y como se espera a la vista de la teoría (ver ecuación (2.13)), la magnitud de los coeficientes de transmisión  $S_{21}$  y  $S_{24}$  está en torno a  $-3$  dB (dividiendo la potencia que entra por el puerto 1 o 4 a partes iguales entre los puertos 2 y 3). Por su parte, y como se espera por construcción, el valor del parámetro  $S_{41}$  muestra que los puertos 1 y 4 están desacoplados. En cuanto al comportamiento de las fases de la T mágica, los resultados muestran que los puertos 2 y 3 están en fase cuando la señal entra por el acceso 1, y que estos mismos puertos están en contrafase (desfase de aproximadamente  $180^\circ$ ) cuando el puerto de entrada es el 4, tal y como se deriva de la expresión de los parámetros S recogida en (2.13) y de lo indicado en la tabla 2.3.

Si comparamos estos resultados con los obtenidos para una T mágica en guía rectangular compensada [33], podemos observar nuevamente la gran ventaja en términos de ancho de banda de una implementación en guía *double ridge*. Aunque para una guía rectangular, se puede lograr un nivel de adaptación muy alto a una frecuencia, el ancho de banda en el que se puede lograr que las pérdidas de retorno tanto en el puerto 1 como en el puerto 4 sean mejores que 15 dB es del orden de sólo un 5% de la frecuencia central.

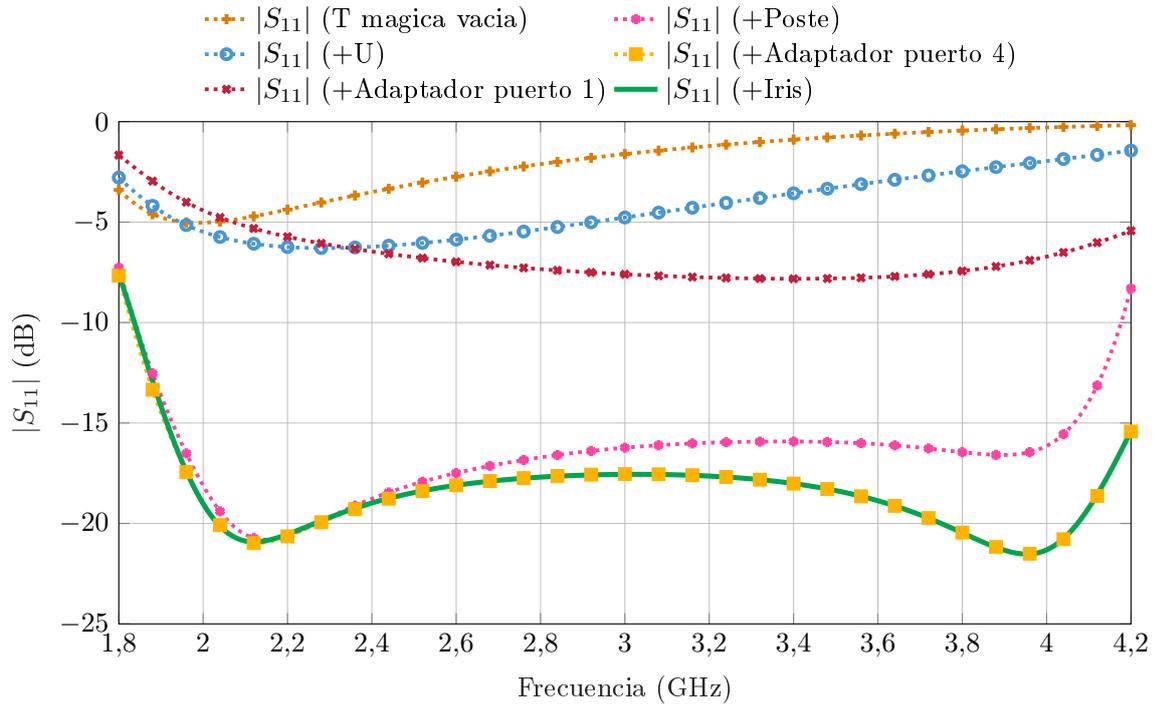


Figura 2.20: Parámetros  $S_{11}$  de la T mágica al ir añadiendo elementos de compensación.

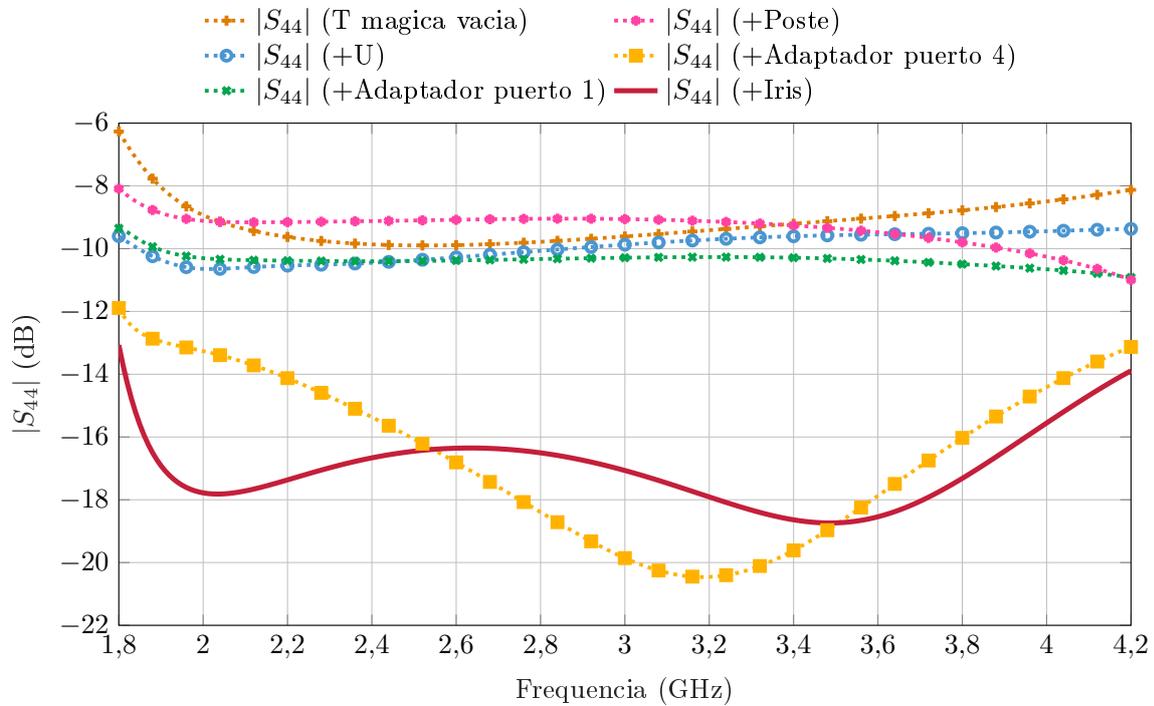


Figura 2.21: Parámetros  $S_{44}$  de la T mágica al ir añadiendo elementos de compensación.

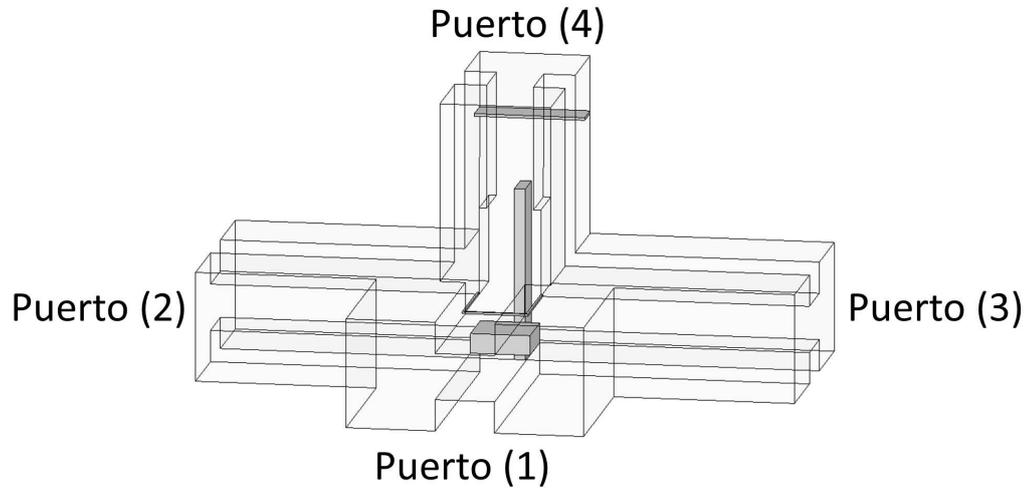


Figura 2.22: T mágica diseñada con compensación en guía de onda *double ridge*.

Parámetro	Valor inicial	Valor final
$a$ (guía WRD200D24)	65,786	65,786
$b$ (guía WRD200D24)	30,607	30,607
$c$ (guía WRD200D24)	16,4592	16,4592
$d$ (guía WRD200D24)	13,0048	13,0048
$h_{post}$	42	48,0694
$a_{post}$	4	3,0369
$b_{post}$	5	10,1066
$h_{iris}$	1	0,7358
$b_{iris}$	12	8,7920
$\delta_{position}$	23	15,5128
$h_{adapt}$	6	5,5251
$l_{adapt}$	20	16,0535
$h_{adapt2}$	2,5	2,0293
$l_{adapt2}$	21	24,2672
$a_{union}$	3	0,5818
$b_{union}$	1	0,5759
$h_{union}$	2,5	0,5661
Longitud de los puertos	50	50

Tabla 2.4: Dimensiones iniciales y finales (en mm) de la T mágica compensada en guía de onda *double ridge*.

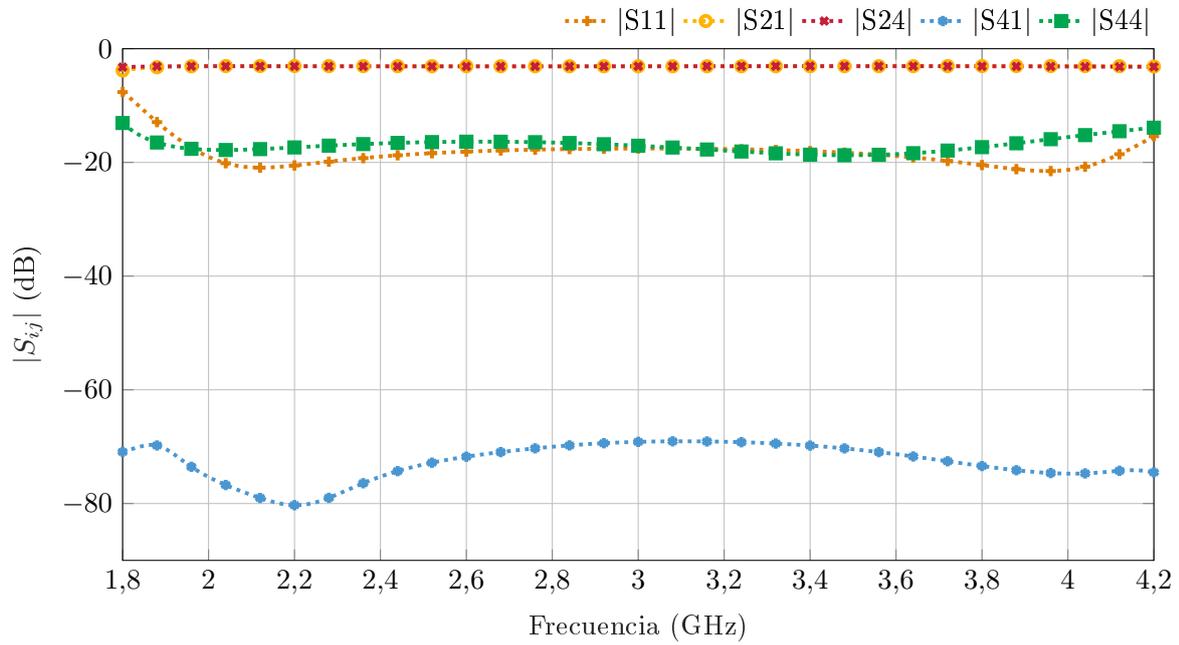


Figura 2.23: Parámetros S de la T mágica compensada en guía de onda *double ridge*.

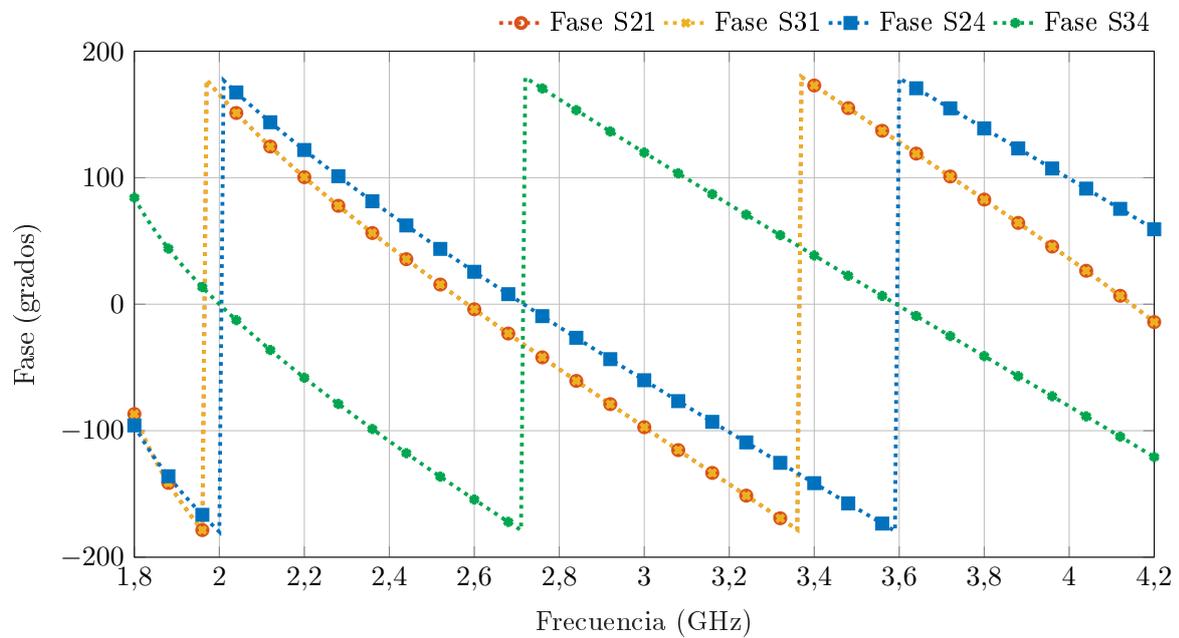


Figura 2.24: Fases de la T mágica compensada en guía de onda *double ridge*.

### 2.3.4 T mágica escalada

Siguiendo la tendencia de aumentar cada vez más las frecuencias de operación de los dispositivos pasivos de microondas, se ha escalado el diseño de la T mágica anterior, dejando constancia de que la solución funciona también a más altas frecuencias. En este caso, consideraremos como banda de trabajo el rango que va desde 7.5 hasta 15 GHz (cubriendo, de esta manera, toda la banda X y parte de la banda K<sub>u</sub>), empleando como accesos la guía de onda *double ridge* estándar WRD750D24. El rango de operación recomendado de esta guía *ridge* abarca desde los 7.5 GHz hasta los 18 GHz.

Parámetro	Valor
$a$ (guía WRD750D24)	17,551
$b$ (guía WRD750D24)	8,153
$c$ (guía WRD750D24)	4,394
$d$ (guía WRD750D24)	3,454
$h_{post}$	12,8185
$a_{post}$	0,7581
$b_{post}$	2,7429
$h_{iris}$	0,1918
$b_{iris}$	2,3499
$\delta_{position}$	4,1224
$h_{adapt}$	1,4734
$l_{adapt}$	4,2809
$h_{adapt2}$	0,5411
$l_{adapt2}$	6,3307
$a_{union}$	0,1551
$b_{union}$	0,1536
$h_{union}$	0,151
Longitud de los puertos	13,3333

**Tabla 2.5:** Dimensiones finales (en mm) de la T mágica redimensionada, en guía de onda *double ridge*.

Para llevar a cabo este diseño, se han reescalado todas las dimensiones de la T mágica mediante un factor de corrección que se obtiene del cociente entre las medidas de la guía de onda WRD750D24 y las de la guía de onda WRD200D24. Posteriormente se ha reoptimizado toda la estructura obteniendo las dimensiones finales contenidas en la tabla 2.5.

Tal y como muestra la gráfica de parámetros S de la figura 2.25, esta estructura consigue que los valores de los módulos de  $S_{11}$  y  $S_{44}$  sean menores a  $-17,4$  y  $-16$  dB, respectivamente, en toda la banda de interés. El comportamiento de las fases también es acorde a lo esperado según la teoría.

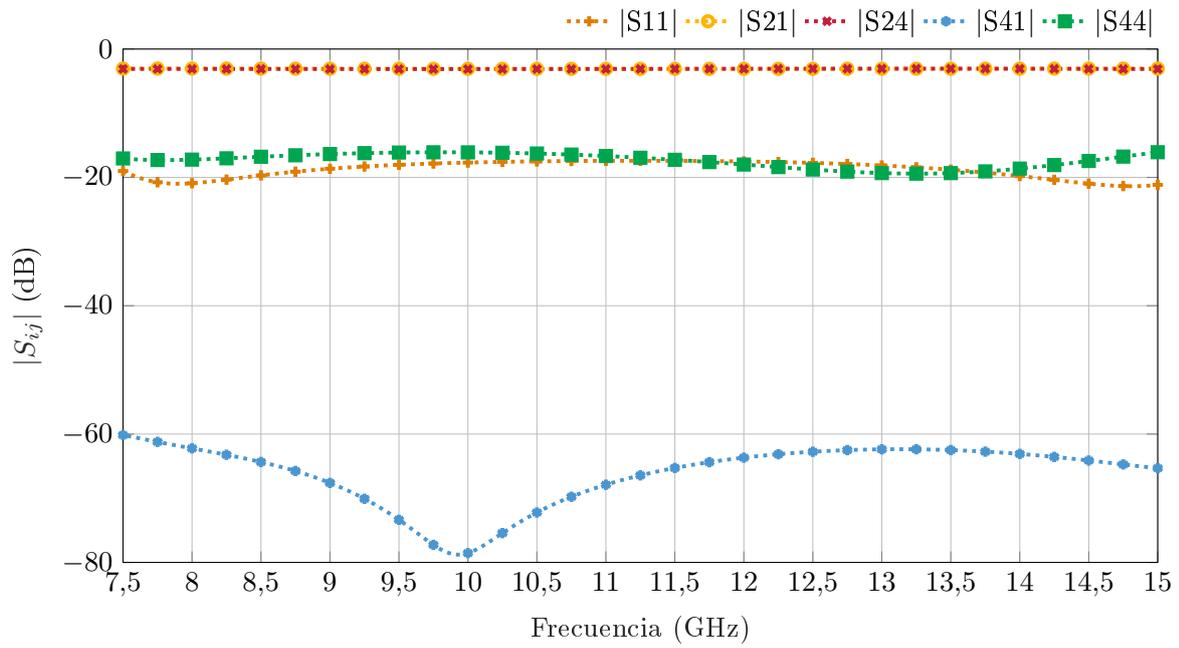


Figura 2.25: Parámetros S de la T mágica redimensionada y con compensación en guía de onda *double ridge*.

## Capítulo 3

# Síntesis dimensional de filtros mediante el método del *slope parameter*

En este capítulo se propone un nuevo procedimiento de síntesis dimensional de filtros de microondas basado en la técnica del *slope parameter*. Dicho procedimiento, que mejora el método de síntesis clásico utilizado hasta ahora, se explica en detalle, mostrando sus ventajas, y desarrollando un procedimiento iterativo y automatizado que resuelve la estructura en pocas iteraciones. Para ilustrar el método se han diseñado cuatro filtros de modo evanescente con guía *ridge* para distintos anchos de banda. Además, este método ha sido utilizado también para el diseño de un nuevo tipo de radiadores alimentados mediante filtros de modo evanescente.

Este método mejora, respecto al procedimiento clásico, la equivalencia entre la estructura real y el prototipo circuital, incluyendo todos los efectos de carga de los elementos de acoplo, y transfiriendo la dependencia con la frecuencia de dichos elementos al comportamiento de los resonadores adyacentes (mediante la modificación de sus respectivos parámetros de pendiente o *slope parameter*). De esta manera, nos encontramos ante un proceso de síntesis que facilita el proceso de diseño, al arrojar un punto inicial mucho más próximo a la estructura final. Como resultado, se reduce la tarea de optimización final, pudiendo incluso prescindir de la misma en algunos casos.

### 3.1 Introducción

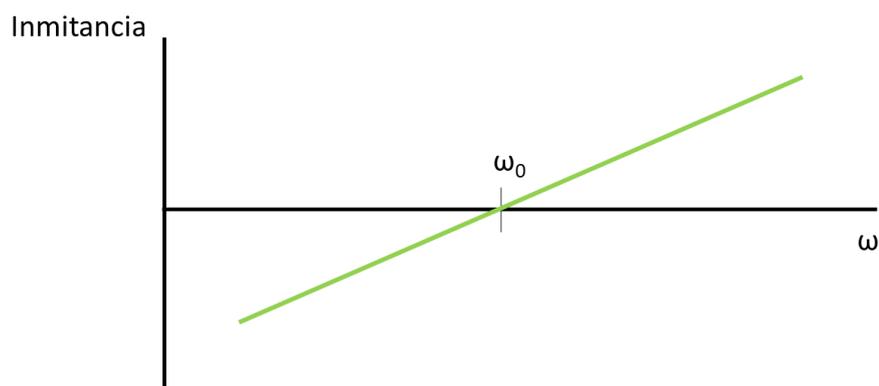
Habitualmente, el diseño de filtros de microondas se suele llevar a cabo mediante un procedimiento que consta de tres conocidos pasos [11], [65], [66]:

1. Realizar una síntesis analítica de un prototipo circuital. Éste ha de ser lo suficientemente simple como para ser sintetizado de forma analítica y, al mismo tiempo, aproximarse lo más posible a la estructura real a diseñar.
2. Efectuar una síntesis dimensional del filtro, estableciendo una equivalencia con el modelo circuital que se realiza normalmente elemento a elemento.
3. Optimizar las dimensiones del filtro completo para cumplir con las especificaciones requeridas.

La mayor dificultad (y el mayor coste computacional) de este proceso suele residir en el último paso, por lo que la confiabilidad y velocidad del método depende fundamentalmente de las

dimensiones iniciales extraídas tras la síntesis dimensional (paso 2). La precisión de estas dimensiones dependerá del grado de correspondencia logrado entre el prototipo circuital y la estructura real.

Los dos primeros pasos de este procedimiento genérico se basan normalmente en la técnica de Cohn [16], que posteriormente fue aplicada por Matthaei [67] a una gran variedad de filtros. Gracias al uso de los inversores de inmitancias [16], es posible realizar un diseño modular de los elementos de acoplo y resonadores. Esta técnica proporciona dos parámetros libres en los resonadores del prototipo circuital, para ajustar el comportamiento con la frecuencia del resonador real: su frecuencia central y su parámetro de pendiente o *slope parameter*. Éste último, es un parámetro que hace referencia a la pendiente de la inmitancia del resonador (reactancia o susceptancia, para caso serie o paralelo, respectivamente). La figura 3.1 representa la reactancia/susceptancia de un resonador ideal en función de la pulsación  $\omega$ . Si asumimos que el resonador no tiene pérdidas, esta figura define su comportamiento. La pulsación a la que dicha inmitancia se hace cero es de hecho la frecuencia de resonancia  $\omega_0$ , y el *slope parameter* es proporcional a la pendiente en dicha pulsación. Por tanto, la inmitancia de un resonador se modela mediante su pulsación de resonancia y la pendiente de su reactancia/susceptancia con la pulsación. Con estos parámetros se obtiene un ajuste perfecto en un caso ideal, como el mostrado en la figura 3.1. En un caso real, la reactancia/susceptancia no tiene una variación totalmente lineal con la frecuencia y el valor del *slope parameter* cambia también con la frecuencia.



**Figura 3.1:** Reactancia/susceptancia de un resonador ideal en función de la pulsación  $\omega$ .

Tradicionalmente, las técnicas de síntesis usan el *slope parameter* de un resonador ideal aislado a la frecuencia central del filtro. Además, los efectos relacionados con la variación en frecuencia de los elementos de acoplo reales no son tenidos en cuenta, al usar normalmente inversores de inmitancia independientes con la frecuencia en los prototipos (condición necesaria para llevar a cabo una síntesis analítica). Como resultado, la correspondencia entre el prototipo circuital y la estructura real se degrada conforme nos alejamos de la frecuencia central, lo que empeora la estructura sintetizada en el paso 2, siendo necesaria la realización de pesadas optimizaciones para alcanzar el resultado deseado. Este efecto aumenta cuanto mayor sea el ancho de banda de paso del filtro, o cuando sus ventanas de acoplo presentan una dependencia más fuerte con la frecuencia (por ese motivo, las técnicas clásicas de diseño suelen dar resultados relativamente buenos cuando el ancho de banda es estrecho).

La precisión de la síntesis dimensional clásica puede mejorarse incluyendo el comportamiento real en frecuencia no sólo de los resonadores sino también de los elementos de acoplo. Uno de los primeros trabajos en esta dirección fue el publicado por Levy en [20] para filtros con guía

de onda en plano H. En este método se considera una variación concreta con la frecuencia para los inversores de inmitancia (la de una inductancia paralelo ideal), obteniendo un mapeado en frecuencia (conversión de la pulsación de paso bajo a paso banda) actualizado. Con todo, se trata un procedimiento de síntesis analítico aproximado, al no considerar, por ejemplo, los efectos del primer y último inversor de impedancia de forma rigurosa.

Por otro lado, el método mostrado en [19] va un paso más allá extrayendo la dependencia con la frecuencia de cada elemento de acoplo mediante simulación electromagnética, e introduciéndola en los resonadores adyacentes del prototipo circuital. Por lo tanto, los resonadores mostrarán un comportamiento diferente a cada frecuencia. El prototipo resultante se corresponde fielmente con la estructura real (despreciando únicamente las interacciones de modos de orden superior), pero no puede ser sintetizado mediante técnicas analíticas. Esto complica el procedimiento al tener que elaborar una técnica muy compleja para asegurar la síntesis de dicho prototipo. Sin embargo, el procedimiento iterativo descrito en [19] para filtros inductivos es capaz de sintetizar unas estructuras que, en la mayoría de los casos, no requieren de una optimización final.

Alternativamente, la técnica propuesta en [21] es capaz de trasladar parte de la dependencia en frecuencia de los elementos de acoplo a los resonadores adyacentes de una forma simple y genérica. En este método se desarrolla un modelo electromagnético de los elementos de acoplo aislados, de manera que son modelados como inversores de inmitancia ideales con una susceptancia paralelo (o reactancia serie) dependiente de la frecuencia a cada lado. Posteriormente estas susceptancias (o reactancias) son absorbidas por los resonadores adyacentes, modificando el *slope parameter* de éstos, que ahora tiene en cuenta, aunque de forma parcial, sus condiciones de carga. Esta técnica ha sido revisada y aplicada para el diseño de filtros en plano H en [23] y de modo evanescente en [68], mejorando claramente la precisión de la síntesis dimensional de las técnicas tradicionales de diseño basadas en el método de Cohn.

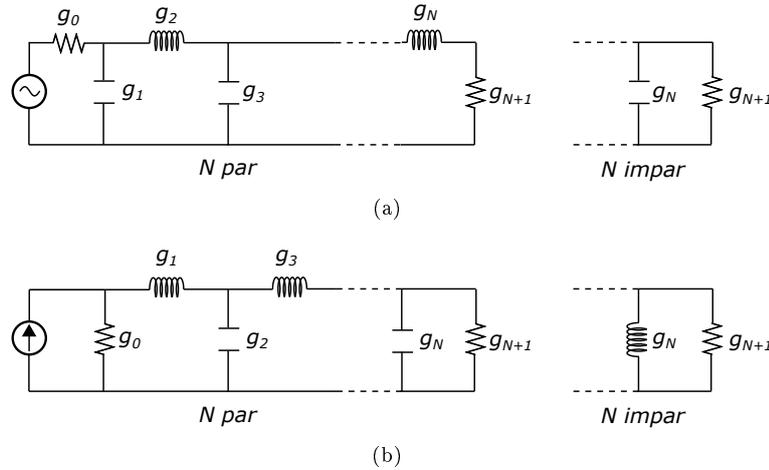
A pesar de esto, la técnica resultante tiene algunas limitaciones. Por un lado, el valor de la constante de inversión del inversor de inmitancias que modela al elemento de acoplo es aún dependiente con la frecuencia (en contraste con los inversores del prototipo circuital con el que se establece la equivalencia). Por otro lado, las contribuciones del *slope parameter* del resonador (que es evaluado analíticamente de forma ideal) y de los elementos de acoplo adyacentes se computan de forma separada, de tal manera que se desprecian las interacciones de orden superior entre los diferentes elementos que forman el resonador electromagnético. Además, la técnica está formulada únicamente para estructuras uniformes, donde todos los resonadores y los puertos de entrada/salida tengan la misma longitud de onda en la guía. Esto hace, que en filtros de modo evanescente, por ejemplo, no se puedan utilizar guías de onda rectangular con frecuencias de corte distintas en los puertos de entrada y salida [68].

En esta tesis doctoral se propone un novedoso procedimiento genérico que afronta las mencionadas limitaciones del método del *slope parameter* presentes en [21], [23], [68], mejorando de esta manera la precisión de la estructura sintetizada en su correspondencia con el prototipo circuital. Como resultado, se reduce de forma importante la complejidad de la optimización final, siendo en muchos casos prácticamente innecesaria.

## 3.2 Síntesis dimensional con el método del *slope parameter*

### 3.2.1 Prototipo circuital

La técnica del *slope parameter* tiene su origen en el prototipo paso bajo normalizado de elementos concentrados (con coeficientes normalizados  $g_i$ ) mostrado en la figura 3.2 en su configuración serie (a) y paralelo (b). Así, dicho prototipo está formado por  $N+2$  elementos, siendo  $N$  el orden del filtro, y donde  $g_i$  será la inductancia de una bobina serie o la capacitancia de un condensador en paralelo;  $g_0$  la impedancia o conductancia del generador; y  $g_{N+1}$  la impedancia o conductancia de la carga. Nótese que el circuito paralelo es el caso dual del circuito serie, y ambos proporcionan la misma respuesta paso bajo.



**Figura 3.2:** Prototipo paso bajo de elementos concentrados en formato (a) serie y (b) paralelo para un filtro de orden  $N$ .

Este prototipo de elementos concentrados es el utilizado por Cohn [16] para desarrollar su método, siendo también empleado en los métodos basados en *slope parameter* más recientes [21], [23], [68], como revela el uso de los coeficientes normalizados  $g_i$  en su formulación.

El primer paso consiste en transformar el prototipo paso bajo original en un prototipo donde todos los elementos son bobinas en serie (para el formato serie) o condensadores en paralelo (para el formato paralelo) de valores  $\tilde{g}_i$  arbitrarios, y que están separados entre sí por inversores de impedancia (o admitancia en el caso paralelo) de valor:

$$K_{i,i+1} = \sqrt{\frac{\tilde{g}_i \tilde{g}_{i+1}}{g_i g_{i+1}}} \quad i = 0, 1, 2, \dots, n \quad (3.1a)$$

$$J_{i,i+1} = \sqrt{\frac{\tilde{g}_i \tilde{g}_{i+1}}{g_i g_{i+1}}} \quad i = 0, 1, 2, \dots, n \quad (3.1b)$$

donde  $\tilde{g}_i$  son parámetros libres a elegir correctamente, mientras que  $g_i$  son los coeficientes normalizados (es decir con  $g_0 = 1$ ) del prototipo paso bajo (de la figura 3.2) relacionados con la forma de la función de transferencia escogida.

### 3.2.2 Mapeado en frecuencia

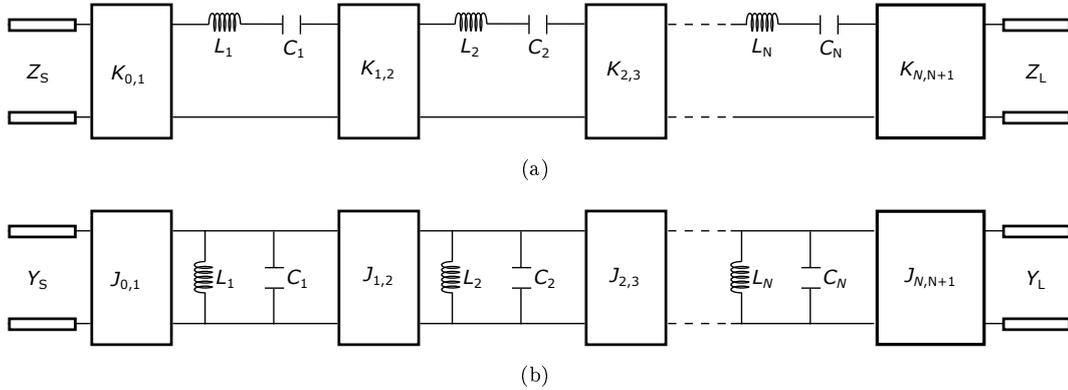
El mapeado en frecuencia (o transformación en frecuencia) es el paso necesario para trasladar la pulsación desde el dominio paso bajo al dominio paso banda, y que también ha de ser elegido de forma correcta. La forma tradicional de realizar este mapeado es en  $\omega$ , es decir, con una conversión de la pulsación normalizada paso bajo  $\omega'$  de la siguiente manera:

$$\omega' \mapsto \frac{1}{\Delta\omega} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (3.2a)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2} \quad (3.2b)$$

$$\Delta\omega = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}. \quad (3.2c)$$

donde  $\omega_0$  es la frecuencia de resonancia del filtro, y  $\Delta\omega$  el ancho de banda relativo definido por las pulsaciones de corte de la banda de paso  $\omega_1$  y  $\omega_2$ . El prototipo resultante tras este mapeado en frecuencia es el mostrado en la figura 3.3, tanto en su configuración serie como paralelo.



**Figura 3.3:** Prototipo pasobanda con inversores de inmitancia en formato (a) serie y (b) paralelo para un filtro de orden  $N$ .

Este mapeado (3.2) puede utilizarse en estructuras no uniformes, donde la longitud de onda guiada  $\lambda_g$  es distinta en los resonadores y en los puertos de entrada/salida.

No obstante, para filtros uniformes (con la misma  $\lambda_g$  en toda la estructura) en guía de onda, y teniendo en cuenta el comportamiento dispersivo (que puede afectar a la frecuencia central, al ancho de banda, y en general, a la respuesta en banda) cuando la frecuencia de corte es distinta de cero ( $f_c \neq 0$ ), es posible generalizar el mapeado (3.2) de la siguiente forma:

$$\omega' = \frac{2\pi c}{\lambda'} \mapsto \frac{1}{\Delta\lambda_g} \left( \frac{\lambda_{g_0}}{\lambda_g} - \frac{\lambda_g}{\lambda_{g_0}} \right) \quad (3.3a)$$

$$\lambda_{g_0} = \sqrt{\lambda_{g_1}\lambda_{g_2}} \quad (3.3b)$$

$$\Delta\lambda_g = \frac{\lambda_{g_0}}{\lambda_{g_2}} - \frac{\lambda_{g_0}}{\lambda_{g_1}} = \frac{\lambda_{g_1} - \lambda_{g_2}}{\lambda_{g_0}} \quad (3.3c)$$

donde la longitud de onda guiada a la frecuencia central  $\lambda_{g_0}$  y el ancho de banda fraccional  $\Delta\lambda_g$  se obtienen forzando que las frecuencias extremo de la banda de paso  $f_1$  y  $f_2$  deban estar

mapeadas con  $\omega' = \pm 1$ . Los parámetros  $\lambda_{g_1}$  y  $\lambda_{g_2}$  son la longitud de onda en la guía a  $f_1$  y  $f_2$ , respectivamente.

En el caso de que la guía sea no dispersiva ( $f_c = 0$ ), es fácil comprobar que ambos mapeados coinciden.

### 3.2.3 Obtención de los inversores de admitancias

Después de fijar el mapeado en frecuencia (3.3), y considerando por ejemplo una configuración paralelo (figura 3.3(b)) la admitancia correspondiente al elemento capacitivo paralelo  $\tilde{g}_i$  del prototipo de la figura 3.3 toma la forma:

$$j\omega' \tilde{g}_i \mapsto jB_i = j \left[ \frac{2\pi c}{\lambda_g} \left( \frac{\tilde{g}_i \lambda_{g_0}}{\Delta \lambda_g 2\pi c} \right) - \frac{1}{\frac{2\pi c}{\lambda_g} \left( \frac{\Delta \lambda_g \lambda_{g_0}}{\tilde{g}_i 2\pi c} \right)} \right] \quad (3.4)$$

que se corresponde con un circuito compuesto por capacitancias  $C_i$  e inductancias  $L_i$  dadas por

$$C_i = \frac{\tilde{g}_i \lambda_{g_0}}{\Delta \lambda_g 2\pi c} \quad , \quad L_i = \frac{\Delta \lambda_g \lambda_{g_0}}{\tilde{g}_i 2\pi c} \quad (3.5)$$

tras tener en cuenta que  $2\pi c/\lambda_g$  asume el papel de la frecuencia angular  $\omega = 2\pi c/\lambda$  en una guía dispersiva. Nótese además que los valores  $C_i$  y  $L_i$  cumplen la relación

$$\frac{2\pi c}{\lambda_{g_0}} = \frac{1}{\sqrt{L_i C_i}} \quad (3.6)$$

puesto que todos los resonadores del prototipo resuenan a la frecuencia  $f_0$  donde  $\lambda_g$  se iguala con  $\lambda_{g_0}$ , esto es

$$f_0 = \sqrt{\left( \frac{c}{\lambda_{g_0}} \right)^2 + f_c^2} \quad (3.7)$$

El *slope parameter* de la susceptancia transformada  $B_i$  en (3.4), operando en el dominio  $\lambda_g$ , viene dado por:

$$b_i(\lambda_g) = \frac{\pi c}{\lambda_g} \frac{dB_i}{d\left(\frac{2\pi c}{\lambda_g}\right)} = \frac{1}{2\lambda_g} \frac{dB_i}{d\lambda_g^{-1}} = \frac{1}{2} \frac{\tilde{g}_i}{\Delta \lambda_g} \left( \frac{\lambda_{g_0}}{\lambda_g} + \frac{\lambda_g}{\lambda_{g_0}} \right) \quad (3.8)$$

que depende de la longitud de onda y por lo tanto, de la frecuencia. Particularizando la expresión a la frecuencia de resonancia ( $\lambda_g = \lambda_{g_0}$ ), se obtiene el *slope parameter*  $b_i$  del  $i$ -ésimo resonador del prototipo:

$$b_i = b_i(\lambda_{g_0}) = \frac{\tilde{g}_i}{\Delta \lambda_g} = \sqrt{\frac{C_i}{L_i}} \quad (3.9)$$

El resultado anterior nos indica que el parámetro libre  $\tilde{g}_i$  de cada resonador LC del prototipo debe ser elegido de forma que ajuste el *slope parameter* del resonador real  $b_i$ , de manera que se establezca la mejor relación posible entre el prototipo y la estructura real:

$$\tilde{g}_i = b_i \Delta \lambda_g \quad (3.10)$$

Con todo, tras usar (3.10) en (3.1), se obtiene la forma final de los parámetros de los inversores de admitancias  $J_{i,i+1}$ :

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{Y_S \Delta \lambda_g b_1}{g_0 g_1}} \quad (3.11a)$$

$$J_{i,i+1} = \Delta \lambda_g \sqrt{\frac{b_i b_{i+1}}{g_i g_{i+1}}}, \quad i = 1, 2, \dots, N-1 \quad (3.11b)$$

$$J_{N,N+1} = \sqrt{\frac{\Delta \lambda_g b_N Y_S}{g_N g_{N+1}}} \quad (3.11c)$$

donde  $\tilde{g}_0$  y  $\tilde{g}_{N+1}$  se eligen para ser igual que las admitancias de fuente y carga ( $Y_S$  y  $Y_L$ , respectivamente) a  $f_0$ . Obsérvese como el valor del *slope parameter* de los resonadores altera el valor de los inversores de inmitancias del circuito.

Es importante señalar que el prototipo resultante es sincrónico a  $f_0$  (es decir, todos los resonadores resuenan a  $f_0$ ) y que tiene elementos independientes con la frecuencia (inversores de inmitancia, valores de *slope parameter* de los resonadores y admitancias de entrada/salida). Esta simplificación permite sintetizar dicho prototipo de forma analítica para funciones de transferencia todo-polos, una vez que se conoce el *slope parameter*  $b_i$  de los resonadores reales.

Para el caso de un prototipo clásico con resonadores serie e inversores de impedancia, se obtienen unas expresiones duales a las recién deducidas.

### 3.2.4 Obtención del *slope parameter* en el procedimiento clásico

En la síntesis dimensional clásica, el *slope parameter* de los resonadores se toma del valor teórico que presenta a la frecuencia de resonancia  $f_0$ :

$$b_i = \frac{\omega}{2} \frac{dB_i}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} \iff f_c = 0 \quad (3.12a)$$

$$b_i = \frac{1}{2\lambda_g} \frac{dB_i}{d\lambda_g^{-1}} \Big|_{\lambda_g=\lambda_{g_0}} \iff f_c \neq 0 \quad (3.12b)$$

Para el caso de un resonador ideal aislado en guía de onda, con una longitud eléctrica  $p\lambda_{g_0}/2$  (siendo  $p$  el orden de resonancia del modo TE<sub>10</sub>), cortocircuitado en sus dos extremos y con admitancia  $Y_0$ , el *slope parameter* viene dado por:

$$b_{ideal} = \left(\frac{p\pi}{2}\right) Y_0 \left(\frac{\lambda_{g_0}}{\lambda_0}\right)^2 \iff f_c = 0 \quad (3.13a)$$

$$b_{ideal} = Y_0 \left(\frac{p\pi}{2}\right) \iff f_c \neq 0, \quad (3.13b)$$

donde  $Y_0$  se corresponde con la admitancia característica de la guía de onda y  $\lambda_0$  con la longitud de onda en el vacío a  $f_0$ . La expresión normalmente empleada es la correspondiente al mapeado en  $\omega$ , si bien para filtros uniformes con líneas dispersivas parece más apropiado emplear el mapeado en  $\lambda_g$ .

Tradicionalmente, el conjunto de expresiones contenidas en (3.11) y (3.13) trabajando en  $\omega$  han sido utilizadas masivamente en los procesos de síntesis de filtros de microondas. Normalmente se han utilizado en formato normalizado, asumiendo que todos los resonadores tienen un *slope parameter*  $b_i$  idéntico al emplear el mismo tipo de resonadores (y que se suele normalizar a un valor igual a la unidad) [11], [66]. En dichos procedimientos se realizan dos pasos fundamentales:

1. Se ajusta la variable de diseño de los elementos de acoplo (como puede ser el tamaño de una ventana inductiva) para implementar la constante de inversión fijada por (3.11), teniendo en cuenta que ésta se corresponde con un valor de  $S_{11}$  (a  $f_0$ ) acorde a la relación

$$\frac{J_{i,i+1}}{\sqrt{Y_{0,i}Y_{0,i+1}}} = \sqrt{\frac{1 - |S_{11}|}{1 + |S_{11}|}} \Bigg|_{\omega=\omega_0}, \quad i = 0, 1, \dots, n \quad (3.14)$$

donde  $Y_{0,j}$  es la admitancia característica de la línea/resonador  $i$  a la frecuencia central  $f_0$  del filtro.

2. Se determina la variable de diseño de cada resonador para que resuene a la frecuencia  $f_0$  deseada, incluyendo el efecto de los elementos de acoplo adyacentes. En el caso de que esta variable sea la longitud del resonador (como ocurre normalmente), se calcula como sigue, teniendo en cuenta las fases de entrada y salida de los elementos de acoplo ( $\varphi_{11}$  y  $\varphi_{22}$ , respectivamente):

$$l_r = \frac{\lambda_{g_0}}{4\pi}(\varphi_{11} + \varphi_{22}) + \frac{(n)\lambda_{g_0}}{2} \quad (3.15)$$

donde  $n$  se ajusta para lograr el valor de resonancia adecuado (por ejemplo, para filtros de modo evanescente  $n = p - 1$  y en filtros inductivos  $n = p$ ).

La principal imprecisión de este método reside en el hecho de que no se tiene en cuenta de forma adecuada el efecto de carga de los elementos de acoplo de los resonadores. Dichos elementos modifican los campos electromagnéticos en el interior de las cavidades resonantes a los que están conectados, afectando a su comportamiento. Por esto, no es posible establecer con exactitud donde acaba un resonador y empieza su elemento de acoplo adyacente. Así, de la misma manera que los elementos de acoplo cambian el tamaño de los resonadores adyacentes (aspecto presente en el procedimiento clásico recién descrito), también alteran sus *slope parameters*, haciendo que sean diferentes a los teóricos de un resonador aislado. Este motivo, sumado al hecho de que la constante de inversión de los inversores reales cambia con la frecuencia, degrada el resultado de la síntesis dimensional clásica. Como resultado, el esfuerzo computacional requerido en la optimización electromagnética final de la estructura se ve incrementado.

### 3.2.5 Extracción del *slope parameter* con el nuevo procedimiento

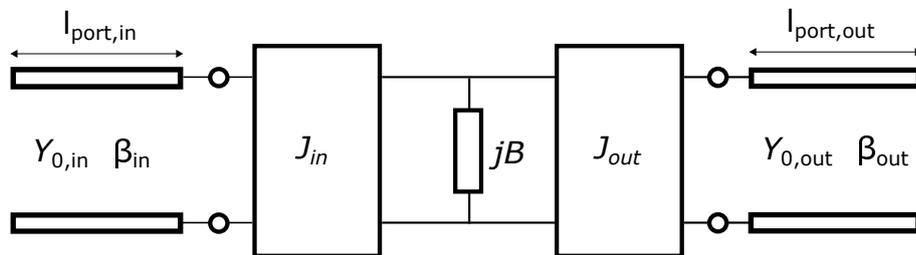
El procedimiento clásico de síntesis de filtros de microondas, descrito en la sección 3.2.4, es el empleado normalmente para obtener las dimensiones de una estructura inicial a partir de la cual realizar una optimización electromagnética, tal y como lo demuestra su aparición masiva en la literatura técnica.

En aras de mejorar la precisión de esta técnica, en [21] se propone un procedimiento que tiene en cuenta el *slope parameter* de una forma más efectiva. En dicho trabajo, la dependencia con la frecuencia de cada elemento de acoplo aislado es extraída y asignada al *slope parameter* de sus resonadores adyacentes. De esta manera se mejora la precisión de los resultados. No obstante, el modelo presenta algunas deficiencias. Concretando, este procedimiento trata los elementos de forma aislada, eliminando las interacciones de orden superior que se producen en el conjunto inversor-resonador-inversor y despreciando el efecto que tienen los inversores de inmitancia del circuito, cuya constante de inversión varía (normalmente de forma no lineal) con la frecuencia.

En esta tesis doctoral se va un paso más allá y se propone un nuevo método en el que, haciendo uso de herramientas de simulación, se tienen en cuenta los efectos de orden superior, así como el comportamiento efectivo en frecuencia de los resonadores reales cargados con sus elementos de acoplo. Con todo, se establece una correspondencia más precisa con el prototipo circuital.

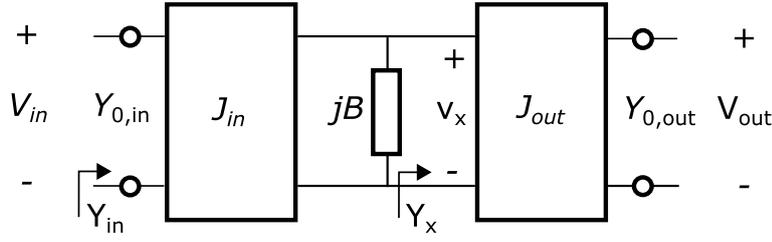
El procedimiento en cuestión se basa en extraer el *slope parameter* mediante el análisis electromagnético de cada resonador real cargado con sus correspondientes elementos de acoplo de entrada y salida, de forma conjunta (y no aislada como el método descrito en [21]).

Para extraer el circuito equivalente de un resonador cargado, se ha de considerar primeramente una estructura genérica de microondas formada por un resonador, elementos de acoplo de entrada y salida, y dos puertos de acceso (que modelan las guías con las que se accede a los elementos de acoplo de entrada y salida del resonador, y que normalmente suelen ser parte de los resonadores adyacentes o bien los puertos de entrada y salida de la estructura real). Se trata por tanto de una estructura resonante de orden 1 (presenta una frecuencia de resonancia en la banda de interés), de la que conocemos sus parámetros S (normalmente obtenidos por simulación) referidos a dichos puertos de acceso. Se puede establecer una equivalencia entre esta estructura genérica y la parte del circuito equivalente del prototipo paso banda en paralelo (figura 3.3(b)) que la representa, y que se muestra en la figura 3.4. En dicha estructura, los tramos de línea de entrada y salida de longitud  $l_{\text{port,in}}$  y  $l_{\text{port,out}}$  se han añadido para poder ajustar la fase del circuito equivalente, mientras que  $B$  representa la susceptancia equivalente que caracteriza al resonador y cuyo valor depende de la frecuencia.



**Figura 3.4:** Circuito equivalente de un resonador cargado con sus inversores y sus líneas de entrada y salida.

Para calcular inicialmente los parámetros S de dicho circuito equivalente, se excluyen dichas líneas de entrada y salida, tal y como muestra la figura 3.5.



**Figura 3.5:** Circuito equivalente de un resonador cargado con sus inversores del que se calculan inicialmente los parámetros S.

Considerando que la impedancia de carga a la salida es  $Y_{0,out}$ , el parámetro  $S_{11}$  se puede deducir a partir de la admitancia de entrada ( $Y_{in}$ ):

$$Y_{in} = \frac{J_{in}^2}{jB + Y_x} = \frac{J_{in}^2}{jB + \frac{J_{out}^2}{Y_{0,out}}} = \frac{J_{in}^2 Y_{0,out}}{jB Y_{0,out} + J_{out}^2} \quad (3.16)$$

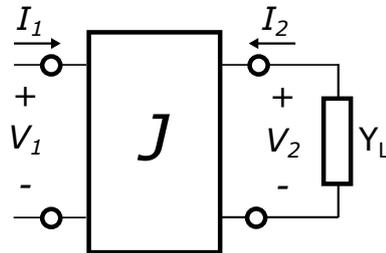
obteniendo

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{Y_{0,in} - Y_{in}}{Y_{0,in} + Y_{in}} = \frac{Y_{0,in} - \frac{J_{in}^2 Y_{0,out}}{jB Y_{0,out} + J_{out}^2}}{Y_{0,in} + \frac{J_{in}^2 Y_{0,out}}{jB Y_{0,out} + J_{out}^2}} = \\ &= \frac{J_{out}^2 Y_{0,in} - J_{in}^2 Y_{0,out} + jB Y_{0,out} Y_{0,in}}{J_{out}^2 Y_{0,in} + J_{in}^2 Y_{0,out} + jB Y_{0,out} Y_{0,in}} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Por otro lado, el parámetro  $S_{21}$  se puede obtener de la expresión general que lo relaciona con el parámetro  $S_{11}$ :

$$S_{21} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \sqrt{\frac{Y_{0,out}}{Y_{0,in}}} (1 + S_{11}) = \frac{V_{out}}{V_{in}} \sqrt{\frac{Y_{0,out}}{Y_{0,in}}} \frac{2(J_{out}^2 Y_{0,in} + jB Y_{0,out} Y_{0,in})}{J_{out}^2 Y_{0,in} + J_{in}^2 Y_{0,out} + jB Y_{0,out} Y_{0,in}}, \quad (3.18)$$

donde sólo quedaría por obtener la relación entre  $V_{in}$  y  $V_{out}$ , que se puede extraer a partir de la matriz Y de un inversor de inmitancias (ver figura 3.6):



**Figura 3.6:** Inversor de admitancias terminado en una admitancia de carga  $Y_L$ .

$$\begin{bmatrix} 0 & \pm jJ \\ \pm jJ & 0 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm jJ \\ \pm jJ & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

donde  $I_1 = \pm jJV_2$  y  $I_2 = \pm jJV_1$ . Y como  $I_2 = -Y_L V_2$ , se tiene:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{-Y_L}{\pm jJ}, \quad (3.20)$$

lo que hace que en el circuito de la figura 3.5, asumiendo que ambos inversores tienen el mismo signo (caso habitual), los valores de  $V_x$  y  $V_{in}$  sean

$$V_x = -\frac{Y_{0,out}}{\pm jJ_{out}} V_{out} \quad (3.21a)$$

$$V_{in} = \frac{-(jB + \frac{J_{out}^2}{Y_{0,out}})}{\pm jJ_{in}} V_x = \frac{(jB + \frac{J_{out}^2}{Y_{0,out}})}{\pm jJ_{in}} \frac{Y_{0,out}}{\pm jJ_{out}} V_{out} = -\frac{jBY_{0,out} + J_{out}^2}{J_{in}J_{out}} V_{out} \quad (3.21b)$$

Sustituyendo ahora en (3.18) se obtiene la expresión del parámetro  $S_{21}$ :

$$S_{21} = -\frac{2\sqrt{Y_{0,in}Y_{0,out}}J_{in}J_{out}}{J_{out}^2 Y_{0,in} + J_{in}^2 Y_{0,out} + jBY_{0,out}Y_{0,in}} \quad (3.22)$$

Finalmente, si se añaden los desfases de las líneas de longitud  $l_{port,in}$  y  $l_{port,out}$  del circuito de la figura 3.4, se obtienen las expresiones finales de los parámetros S para el circuito completo de la figura 3.5:

$$S_{11} = e^{-2j\theta_{in}} \frac{J_{out}^2 Y_{0,in} - J_{in}^2 Y_{0,out} + jBY_{0,out}Y_{0,in}}{J_{out}^2 Y_{0,in} + J_{in}^2 Y_{0,out} + jBY_{0,out}Y_{0,in}} \quad (3.23a)$$

$$S_{21} = S_{12} = -e^{-j(\theta_{in}+\theta_{out})} \frac{2\sqrt{Y_{0,in}Y_{0,out}}J_{in}J_{out}}{J_{out}^2 Y_{0,in} + J_{in}^2 Y_{0,out} + jBY_{0,out}Y_{0,in}} \quad (3.23b)$$

$$S_{22} = e^{-2j\theta_{out}} \frac{J_{in}^2 Y_{0,out} - J_{out}^2 Y_{0,in} + jBY_{0,in}Y_{0,out}}{J_{in}^2 Y_{0,out} + J_{out}^2 Y_{0,in} + jBY_{0,in}Y_{0,out}} \quad (3.23c)$$

donde  $\theta_{in} = \beta_{in}l_{port,in}$  y  $\theta_{out} = \beta_{out}l_{port,out}$  son las fases de entrada y salida del circuito mostrado en la figura 3.4, respectivamente. Por su parte,  $\beta_{in}$  y  $\beta_{out}$  hacen referencia a las constantes de propagación de las líneas de los puertos de entrada y salida. Nótese que el parámetro  $S_{12}$  se obtiene por reciprocidad, y el parámetro  $S_{22}$  se consigue a partir de la expresión de  $S_{11}$  donde se intercambian el puerto de entrada por el de salida y  $J_{in}$  por  $J_{out}$  (aprovechando la simetría del circuito de la figura 3.4).

Teniendo en cuenta que la matriz de parámetros S de una red pasiva y sin pérdidas de dos accesos sólo tiene 3 grados de libertad (obsérvese que  $|S_{11}| = |S_{22}|$ ,  $|S_{21}| = \sqrt{1 - |S_{11}|^2}$ ), de las incógnitas  $J_{in}$ ,  $J_{out}$ ,  $Y_{0,out}$ ,  $Y_{0,in}$ ,  $\theta_{in}$ ,  $\theta_{out}$  y  $B$ , sólo se pueden deducir 3 de ellas igualando los parámetros S de la estructura electromagnética a los del prototipo circuital (obtenidos en (3.23)). En concreto, se deducirán las 3 últimas, fijando el resto de la siguiente manera:

- $Y_{0,in} = Y_0$  del puerto de entrada a  $f_0$ .
- $Y_{0,out} = Y_0$  del puerto de salida a  $f_0$ .

- $J_{\text{in}}$  y  $J_{\text{out}}$  se obtienen a través de simulación (o medida) de los elementos de acoplo y aplicando la ecuación (3.14) (teniendo en cuenta que  $|S_{11}| = |S_{22}|$ ).

Dichos parámetros serán constantes con la frecuencia, ya que tomarán su valor a  $f_0$  como el valor a todas las frecuencias. Este aspecto es muy importante, ya que hace que tengan el mismo comportamiento que en el prototipo mostrado en la figura 3.3 con el que se realizará la equivalencia. Además, haciéndolo de esta forma, no se comete ninguna aproximación al realizar una equivalencia resonador a resonador y uniendo posteriormente los circuitos resultantes de dichas equivalencias para conformar el prototipo completo.

Como resultado, toda la dependencia en frecuencia del resonador real se asigna a la susceptancia  $B(f)$ , la cual se obtiene a partir del módulo del parámetro  $S_{11}$  en (3.23) como sigue:

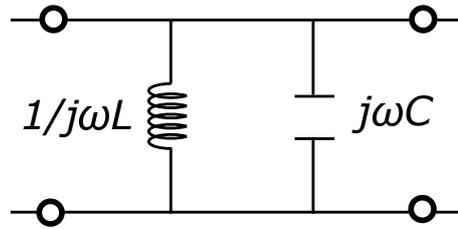
$$B^2(f) = \frac{(J_{\text{out}}^2 Y_{0,\text{in}} - J_{\text{in}}^2 Y_{0,\text{out}})^2 - |S_{11}(f)|^2 (J_{\text{out}}^2 Y_{0,\text{in}} + J_{\text{in}}^2 Y_{0,\text{out}})^2}{Y_{0,\text{in}}^2 Y_{0,\text{out}}^2 (|S_{11}(f)|^2 - 1)} \quad (3.24)$$

de donde se obtiene

$$B(f) = \frac{\text{sgn}(f - f_0)}{Y_{0,\text{in}} Y_{0,\text{out}}} \sqrt{\frac{(J_{\text{out}}^2 Y_{0,\text{in}} - J_{\text{in}}^2 Y_{0,\text{out}})^2 - |S_{11}(f)|^2 (J_{\text{out}}^2 Y_{0,\text{in}} + J_{\text{in}}^2 Y_{0,\text{out}})^2}{(|S_{11}(f)|^2 - 1)}} \quad (3.25)$$

El signo de la susceptancia  $B(f)$  se puede deducir fácilmente teniendo en cuenta el circuito equivalente del resonador (ver figuras 3.3 y 3.7)

$$\text{sgn}(f - f_0) = \begin{cases} +1, & \text{si } f > f_0; \text{ porque } B > 0 \text{ (domina } j\omega C) \\ 0, & \text{si } f = f_0; \text{ porque } B = 0 \\ -1, & \text{si } f < f_0; \text{ porque } B < 0 \text{ (domina } 1/j\omega L) \end{cases}$$



**Figura 3.7:** Equivalente circuital del resonador en el prototipo paso banda.

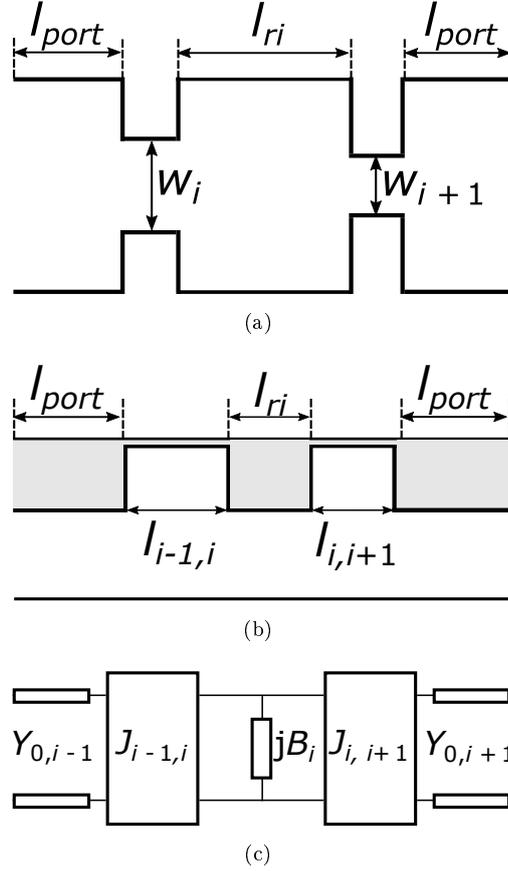
Una vez obtenido  $B(f)$  se pueden obtener las fases  $\theta_{\text{in}} = \beta_{\text{in}} l_{\text{port,in}}$  y  $\theta_{\text{out}} = \beta_{\text{out}} l_{\text{port,out}}$  a partir de (3.23):

$$\theta_{\text{in}}(f) = \frac{1}{2} \angle \left\{ \frac{1}{S_{11}(f)} \frac{J_{\text{out}}^2 Y_{0,\text{in}} - J_{\text{in}}^2 Y_{0,\text{out}} + jB(f) Y_{0,\text{out}} Y_{0,\text{in}}}{J_{\text{out}}^2 Y_{0,\text{in}} + J_{\text{in}}^2 Y_{0,\text{out}} + jB(f) Y_{0,\text{out}} Y_{0,\text{in}}} \right\} \quad (3.26a)$$

$$\theta_{\text{out}}(f) = \angle \left\{ -\frac{1}{S_{21}(f)} \frac{2\sqrt{Y_{0,\text{in}} Y_{0,\text{out}}} J_{\text{in}} J_{\text{out}}}{J_{\text{out}}^2 Y_{0,\text{in}} + J_{\text{in}}^2 Y_{0,\text{out}} + jB(f) Y_{0,\text{out}} Y_{0,\text{in}}} \right\} - \theta_{\text{in}}(f) \quad (3.26b)$$

Hasta este momento, la equivalencia realizada entre la estructura electromagnética y el prototipo es totalmente rigurosa, al obtener ambos la misma respuesta en frecuencia. Obsérvese

como la dependencia en frecuencia del resonador se concentra en su susceptancia  $B(f)$ . Dicha variación en frecuencia incluye también la variación con la frecuencia de los elementos de acoplo reales del resonador. Así mismo, se tienen presentes las interacciones de orden superior en la estructura real, ya que se analiza todo el resonador en su conjunto en lugar de hacerlo de forma aislada en sus diferentes partes.



**Figura 3.8:** Representación del  $i$ -ésimo resonador cargado con sus elementos de acoplo de entrada y salida para un filtro (a) inductivo y (b) de modo evanescente con guía de onda *ridge*. En (c) se muestra el circuito equivalente de ambos, utilizado para la extracción del *slope parameter* real.

Finalmente, a partir del valor de susceptancia  $B$ , se obtiene el *slope parameter* del resonador cargado acorde a la definición clásica presentada en (3.12), y que por ejemplo, en el caso de un mapeado en  $\omega$ , puede evaluarse normalmente de la siguiente manera:

$$b = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{dB}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = \frac{f_0}{2} \left. \frac{dB}{df} \right|_{f=f_0} = \frac{f_0}{2} \frac{B(f_0 + h) - B(f_0 - h)}{2h} \quad (3.27)$$

donde la variable  $h$  determina los dos puntos desde los que calcularemos la derivada, esto es, el *slope parameter*, y que puede ser desde un valor muy pequeño hasta incluso todo el ancho de banda de paso (en este último caso, representaría más la secante que la pendiente).

El *slope parameter* así calculado representa la variación real con la frecuencia de la susceptancia del resonador incluyendo, además, los efectos de carga de los inversores de admitancia de entrada y salida.

Con todo, se tiene un método genérico para extraer el *slope parameter* real de los resonadores, que puede ser utilizado en muy diversas estructuras, como por ejemplo las mostradas en la figura 3.8. En dicha figura se muestra la estructura real a sintetizar para filtros de modo evanescente con guía *ridge* y filtros inductivos clásicos, así como su equivalente circuital acorde al procedimiento aquí descrito.

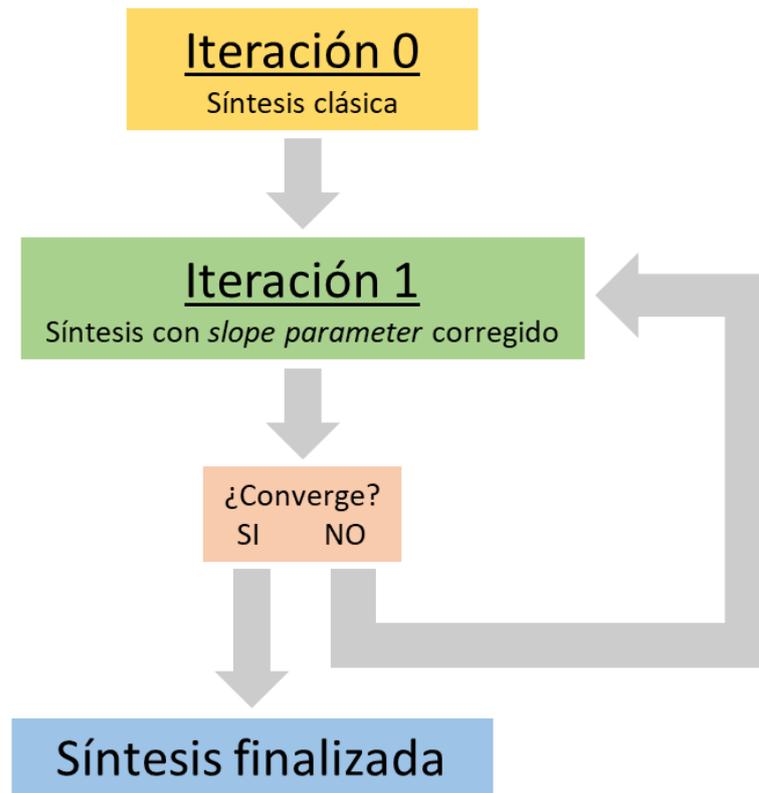
### 3.3 Nuevo procedimiento de síntesis

En el apartado 3.2.5 se ha propuesto un procedimiento novedoso para el cálculo del *slope parameter* de resonadores reales, y el establecimiento de una equivalencia rigurosa con el prototipo paso banda equivalente. Sin embargo, el valor del *slope parameter* depende de las dimensiones físicas de la estructura, y éstas a su vez dependen de los valores de las constantes de inversión a sintetizar (ver la expresión (3.11)). Por lo tanto, esta forma de obtener los *slope parameter* va a dar lugar a un proceso de diseño iterativo. En cada iteración, se podrán deducir los *slope parameter* de los resonadores a partir de las dimensiones que presente la estructura en dicha iteración. A partir de estos, se tendrán unos nuevos valores de las constantes de inversión a sintetizar, que permitirán extraer una nuevas dimensiones de la estructura con las que comenzar en la siguiente iteración.

Por lo tanto, el procedimiento de síntesis de filtros de microondas basado en el cálculo preciso del *slope parameter*, se lleva a cabo de forma iterativa, actualizando dicho parámetro en cada iteración, que irá convergiendo al valor que tendrá en la estructura real final. Dicho proceso, entrando en mas detalle, cuenta con los siguientes pasos (resumidos en la figura 3.9):

1. Iteración 0 (síntesis clásica). En este primer paso, se sigue el proceso clásico de síntesis con inversores de inmitancia descrito en la sección 3.2.4, al no disponer de una información previa mejor del *slope parameter* que podrán tener los resonadores. Con ayuda del optimizador de un simulador electromagnético [38] se sintetizan los elementos de acoplo acorde a (3.14). Los resonadores se obtienen aplicando (3.15) (en el caso habitual de que la variable que define el resonador sea la longitud del mismo, obteniéndolos como corresponda en caso distinto).
2. Iteración 1 (cálculo del *slope parameter* real y nueva síntesis). Partiendo de los resultados de la iteración 0, y con ayuda del simulador electromagnético, se obtienen las respuestas de las estructuras formadas por cada resonador junto con sus elementos de acoplo adyacentes, tal y como muestran los ejemplos de la figura 3.8(a) y (b). De estas respuestas (valor de  $S_{11}$ ) se obtienen los nuevos valores de *slope parameter* que son introducidos en (3.11), obteniendo de esta manera unos valores actualizados para los inversores de admitancia ( $J$ ). Con éstos, se sintetizan los nuevos elementos de acoplo reales y los nuevos resonadores.
3. Iteración 2 y siguientes. Partiendo de la iteración anterior se realiza de nuevo el proceso descrito en la iteración 1, hasta que los resultados lleguen a convergencia.

El procedimiento descrito se ha automatizado mediante un programa que conecta Matlab [37] (que realiza todos los cálculos teóricos) con el simulador electromagnético FEST3D [38] (que realiza las simulaciones y optimizaciones correspondientes). Aunque todo el proceso puede ser llevado a cabo de forma manual con otros simuladores electromagnéticos (como Ansys HFSS [39] y CST [40]), FEST3D, bajo la experiencia del autor, aporta unos resultados fiables y rápidos, además de proporcionar una forma sencilla de ejecución de órdenes por línea de comandos, lo que permite automatizar todo el proceso mediante herramientas de programación



**Figura 3.9:** Procedimiento iterativo de síntesis de filtros de microondas con *slope parameter*.

como Matlab. Con todo, el proceso completo tiende a converger en un número reducido de iteraciones, y proporciona una estructura inicial mejor que la obtenida mediante el procedimiento clásico de síntesis dimensional.

Nótese como con esta nueva forma de proceder, se obtiene de forma correcta la dependencia con la frecuencia del *slope parameter* de cada resonador del filtro, incluyendo los efectos de carga de sus elementos de acoplo. De esta manera se obtiene un modelo más fidedigno de la estructura real. Además, en el prototipo utilizado (figura 3.8) los inversores de inmitancias se han hecho constantes con la frecuencia de forma deliberada, de tal manera que la dependencia en frecuencia de los elementos de acoplo queda totalmente transferida al *slope parameter* del resonador. Este hecho propicia que la equivalencia con el prototipo circuital (ver figura 3.3) sea precisa, ya que éste también emplea inversores de inmitancia constantes con la frecuencia.

Con todo, se establece una equivalencia entre la estructura real y el prototipo más rigurosa que la obtenida con la técnica basada en el *slope parameter* más avanzada hasta ahora [21], y que ha sido particularizada para ciertas estructuras concretas en [23] y [68]. De esta manera, la nueva técnica propuesta en esta tesis doctoral es capaz de sintetizar la estructura inicial de un filtro de microondas con unas dimensiones y respuesta mejores, desde las que el esfuerzo de optimización a realizar posteriormente deberá ser menor (o nulo en algunos casos).

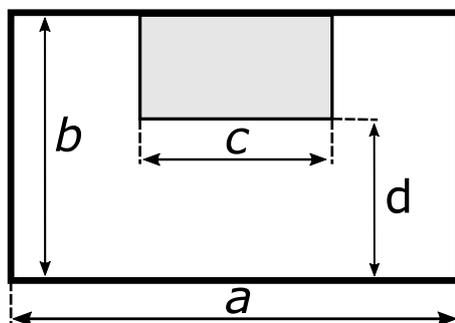
### 3.4 Aplicación práctica del nuevo procedimiento de síntesis

Para ilustrar este procedimiento, se va a considerar el diseño de dos filtros de modo evanescente centrados a una frecuencia de 6 GHz, con resonadores en guía de onda *ridge* y con anchos de banda de 158 y 500 MHz, respectivamente. Así, se muestran las capacidades de este método de síntesis genérico para estructuras con anchos de banda moderados y altos mediante simulación electromagnética al no disponer de prototipos fabricados. Nótese que el primer filtro se corresponde con el filtro *C* de [68], lo que permite comparar nuestro método con el último propuesto; y que el segundo es un ejemplo ilustrativo. Además, se realiza una comparativa que incluye los resultados de estos dos filtros (158 y 500 MHz) junto a los de otros dos de 300 y 600 MHz, diseñados para poder comparar las prestaciones del procedimiento para diferentes anchos de banda. Posteriormente, se presenta la validación experimental de este método con el diseño de una nueva familia de radiadores conformados por agrupaciones de aperturas alimentadas por filtros de modo evanescente, también implementados en guía *ridge* [69].

Nótese que en los procesos iterativos llevados a cabo para diseñar las estructuras descritas se tiene una precisión (condición para llegar a convergencia) de una micra, ya que la tolerancia de fabricación para el proceso de fresado (habitual para este tipo de estructuras) en aluminio desnudo (sin recubrir de plata) puede bajar hasta el rango de 5 a 7 micras. De esta manera, el error de diseño es prácticamente inapreciable frente al error cometido por la fresadora.

#### 3.4.1 Filtro de modo evanescente de 158 MHz de ancho de banda

El primer filtro de modo evanescente está configurado tal y como muestra la figura 3.8(b), es decir, construido en un *housing* común en guía rectangular al que se le añaden guías *ridge* en su interior. El *housing* tiene unas dimensiones de 12,5 x 5,625 mm, de modo que está al corte en la banda de trabajo. Las dimensiones de la sección transversal de las guías *ridge* (ver figura 3.10) se muestran en la tabla 3.1. Con estas dimensiones, el modo fundamental de la guía *ridge* entra en propagación antes de la banda de paso del filtro. De esta forma, las guías *ridge* actúan como los resonadores (y puertos) del filtro, mientras que los tramos de *housing* que las interconectan, al estar al corte, implementan los inversores o elementos de acoplo. El filtro tiene un orden  $N = 4$ , y un ancho de banda comprendido entre 5,921 y 6,079 GHz (158 MHz) donde se pretende lograr unas pérdidas de retorno superiores a 25 dB. Las especificaciones de este filtro se han tomado del filtro *C* de [68], trabajo donde se aplica a los filtros de modo evanescente la versión más avanzada hasta la fecha de la técnica de diseño basada en el *slope parameter* [21]. De esta manera, se pueden comparar los resultados de dicha técnica con la propuesta en esta tesis doctoral.



**Figura 3.10:** Sección transversal de la guía *ridge* para conformar los resonadores de los filtros de modo evanescente.

Parámetro	Valor
$a$	12,5
$b$	5,625
$c$	6,25
$d$	0,86

**Tabla 3.1:** Dimensiones (en mm) de la sección transversal de la guía *ridge*.

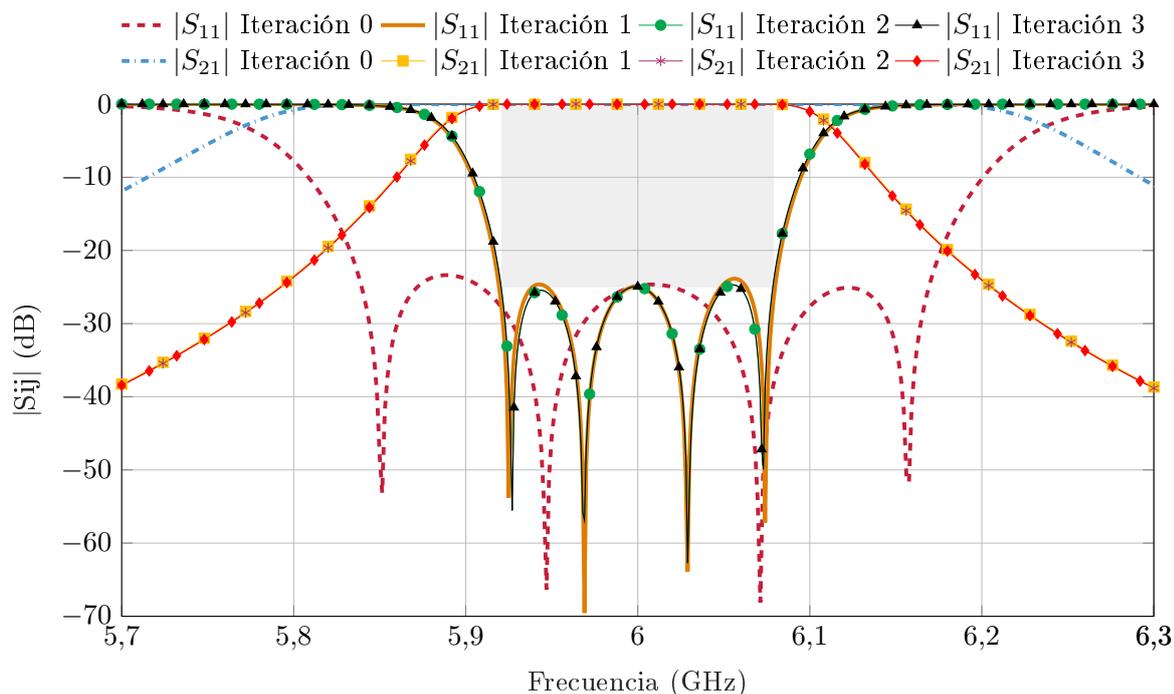
Como se ha explicado con anterioridad en la sección 3.3 del presente capítulo, el primer paso de la técnica de diseño de este filtro se corresponde con el procedimiento clásico descrito a su vez en la sección 3.2.4. Para los resonadores se calcula el *slope parameter* teórico ( $b_{\text{ideal}}$ ) de un resonador de longitud  $\lambda_g/2$  con un cortocircuito en cada uno de sus extremos (tomando  $p = 1$  en la expresión (3.13)). Con este valor de *slope parameter*, se obtienen las constantes de inversión a sintetizar mediante las expresiones (3.11). A continuación, y con la ayuda del simulador electromagnético FEST3D, se ajusta la variable de diseño de cada elemento de acoplo (que en este caso se corresponde con las longitudes  $l_i$  de los tramos entre guías *ridge* de la figura 3.8(b)), hasta que se recupere el valor de  $S_{11}$  asociado a la constante de inversión deseada según la ecuación (3.14). Para finalizar este paso inicial o iteración 0, se simula con FEST3D cada resonador cargado con sus acoplos adyacentes (de entrada y salida), ajustando su longitud  $l_{r_i}$  hasta situar su resonancia a la frecuencia central  $f_0$ .

La respuesta del filtro tras este paso inicial o iteración 0 se muestra en la figura 3.11, cuyas dimensiones vienen recogidas en la tabla 3.2. Como se puede observar, la respuesta ha experimentado un importante aumento del ancho de banda hasta 329,4 MHz (un 84,8 % más de lo especificado) y se ha desplazado 6,42 MHz hacia abajo en frecuencia. Este resultado es consecuencia de usar un *slope parameter* aproximado. En la técnica de diseño clásica, se lanzaría el proceso de optimización con las dimensiones sintetizadas en este punto.

Parámetro	Iter 0	Iter 1	Iter 2	Iter 3
$l_{01} = l_{45}$	3,2663	4,8453	4,8426	4,8426
$l_{r_1} = l_{r_4}$	11,7459	10,5367	10,5374	10,5375
$l_{12} = l_{34}$	7,9153	11,2839	11,3022	11,3022
$l_{r_2} = l_{r_3}$	9,8241	9,4756	9,4744	9,4744
$l_{23}$	9,2820	12,6840	12,7264	12,7264
$b_1 = b_4$	0,2191	0,1053	0,1055	0,1055
$b_2 = b_3$	0,2191	0,1042	0,1032	0,1032

**Tabla 3.2:** Evolución de las dimensiones físicas (en mm) y de los *slope parameter* (en mS) del filtro sintetizado.

Continuando con el nuevo procedimiento propuesto en la sección 3.3, y partiendo del resultado obtenido en la iteración 0, se obtiene el *slope parameter*  $b_i$  de cada resonador cargado con sus elementos de acoplo adyacentes reales. Una vez calculados los *slope parameter* de los resonadores, se refina el valor de las constantes de inversión a sintetizar mediante (3.11). Tras realizar la primera iteración con este procedimiento (iteración 1), ya se observa una gran mejoría de la respuesta del filtro obtenido (ver figura 3.11) al considerar ahora un *slope parameter* del resonador mucho más próximo al real que el teórico. Obsérvese como se ha producido una importante reducción del *slope parameter* entre la iteración 0 y la iteración 1 (ver tabla 3.2). En la iteración 0, el uso de un *slope parameter* con un valor mayor al doble del



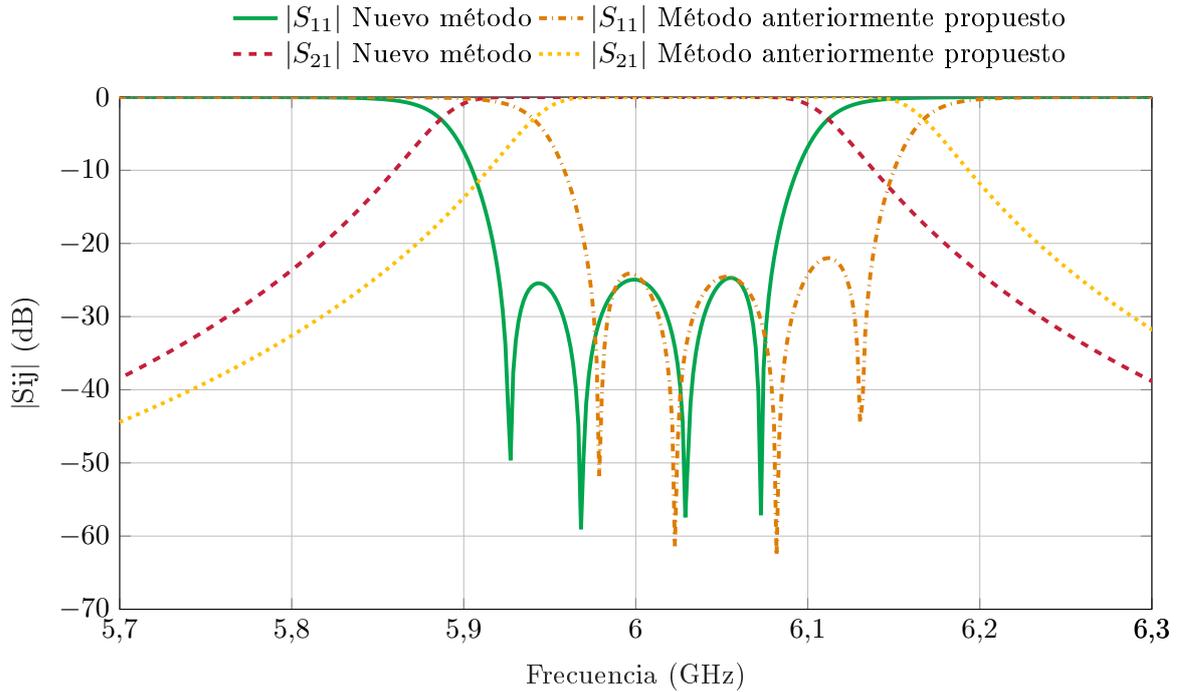
**Figura 3.11:** Evolución de los parámetros de dispersión de la estructura sintetizada tras la iteración 0 (síntesis tradicional), la primera iteración con el nuevo método, la iteración 2 (a partir de la cual se puede considerar que el método ha alcanzado convergencia) y la iteración 3.

que presentan los resonadores reales del filtro, es lo que ha dado lugar a una respuesta inicial con un ancho de banda muy superior al deseado.

No obstante, y debido al importante cambio en las dimensiones del filtro (de más de 3 mm en algún caso), se hace necesario recalcular los *slope parameter* de los resonadores (junto a sus elementos de acoplo) para las nuevas dimensiones extraídas, comenzando de esta manera una nueva iteración. Procediendo de esta forma iterativa, se van estabilizando de forma gradual las dimensiones reales, los *slope parameters* de los resonadores y las respuestas, conforme avanzan las iteraciones. En este caso, a partir de la iteración 2 ya se considera que el método ha llegado a convergencia, con unos cambios en la respuesta prácticamente inapreciables. En la tabla 3.2 se muestran las dimensiones físicas de la estructura hasta la iteración 3 junto a los valores de los *slope parameters* ( $b_i$ ) de partida en cada iteración. Como se observa en la evolución de las dimensiones, la diferencia entre la iteración 2 y 3 llega a ser del orden de décimas de micra en el peor caso ( $l_{r_1} = l_{r_4}$ ), sin cambios apreciables (para la precisión recogida en la tabla 3.2) en el caso de los *slope parameters*.

Con la aplicación de esta nueva técnica se ha mejorado radicalmente la precisión de la estructura sintetizada, cuya respuesta cumple con las especificaciones deseadas, de tal manera que no es necesario un proceso de optimización final. Las pérdidas de retorno son mejores que 24,7 dB en la banda de paso (y la fluctuación entre los máximos del rizado del parámetro  $S_{11}$  es de sólo 0,8 dB). El ancho de banda es prácticamente de 158 MHz, compensando totalmente el error cometido en la iteración 0, y la respuesta no presenta desplazamiento frecuencial.

Con todo, este nuevo procedimiento basado en el *slope parameter* mejora de forma significativa los resultados aportados por la última técnica propuesta hasta ahora [21], y particularizada para este tipo de estructuras en el artículo de Tornielli [68], corrigiendo las imprecisiones



**Figura 3.12:** Respuesta del nuevo método propuesto en esta tesis doctoral en comparación con el método del artículo de Torielli.

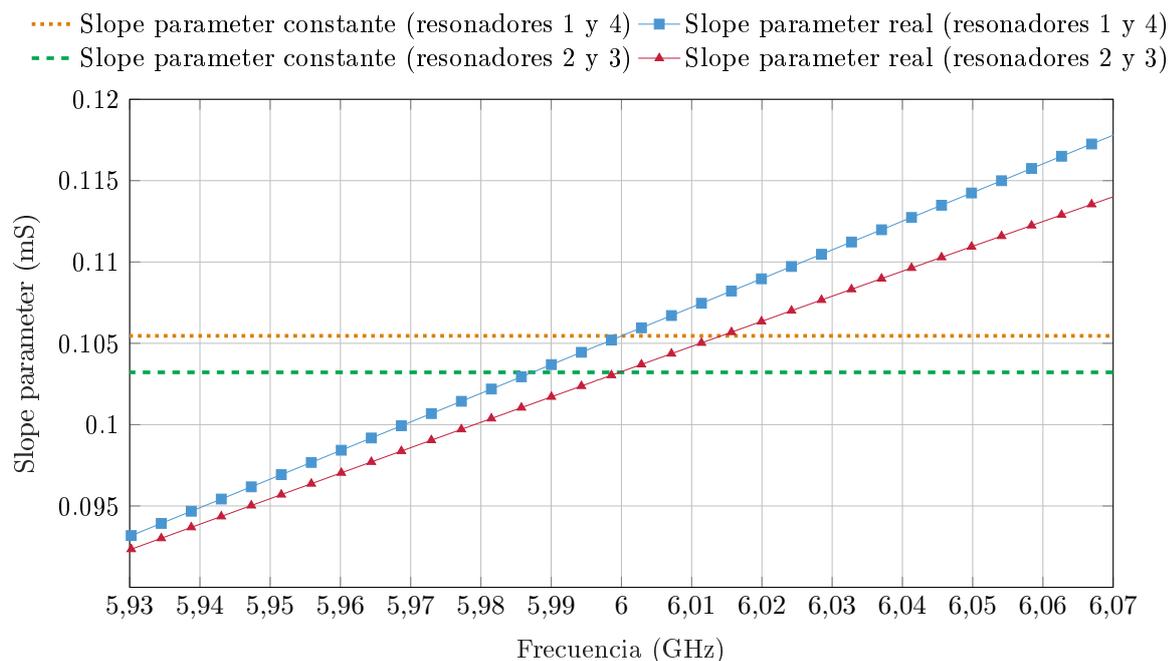
presentes en la misma. Teniendo en cuenta que las especificaciones del filtro diseñado en este apartado se corresponde con los del filtro C del artículo [68], en la figura 3.12 se muestra una comparativa de las respuestas proporcionadas con las estructuras sintetizadas con ambos métodos. Los resultados revelan diferencias en términos de desplazamiento frecuencial y ancho de banda: en [68] la respuesta está desplazada 54 MHz hacia arriba en frecuencia y presenta un ancho de banda de 163 MHz (un 3,16 % más de lo especificado). Además, el rizado de las pérdidas de retorno pasa a estar por debajo de 22 dB en el último lóbulo. Estas deficiencias no son observadas en el diseño realizado con la nueva técnica. Es más, la calidad de la estructura sintetizada es tan alta que en principio no sería necesaria una optimización posterior (ya que el error debido a las tolerancias de fabricación será mucho mayor que el error cometido en el diseño, que origina la ínfima desviación de unas pocas décimas de decibelio en las pérdidas de retorno).

Para llevar a cabo este método se ha utilizado un mapeado en  $\lambda_g$  que tiene en cuenta la dispersión de la guía de onda empleada en la estructura. En la figura 3.13 se muestra el valor de los *slope parameters* obtenidos en función de la frecuencia, calculados según la expresión:

$$b_i(f) = \frac{\pi c}{\lambda_g} \frac{dB_i}{d\left(\frac{2\pi c}{\lambda_g}\right)} = \frac{1}{2\lambda_g} \frac{dB_i}{d\lambda_g^{-1}} \quad (3.28)$$

donde  $\lambda_g$  representa la longitud de onda en la guía que forma el resonador a la frecuencia  $f$ .

El método del *slope parameter* obliga a tomar un valor constante para el resonador, es decir, que no depende de la frecuencia. El valor que realmente tomamos en el método desarrollado es el que proporciona el menor error cuadrático medio en toda la banda de paso del filtro,



**Figura 3.13:** *Slope parameter* constante en comparación con el *slope parameter* real para un mapeado en  $\lambda_g$ .

y que suele ser bastante cercano al valor a la frecuencia central (aunque no tiene porque coincidir exactamente). La única imprecisión del método va asociado a que, en realidad, el *slope parameter* real de los resonadores (que es el mostrado en dicha figura, ya que se obtiene de forma rigurosa e incluyendo el efecto de los elementos de acoplo adyacentes) no es constante con la frecuencia. La variación que se tenga en realidad es la que limita la precisión del método. Cuanto menor sea dicha variación en la banda de paso del filtro, mejor será la estructura final sintetizada. En este caso, dicho error es del orden de un 10 % en los extremos de la banda (con un comportamiento algo peor por parte del resonador 1 y 4), y es el que hace que el rizado en el primer lóbulo del parámetro  $S_{11}$  esté un poco por debajo de los 25 dB deseados, y el del último lóbulo esté un poco por encima (cuando el del lóbulo central está exactamente a los 25 dB requeridos, ya que a esa frecuencia la diferencia entre el *slope parameter* usado por el método y el que realmente tienen los resonadores es despreciable).

El uso de diferentes mapeados en frecuencia afectan a la variación del *slope parameter* de los resonadores de la estructura con la frecuencia. Obviamente, interesan mapeados que reduzcan dicha variación y hagan que sea prácticamente plano, con lo que desaparecería por completo la imprecisión del método de síntesis. Si en vez de usar un mapeado en  $\lambda_g$ , se emplea un mapeado en  $\omega$ , en este filtro apenas hay una diferencia significativa, ya que en un ancho de banda del 2,5 % el efecto de la dispersión es muy reducido. En la gráfica de la figura 3.14 se muestra la comparativa entre los parámetros S de la síntesis realizada con un mapeado  $\lambda_g$  en comparación con los de un mapeado en  $\omega$ . A la vista de los resultados, se observa como para el mapeado en  $\omega$  se produce un desplazamiento en frecuencia de sólo 2,3 MHz y apenas hay cambios en el ancho de banda, por lo que para este filtro de 158 MHz; podría utilizarse de forma indistinta tanto un mapeado como otro.

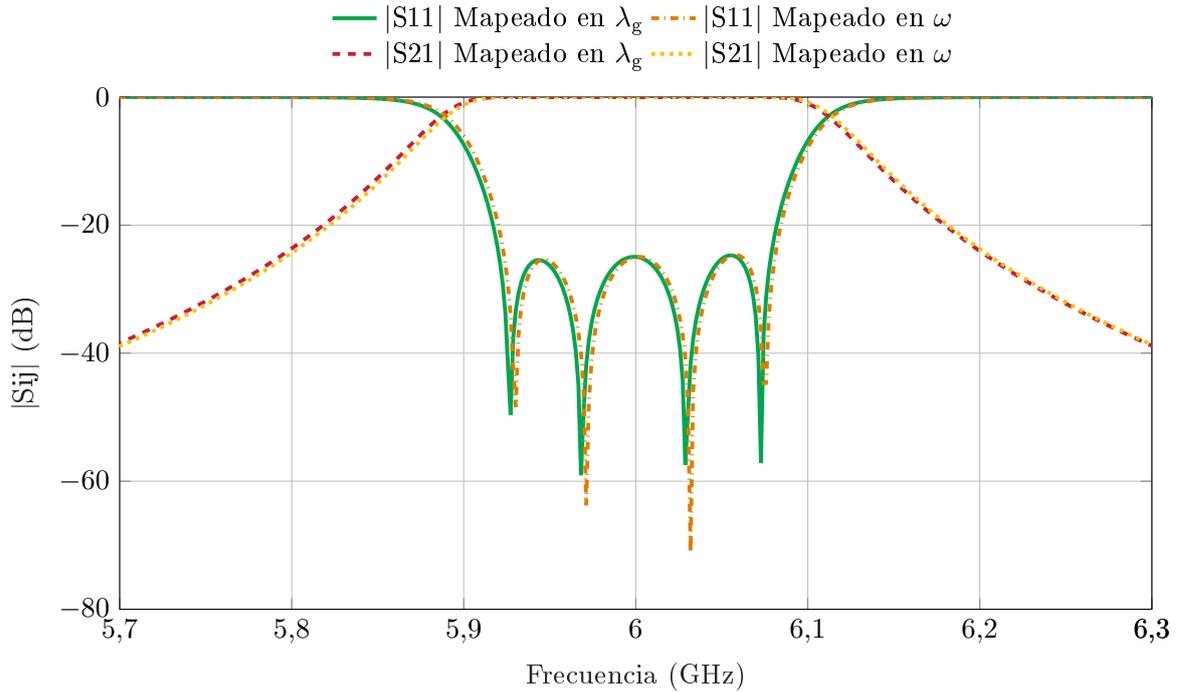


Figura 3.14: Respuestas del nuevo procedimiento para un mapeado en  $\lambda_g$  y para un mapeado en  $\omega$ .

### 3.4.2 Filtro de modo evanescente de 500 MHz de ancho de banda

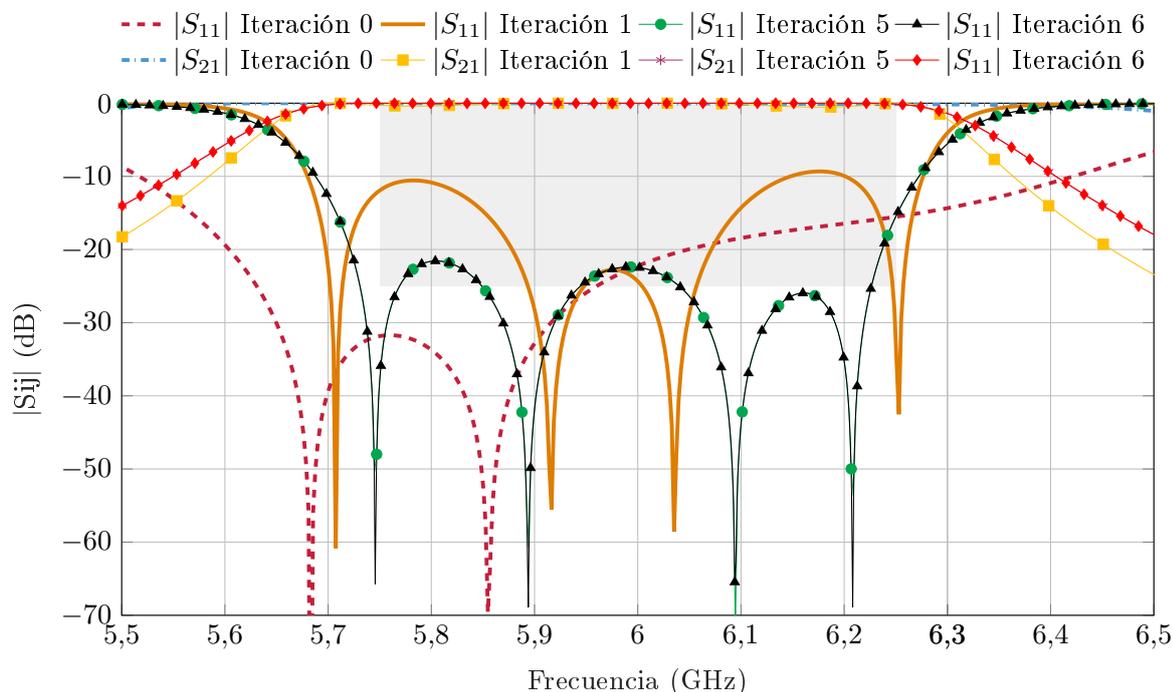
El segundo filtro de modo evanescente se ha diseñado con las mismas especificaciones y estructura que el anterior, pero para unas pérdidas de retorno de 23 dB y aumentando el ancho de banda a 500 MHz (la banda de paso se sitúa ahora entre 5,75 y 6,25 GHz), para mostrar que el nuevo método con *slope parameter* propuesto en esta tesis es válido también para filtros de mayor ancho de banda (en este caso, del 8,33 % en términos de frecuencia). Al contrario que el ejemplo del apartado anterior, éste filtro no está presente en la literatura técnica y se corresponde con un ejemplo ilustrativo.

Parámetro	Iter 0	Iter 1	Iter 2	Iter 3	Iter 4	Iter 5	Iter 6
$l_{01} = l_{45}$	1,0342	3,1676	2,3989	2,4716	2,4602	2,4619	2,4616
$l_{r_1} = l_{r_4}$	15,7433	12,4688	13,3452	13,2596	13,2733	13,2713	13,2716
$l_{12} = l_{34}$	2,9909	6,6845	5,8908	5,9599	5,9482	5,9499	5,9497
$l_{r_2} = l_{r_3}$	13,5900	10,7080	10,9031	10,8856	10,8888	10,8883	10,8884
$l_{23}$	4,2172	7,1242	7,1793	7,1611	7,1625	7,1622	7,1622
$b_1 = b_4$	0,2191	0,0771	0,1111	0,1073	0,1079	0,1078	0,1078
$b_2 = b_3$	0,2191	0,1124	0,1110	0,1115	0,1114	0,1115	0,1115

Tabla 3.3: Evolución de las dimensiones físicas (en mm) y de los *slope parameter* (en mS) del segundo filtro de modo evanescente sintetizado.

En la tabla 3.3 se muestra la evolución de las dimensiones físicas del filtro, así como la de sus valores de *slope parameter* hasta la iteración 6. En este caso, el método ha alcanzado convergencia en la iteración 5, mostrando una diferencia con la iteración siguiente del orden

de una décima parte de micra para el caso de las dimensiones físicas, y cambios inapreciables en el caso de los *slope parameters* (para la resolución presente en la tabla 3.3).

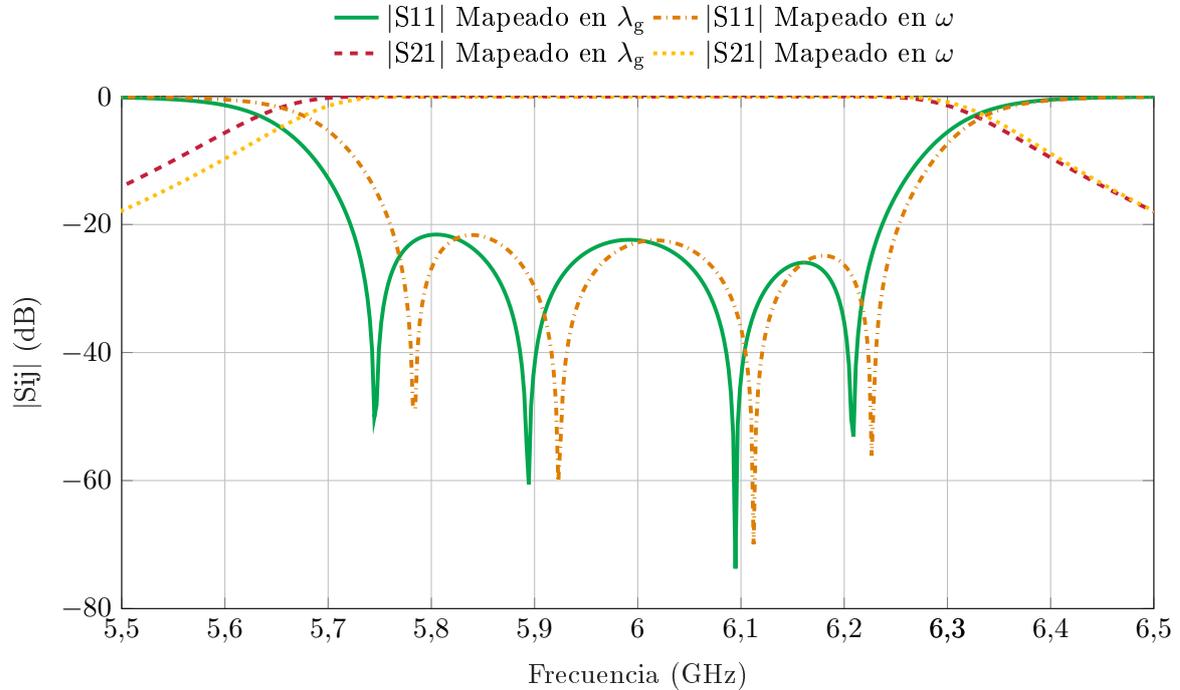


**Figura 3.15:** Evolución de los parámetros de dispersión de la segunda estructura sintetizada tras la iteración 0 (síntesis tradicional), la primera iteración con el nuevo método y la iteración 5, a partir de la cual se puede considerar que el método ha alcanzado convergencia.

Por su parte, la figura 3.15 muestra la evolución de las respuestas correspondientes. De nuevo, la respuesta de la iteración 0 se corresponde con lo que se obtiene con el método clásico de síntesis. En ésta se observa que han desaparecido 2 de los 4 ceros de reflexión de la respuesta del eje de frecuencias, no pudiéndose estimar el ancho de banda real del filtro. Además, presenta un evidente desplazamiento en frecuencia. A partir de la primera iteración con el nuevo método (iteración 1), va mejorando paulatinamente el resultado. Tras la iteración 3 la respuesta prácticamente apenas sufre modificaciones relevantes, y se puede considerar que se ha logrado una convergencia perfecta en dimensiones tras la iteración 5. Como resultado se obtiene un filtro con un ancho de banda de unos 502 MHz (sólo un 0,44 % más de lo especificado) y un desplazamiento hacia abajo en frecuencia de unos 22 MHz (0,37 % de la frecuencia central). Las pérdidas de retorno en los diferentes lóbulos del rizado del parámetro  $S_{11}$  no bajan de 21,6 dB, 23 dB y 26 dB, respectivamente.

El mayor error en el procedimiento de síntesis se debe a un aumento de la diferencia entre el valor del *slope parameter* en los extremos de la banda de paso y el que toma el método (que es, como ya se ha dicho, el que minimiza el error cuadrático medio en toda la banda, y que es muy cercano al valor a la frecuencia central del filtro). Es una consecuencia lógica de aumentar el ancho de banda. Por ese motivo, la degradación de la respuesta aumenta conforme nos alejamos de la frecuencia central. No obstante, y pese a tener un filtro de casi un 10 % de ancho de banda relativo, la calidad de la estructura sintetizada sigue siendo muy alta, y sólo sería necesario lanzar un ligero proceso de optimización que requerirá de poco esfuerzo para llegar a cumplir las especificaciones establecidas. Otro aspecto importante a destacar es que los *slope parameter* de los diferentes resonadores reales en la tabla 3.3 convergen a valores algo

distintos. Esto se debe al efecto de carga de los elementos de acoplo, que son diferentes para cada resonador. Las técnicas clásicas no pueden hacer frente a esta situación, ya que asignan el mismo valor de *slope parameter* para todos los resonadores, lo que también repercute en su precisión.



**Figura 3.16:** Respuestas del nuevo procedimiento para un mapeado en  $\lambda_g$  y para un mapeado en  $\omega$  (filtro de 500 MHz de ancho de banda).

Si se realiza la síntesis dimensional de la estructura empleando un mapeado en  $\lambda_g$  o un mapeado en  $\omega$ , las diferencias son más evidentes en este ejemplo al tratarse de un filtro de mayor ancho de banda que el anterior. En los resultados de la figura 3.16 se tiene que la respuesta correspondiente al mapeado en  $\omega$  presenta un ancho de banda de unos 480 MHz (un 4 % menos de lo especificado) y un desplazamiento hacia arriba en frecuencia de 9 MHz (0,15 %). Con todo, y aunque el mapeado  $\lambda_g$  se desplaza un poco más en frecuencia (que es algo fácil de corregir modificando las longitudes de los resonadores a mano antes de optimizar), este hecho no es tan relevante como la pérdida de ancho de banda de la solución en  $\omega$ , por lo que para esta estructura y especificaciones queda justificado el uso de un mapeado en  $\lambda_g$ .

### 3.4.3 Filtros de modo evanescente con varios anchos de banda

A la vista de los resultados ofrecidos por la nueva técnica de síntesis propuesta en esta tesis doctoral, se hace interesante presentar una comparativa entre el error cometido por este nuevo procedimiento y el error que introduce el método clásico. Por ello, se han diseñado dos nuevos filtros de modo evanescente, que mantienen las mismas especificaciones del ejemplo presentado en la sección anterior (3.4.2) a excepción de los anchos de banda, que ahora son de 300 y 600 MHz (con bandas de paso entre 5,85 y 6,15 GHz, y entre 5,7 y 6,3 GHz, respectivamente). Los resultados obtenidos se resumen en la tabla 3.4, donde se comparan los 4 filtros de modo evanescente diseñados, en términos de ancho de banda, error en dicho ancho de banda ( $\Delta BW$ ,

Ancho de banda teórico	Ancho de banda		$\Delta BW$		$\Delta f_0$	
	Método clásico	Método nuevo	Método clásico	Método nuevo	Método clásico	Método nuevo
158 MHz (3,8 %)	329,4 MHz	158 MHz	171,4 MHz (208,5 %)	0 MHz (0 %)	-6,42 MHz (-0,11 %)	0 MHz (0 %)
300 MHz (5 %)	554,7 MHz	300 MHz	254,7 MHz (184.9 %)	0 MHz (0 %)	-31 MHz (0,52 %)	4,6 MHz (0,08 %)
500 (8.33 %)	No medible	502 MHz	No medible	2 MHz (0,44 %)	No medible	22 MHz (0,37 %)
600 (10 %)	No medible	602 MHz	No medible	2 MHz (0,44 %)	No medible	37 MHz (0,61 %)

**Tabla 3.4:** Comparativa de resultados del método clásico de síntesis y el nuevo procedimiento propuesto

en valor absoluto y en porcentaje sobre el ancho de banda teórico) y desplazamiento frecuencial ( $\Delta f_0$ , absoluto y en porcentaje sobre la frecuencia central  $f_0$ ).

Nótese como al aumentar el ancho de banda de los filtros, el error cometido tiende a aumentar para ambos métodos. En el caso del procedimiento clásico, la deformación de la respuesta es cada vez mayor (por ejemplo, perdiendo ceros de reflexión) haciendo imposible medir los parámetros bajo estudio en los dos filtros con mayores anchos de banda. En lo que respecta al nuevo método, en todos los casos considerados los errores se mantienen bastante reducidos, si bien aumentan al incrementarse el ancho de banda, especialmente en lo que se refiere a la frecuencia central (y que también se extiende al nivel de las pérdidas de retorno en la banda de paso).

#### 3.4.4 Filtro radiante de modo evanescente

El nuevo procedimiento de síntesis de filtros basado en el *slope parameter*, como procedimiento genérico que es, puede usarse para filtros terminados en cualquier tipo de carga. Un interesante ejemplo de aplicación es el diseño de antenas de apertura alimentadas por filtros. El uso de esta técnica mejora los resultados obtenidos con procedimientos genéricos clásicos [70], o incluso con técnicas más especializadas concebidas para un cierto tipo concreto de *filtering antennas* [71].

Así, el nuevo método de síntesis aquí propuesto se ha utilizado para diseñar una nueva celda radiante para antena multihaz, especialmente diseñada para aplicaciones espaciales (con el objetivo de reducir el número de reflectores de un satélite, con la consiguiente ventaja en peso y volumen), y con muchas posibilidades también en el segmento terrestre [69]. La celda en cuestión está formada por una agrupación de 4 aperturas de pequeño tamaño sobre guía al corte que radia 4 colores distintos (F1V, F2V, F1H y F2H). Tanto la celda como el procedimiento de diseño de este *array* de aperturas alimentadas con filtros son novedosos, y han sido recientemente publicados en [69]. La celda trabaja a dos frecuencias distintas (F1 y F2) y dos polarizaciones diferentes (vertical V y horizontal H). Dichas aperturas (con  $w = 0,3\lambda_0$ , ver figura 3.17(a)) se disponen en una agrupación básica de 2 x 2, y están alimentadas con 4 filtros de modo evanescente basados en guías *ridge*. No obstante, es posible conformar agrupaciones mayores formadas por varias celdas básicas, tal y como se puede ver en la figura 3.17(b). El uso de estas estructuras permiten generar 4 haces puntuales contiguos utilizando una única apertura principal (en lugar de los 4 reflectores típicos en los satélites de haces múltiples), lo que además de la considerable ventaja mecánica que esto supone (sumado a la evidente

reducción de volumen y peso), permite minimizar el nivel de Productos de Intermodulación Pasiva (PIM) radiado del sistema.

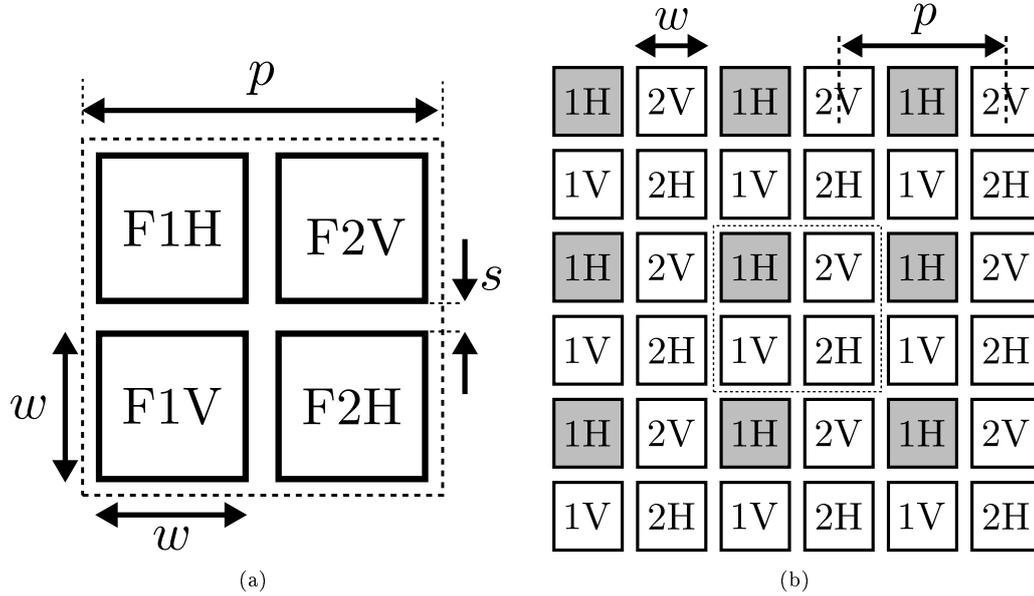


Figura 3.17: (a) Celda radiante compuesta por 4 aperturas y (b) agrupación de 3 x 3 celdas radiantes.

Para ilustrar el funcionamiento del nuevo procedimiento de síntesis basado en el *slope parameter* para este tipo de estructuras, en [69] se ha diseñado primeramente un filtro de modo evanescente con resonadores *ridge* (ver figura 3.18), de orden  $N = 4$  y rizado constante. Se han fijado como objetivo unas pérdidas de retorno de 20 dB en toda la banda de operación, que se extiende de 9,925 a 10,075 GHz (150 MHz). La sección transversal, tanto del puerto de entrada como de los resonadores, se corresponden con la de la guía *ridge* mostrada en la figura 3.10 y cuyas dimensiones se recogen en la tabla 3.5. Por su parte, la admitancia del puerto de salida ( $Y_L$  de la figura 3.3(b)) se toma como  $1/\eta$ , donde  $\eta$  es la impedancia en el espacio libre.

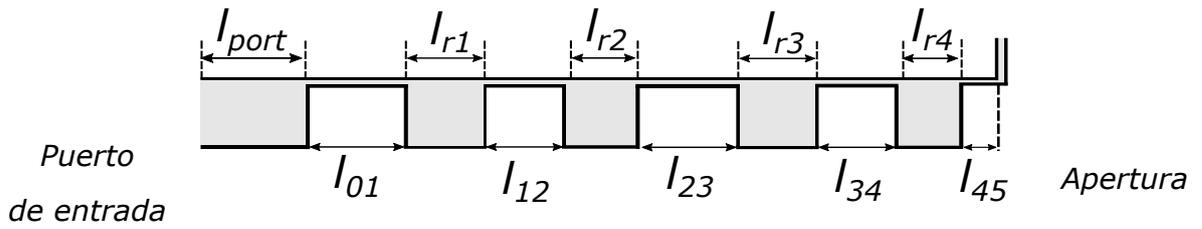
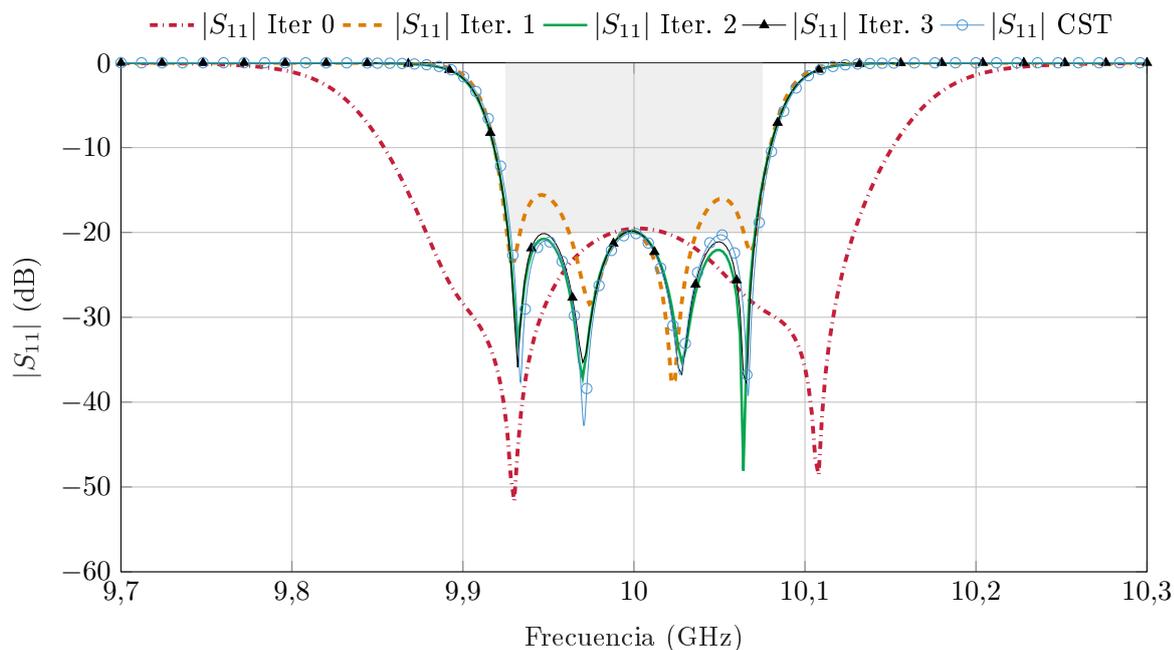


Figura 3.18: Vista longitudinal del filtro radiante de modo evanescente terminado en una apertura.

Parámetro	Valor
$a$	10,16
$b$	10,16
$c$	3,5
$d$	5,41

Tabla 3.5: Dimensiones (en mm) de la sección trasversal de la guía *ridge* para el filtro radiante.



**Figura 3.19:** Evolución del parámetro  $S_{11}$  del filtro radiante sintetizado tras la iteración 0 (síntesis tradicional), la primera iteración con el nuevo método, la iteración 2 (a partir de la cual se puede considerar que el método ha alcanzado convergencia) y la respuesta final simulada con CST.

La respuesta obtenida después de la síntesis dimensional clásica (con el *slope parameter* ideal según la expresión (3.13)) se muestra en la figura 3.19 y se corresponde, de nuevo, con la iteración 0 del nuevo método. Como se puede observar, el ancho de banda ha sufrido una ampliación (es un 70 % más grande de lo especificado), desapareciendo 2 de los 4 ceros de reflexión que debería presentar la respuesta. La estructura ha sido simulada de forma eficiente y precisa mediante una herramienta de simulación modal, que analiza la discontinuidad entre una guía rectangular y el espacio abierto (asumiendo un plano metálico infinito en la posición de la apertura) con la formulación descrita en [72].

Siguiendo el nuevo proceso de síntesis presentado en esta tesis doctoral, el *slope parameter* se corrige al tener en cuenta las condiciones de carga de cada resonador, reajustando de esta manera los parámetros del prototipo. Como resultado (ver figura 3.19), la respuesta mejora considerablemente con la primera iteración de este método (iteración 1), alcanzando convergencia con tan sólo una iteración más (iteración 2). La evolución de los parámetros de diseño del filtro para cada iteración (hasta la tercera) se recoge en la tabla 3.6.

Como la respuesta final es excelente y cumple con las especificaciones requeridas (pérdidas de retorno mejores a 19,8 dB en un ancho de banda de prácticamente 150 MHz), no es necesario realizar una posterior optimización, concluyendo de esta manera el proceso de diseño del filtro radiante. La estructura final obtenida ha sido simulada también con CST Microwave Studio [40], obteniendo prácticamente los mismos resultados aunque en un tiempo de computación muy superior (2 horas 25 min frente a los 55 segundos que tarda FEST3D) a pesar de que el equipo en el que se ha ejecutado CST (Intel Xeon CPU ES-2640v3 de 2,6 GHz y con 256 GB de RAM) es superior al usado con FEST3D (Intel Core I7-7700K de 4,2 GHz y con 64 GB de RAM). El hecho de obtener dicha respuesta con una herramienta electromagnética distinta valida todo el proceso de diseño y la estructura obtenida. Las pequeñas diferencias que hay en el rizado del parámetro  $S_{11}$  en ambas simulaciones (ver figura 3.19) se pueden atribuir a

que en CST el plano de masa es de tamaño finito (100 x 100 mm), en lugar del plano infinito considerado por el simulador modal.

Parámetro	Iter 0	Iter 1	Iter 2	Iter 3
$l_{01}$	4,5243	6,1251	6,1189	6,1198
$l_{r_1}$	7,4067	6,7709	6,7726	6,7723
$l_{12}$	9,9077	12,8890	12,8822	12,8871
$l_{r_2}$	6,3521	6,2443	6,2444	6,2443
$l_{23}$	11,1428	14,0870	14,0851	14,0903
$l_{r_3}$	6,3521	6,2388	6,2439	6,2423
$l_{34}$	9,9077	13,4875	13,0330	13,0899
$l_{r_4}$	3,6050	5,2213	4,9902	5,0207
$l_{45}$	2,1200	4,2776	3,8219	3,8768

**Tabla 3.6:** Evolución de las dimensiones físicas (en mm) del filtro radiante aislado sintetizado.

Esta misma estructura se puede diseñar siguiendo el procedimiento descrito en [71], que emplea técnicas clásicas de diseño de filtros de modo evanescente para sintetizar aperturas radiantes alimentadas por este tipo de filtros. Sin embargo, y como se puede deducir a partir de los resultados obtenidos en [71], no se lograría una respuesta con rizado constante, un nivel de reflexión adecuado, y con todos los ceros de reflexión situados sobre el eje imaginario. Como es bien conocido, la respuesta con rizado constante en filtros todo-polos es la que proporciona una selectividad máxima para un orden de filtro dado [11]. Para el tipo de aplicación de la celda radiante propuesta en [69], que incluye diferentes bandas frecuenciales en el mismo radiador, es esencial obtener un buen aislamiento entre dichas bandas para evitar interferencias no deseadas en las aperturas. Las ventajas de la nueva técnica de síntesis desarrollada en esta tesis para lograr este objetivo, es evidente cuando se compara con el método descrito en [71].

Teniendo en cuenta que el nuevo proceso de síntesis propuesto en esta tesis es capaz de conseguir estructuras con una respuesta de rizado constante, y que por tanto, separará de forma óptima los colores usados en cada celda, se ha empleado también para diseñar los dos filtros pasobanda de modo evanescente (para F1 y F2) que alimentan la celda radiante básica presentada en la figura 3.17(a). Dichos filtros, que están centrados a 9,625 y 10,375 GHz, y tienen un ancho de banda de 150 MHz, han sido diseñados con unas pérdidas de retorno de 20 dB, con el objetivo de no bajar de 15 dB tras su fabricación (dando así un margen para compensar las posibles desviaciones introducidas por el proceso de fabricación de bajo coste empleado). Debido a que las restricciones en la banda eliminada no son muy importantes, se ha optado por sintetizar filtros de orden  $N=2$  (ya que, con ese orden, el rechazo de un filtro sobre la frecuencia central de la otra banda debe ser en principio mayor que 15 dB).

El esquemático de la figura 3.20 muestra la configuración de los filtros que alimentan la celda radiante, que vuelven a usar resonadores con guía *ridge* e inversores en guía rectangular convencional. Por su parte, la alimentación consta de una línea coaxial cuyo conductor central se introduce en el interior del filtro para excitar el primer resonador. Dicho conductor está situado a una altura  $h_c = 6,05$  mm (del centro del coaxial al suelo de la guía), tiene un diámetro  $d_c = 1,27$  mm y una longitud  $l_c = 5$  mm. Por otro lado, el conductor externo del coaxial presenta una permitividad eléctrica  $\epsilon_r = 2,10$  y un diámetro  $d_d = 4,10$  mm. Nótese que la posición relativa del coaxial ha de mantenerse fija en relación a la posición de la *ridge*, dependiendo de la polarización utilizada. En la figura 3.21 se muestra la rotación de cada filtro para tener dos polarizaciones distintas en cada banda de paso (donde  $s = 3,84$  mm y  $w = 10,16$

mm). Así, las etiquetas F9 y F10 se refieren a los filtros centrados a 9,625 y 10,375 GHz, respectivamente, y V/H a la polarización que presenta cada apertura. Es importante reseñar también que tanto la altura como la anchura de los resonadores en guía *ridge* (dimensiones  $c$  y  $d$  de la figura 3.10) se han mantenido constantes para facilitar el proceso de fabricación, así como el análisis electromagnético de la estructura (ya que todos los resonadores presentan la misma discontinuidad, por lo que sólo se tiene que caracterizar una única vez para analizar toda la celda).

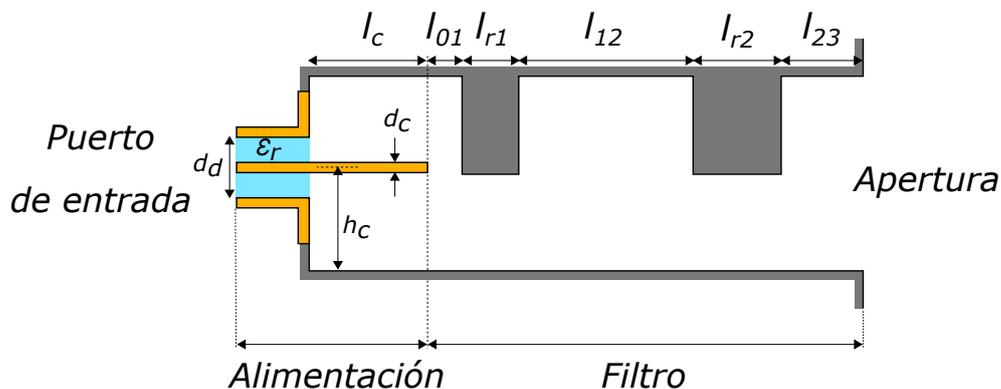


Figura 3.20: Vista longitudinal del filtro que alimenta cada apertura de la celda radiante.

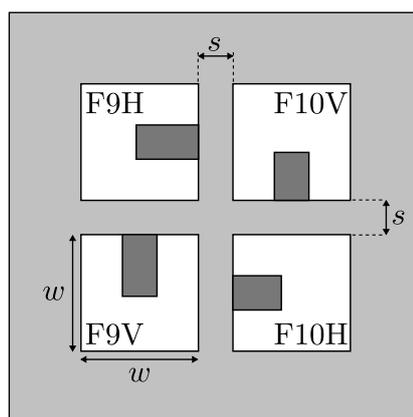
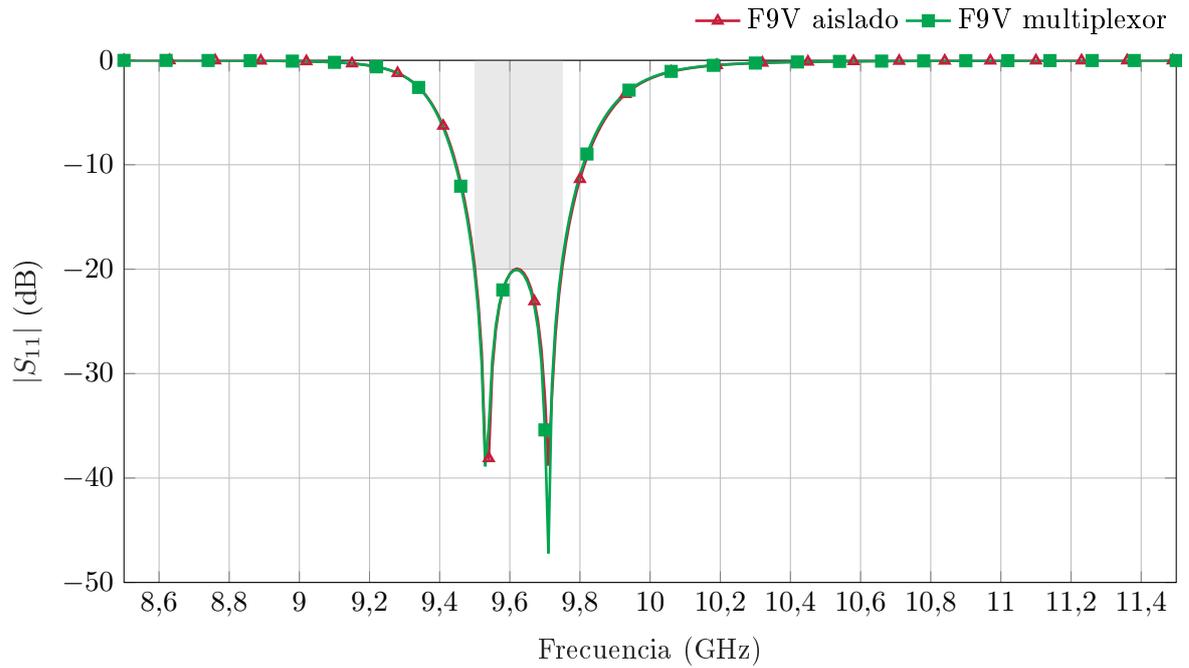


Figura 3.21: Vista frontal de las aperturas en la celda radiante, conformando un multiplexor.

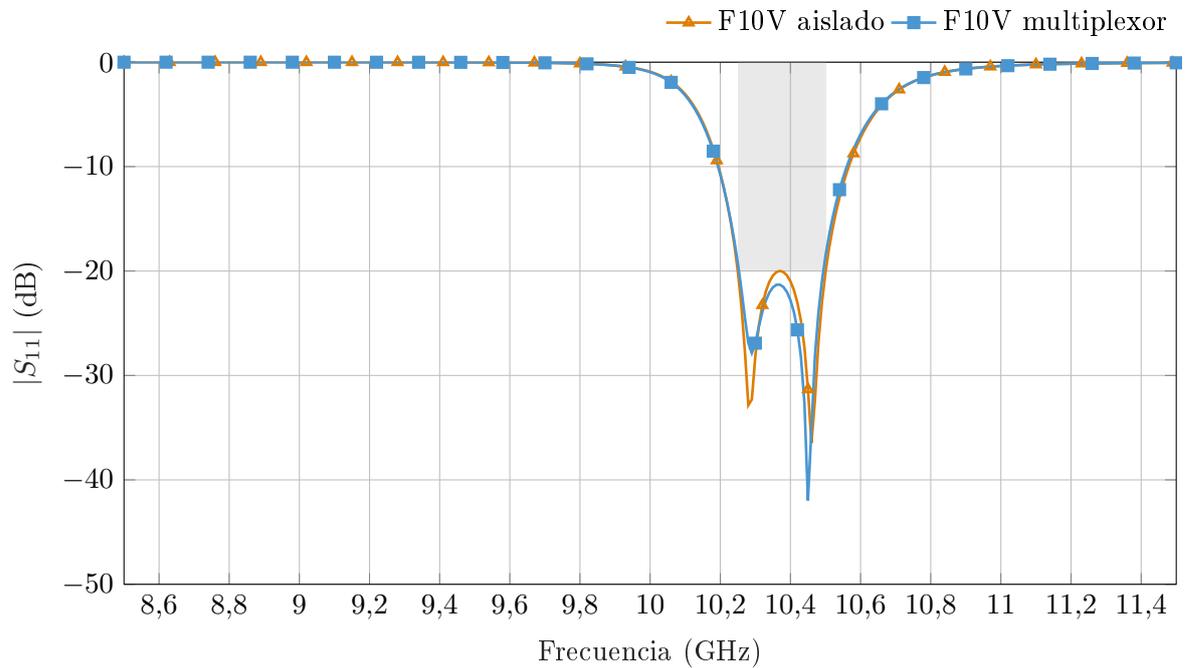
Tras utilizar el nuevo proceso de síntesis con *slope parameter*, se obtienen las dimensiones de los dos filtros que vienen recogidas en la tabla 3.7.

Parámetro	Filtro a 9,625 GHz	Filtro a 10,375 GHz
$l_{01}$	1,65	1,95
$l_{r1}$	5,86	5,45
$l_{12}$	7,91	8,71
$l_{r2}$	3,72	3,66
$l_{23}$	1,78	2,46
$c$ (ridge)	3,50	3,50
$d$ (ridge)	5,16	5,66

Tabla 3.7: Dimensiones (en mm) de los dos filtros radiantes aislados optimizados.



**Figura 3.22:** Comparativa entre el parámetro  $S_{11}$  del filtro centrado a 9,625 GHz aislado y el obtenido al montarlo en la celda.



**Figura 3.23:** Comparativa entre el parámetro  $S_{11}$  del filtro centrado a 10,375 GHz aislado y el obtenido al montarlo en la celda.

Una vez que los filtros (aislados) han sido optimizados, se construye la celda radiante básica mostrada en la figura 3.21 rotando de forma adecuada cada filtro para conseguir la polarización correspondiente. En las figuras 3.22 y 3.23 se muestran las respuestas de los filtros centrados

a 9,625 GHz y a 10,375 GHz, respectivamente (sólo para la polarización vertical, por simplicidad), comparando los resultados ( $S_{11}$ ) de los filtros aislados y los correspondientes a los filtros montados en la celda (que se puede tratar como un multiplexor donde la unión se realiza a través del espacio libre). A la vista de los resultados se observa que el filtro centrado a 10,375 GHz se ve ligeramente afectado por la presencia de los otros filtros de la celda (a pesar de que la configuración elegida minimiza los acoplos mutuos entre aperturas). Para solucionar esta circunstancia, se realiza una nueva optimización de la celda completa partiendo del resultado anterior y siguiendo el procedimiento clásico para multiplexores [73], es decir, optimizando los filtros uno a uno, y para cada uno de ellos comenzando por la parte más cercana al colector (*mainfold*), que en este caso es el espacio libre. Las dimensiones finales resultantes de los filtros se muestran en la tabla 3.8.

Parámetro	F9V	F9H	F10V	F10H
$l_{01}$	1,65	1,65	1,95	1,95
$l_{r1}$	5,85	5,86	5,45	5,45
$l_{12}$	7,91	7,92	8,74	8,73
$l_{r2}$	3,67	3,68	3,71	3,71
$l_{23}$	1,78	1,80	2,59	2,59

Tabla 3.8: Dimensiones (en mm) de los filtros optimizados en la celda radiante.

Para validar el proceso de diseño se ha fabricado la celda radiante completa, mediante fresado CNC (del inglés, *Computer Numerical Control*), dando como resultado el prototipo mostrado en la figura 3.24. Como se puede ver, las *ridges* están situadas tal y como se presentan en la figura 3.21. Con el objetivo de minimizar los errores en fabricación en lo referente a las alturas de las *ridges* (parámetro  $d$  en la figura 3.10), la estructura completa se ha dividido en tres partes, donde dos de ellas se corresponden con los filtros y la tercera a la alimentación coaxial. Esta separación en 3 piezas se muestra en la figura 3.25. Nótese además cómo los conductores internos de los coaxiales están situados de forma que mantienen la posición relativa a las *ridges* en función de la polarización (ver figura 3.26).

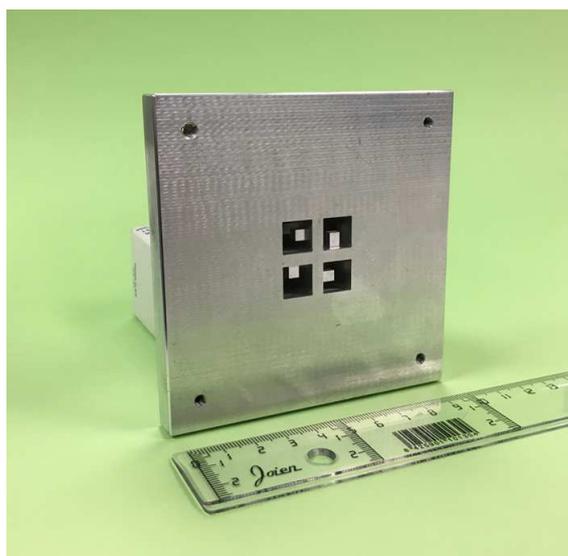
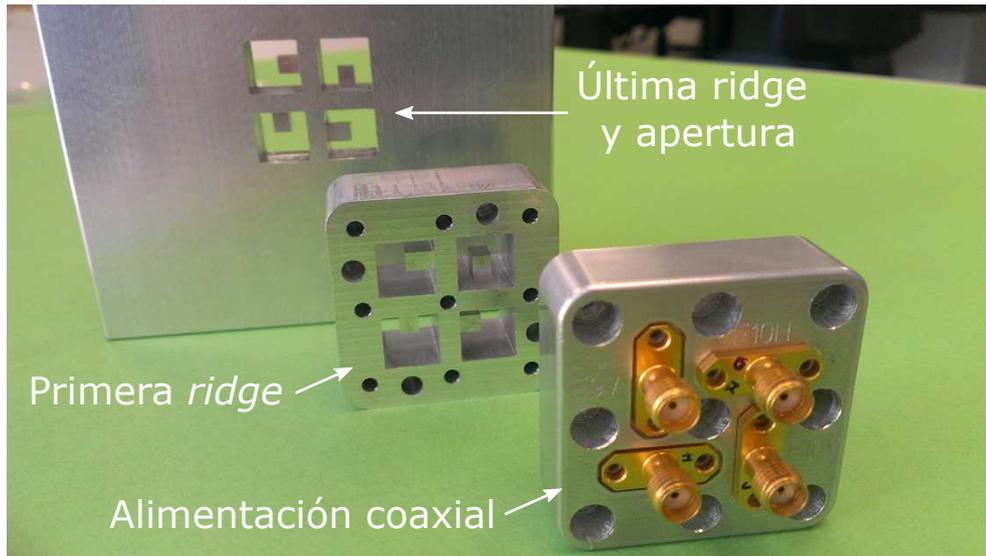
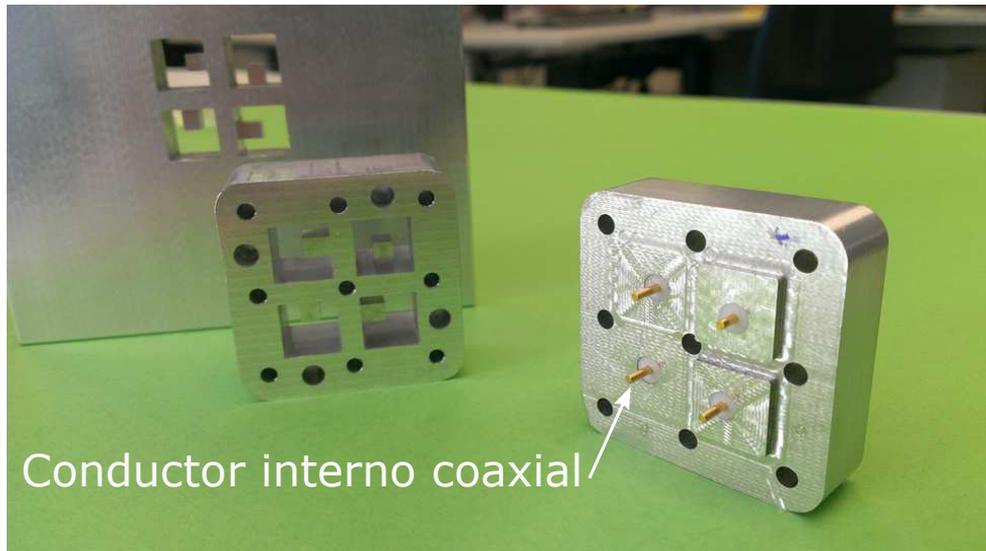


Figura 3.24: Vista frontal de la celda radiante fabricada, compuesta por 4 aperturas alimentadas con 4 filtros de modo evanescente.

En las figuras 3.27 y 3.28 se presentan los parámetros  $S_{11}$  simulado y medido en el puerto de entrada de los filtros, para la polarización horizontal y vertical, respectivamente. En todos los casos, los filtros fabricados están correctamente centrados en la banda de paso (zona sombreada de las figuras 3.27 y 3.28), presentando unas pérdidas de retorno mejores a 15 dB y, por tanto, cumpliendo con las especificaciones. Las diferencias existentes entre las respuestas simuladas y las medidas son debidas a las tolerancias de fabricación. De esta forma, queda también validado experimentalmente el proceso de síntesis dimensional para filtros de microondas basado en la técnica del *slope parameter*, y que es válido como método genérico para cualquier tipo de filtros basados en inversores de inmitancia.



**Figura 3.25:** Estructura completa de la celda radiante formada por 3 piezas.



**Figura 3.26:** Estructura completa de la celda radiante formada por 3 piezas con vista de los conductores internos de la alimentación coaxial.

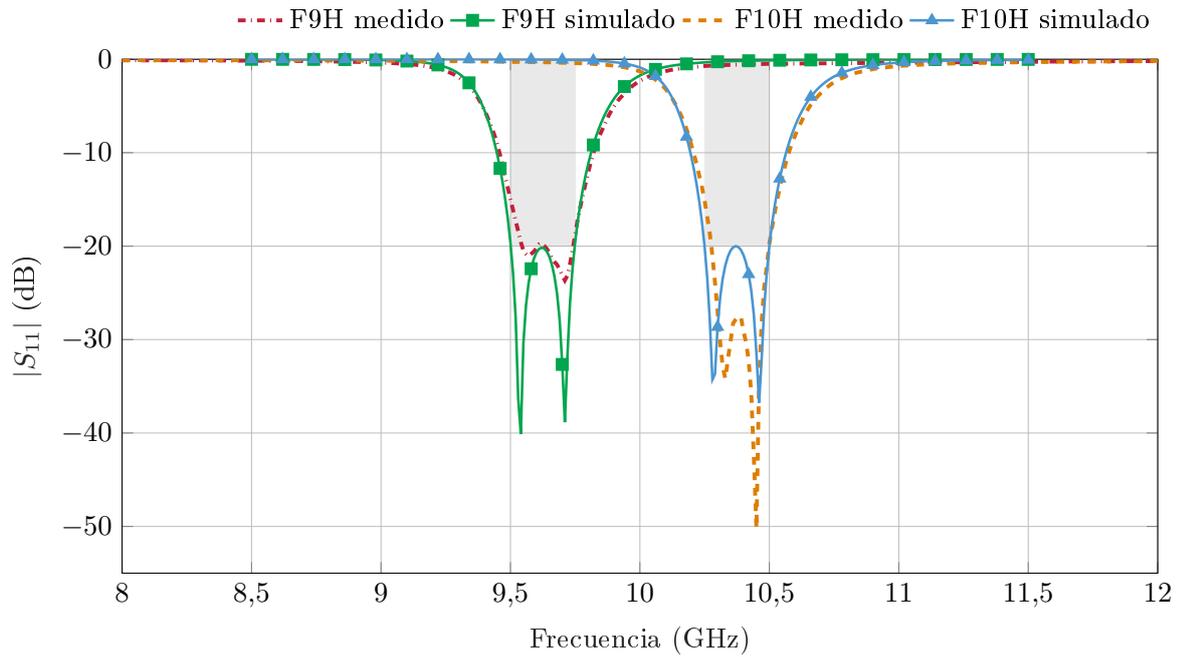


Figura 3.27: Parámetro  $S_{11}$  medido y simulado de los elementos polarizados horizontalmente de la celda radiante fabricada.

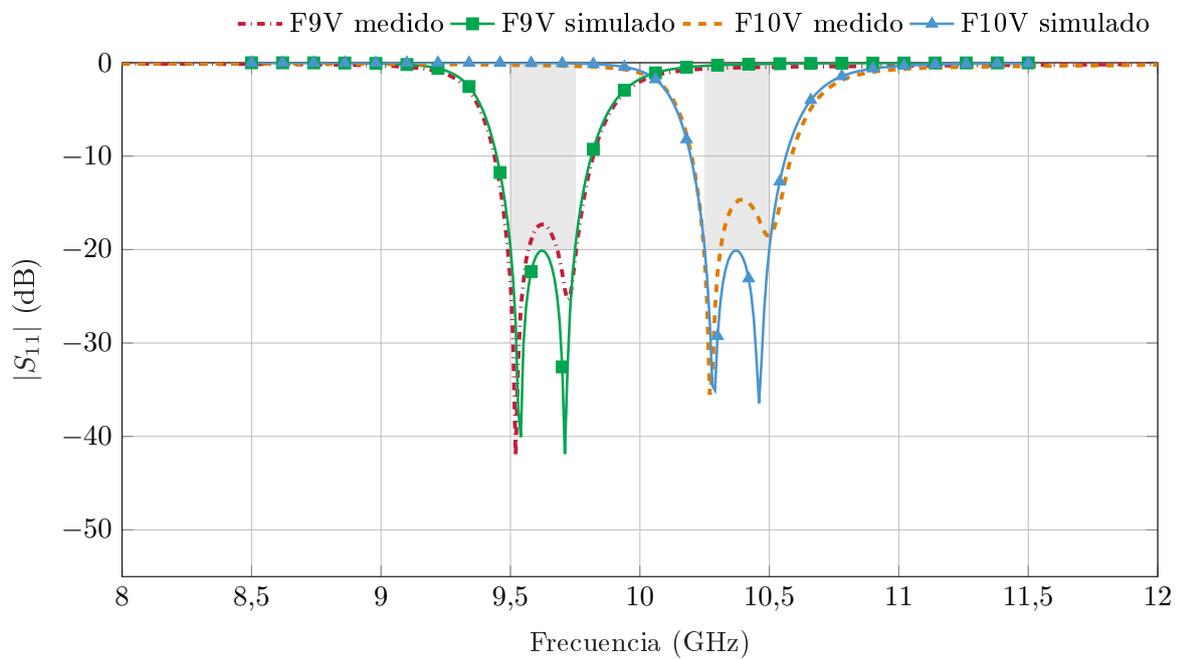


Figura 3.28: Parámetro  $S_{11}$  medido y simulado de los elementos polarizados verticalmente de la celda radiante fabricada.

## Capítulo 4

# Diseño de filtros de la familia MHFRW

En este capítulo se propone una nueva familia de filtros, denominados en inglés como *Modified Hybrid Folded Rectangular Waveguide Filter* (MHFRW), que es apta para aplicaciones de alta frecuencia y alta potencia. En concreto, se muestra su geometría, funcionamiento, variantes topológicas y diversos ejemplos prácticos de implementación con y sin ceros de transmisión. Estos filtros paso banda presentan tres ventajas fundamentales que los hacen muy apropiados para aplicaciones espaciales. Por un lado, su gran flexibilidad geométrica permite mejorar la distribución mecánica en las cargas útiles de satélites (en términos de espacio disponible, fabricabilidad y disipación de calor). Por otro lado, son filtros formados por bloques simples y simétricos en anchura, que pueden fabricarse en dos mitades idénticas. Este hecho facilita por un lado su simulación electromagnética precisa, y por otro lado lograr fabricaciones de alta precisión que permitan evitar el uso de tornillos de sintonía para anchos de banda moderados y altos. Así mismo, el corte en plano E normalmente utilizado para su fabricación, al evitar cortar líneas de corriente, es el que menos pérdidas introduce y al mismo tiempo evita la generación de intermodulación pasiva, lo que hace que estos filtros sean adecuados para aplicaciones de alta potencia. Finalmente, estas geometrías aportan, además, la capacidad (inérita hasta la fecha) de generar un número de ceros de transmisión (mediante la utilización de *stubs* integrados en el resonador) mayor al orden del filtro en cuestión, implementando de esta manera filtros superelípticos que con un orden bajo puedan proporcionar elevados rechazos. Para ilustrar su funcionamiento se han diseñado dos filtros de esta nueva familia, uno sin ceros de transmisión y otro superelíptico, detallando después el uso de dicha familia de filtros en multiplexores reales para bancos de medida de intermodulación pasiva.

### 4.1 Introducción

La característica definitoria de los filtros de comunicaciones utilizados para separar diversos canales, es que han de tener un nivel de rechazo muy estricto fuera de la banda de paso [11]. Por tanto, la implementación de funciones de transferencia que incluyan ceros de transmisión (en inglés *Transmission Zeros* o TZs) es una cuestión esencial en el campo de las comunicaciones vía satélite y, en general, en la ingeniería de filtros de microondas. El uso de ceros de transmisión nos permite incrementar la selectividad de la respuesta [11], logrando así implementar filtros de gran rechazo con un orden más bajo, con los consiguientes beneficios en términos de tamaño, peso y pérdidas de inserción [31]. De la misma forma, como la sensibilidad de un filtro a su fabricación depende de forma drástica de su orden [74], también se facilita la implementación de filtros sin tornillos de sintonía.

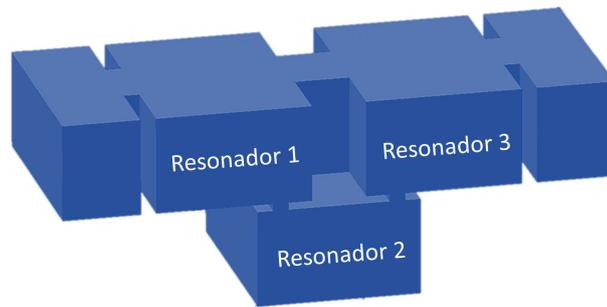
De las diversas formas que existen de generar TZs en tecnología guiada, la más habitual es la utilización de acoplos cruzados. En esta técnica, se controlan los desfases relativos entre los distintos caminos introducidos por los resonadores y elementos de acoplo para producir una interferencia destructiva de la señal en ciertas frecuencias complejas, lo que se traduce en la aparición de uno o más TZs. Dichos ceros de transmisión se implementan en forma de pares paraconjugados ( $s_o = \pm\sigma_o + j\omega_o$ ), lo que permite obtener un retardo de grupo más plano con la frecuencia [75], o como ceros de transmisión en el eje imaginario ( $s_o = j\omega_o$ ) que aumentan el rechazo en torno a la ubicación en frecuencia en la que se sitúan [76]–[78]. No obstante, estas topologías incrementan la complejidad geométrica de la estructura y precisan de costosos procesos de optimización (y en muchas ocasiones también de fabricación, por su mayor complejidad mecánica derivada de una geometría más intrincada), especialmente cuando el número de ceros de transmisión a generar aumenta. Además, hasta donde llega el conocimiento del autor, no es posible generar más de  $N$  TZs (siendo  $N$  el número de resonadores u orden del filtro) [11], requiriendo en ese caso un acoplo directo entre la entrada y la salida que suele dar serios problemas en la práctica (al acoplarse entre sí los elementos conectados a la entrada y a la salida del filtro, y potenciar las interacciones de éstos entre sí y con el filtro). De hecho, por cuestiones de aislamiento, es muy raro encontrar en la práctica filtros en tecnología guiada donde el puerto de entrada y de salida estén acoplados entre sí o con un resonador del filtro, lo que limita el número máximo de ceros de transmisión realmente implementables a  $N - 2$  [78].

Otra forma alternativa para realizar ceros de transmisión es mediante el uso de la técnica del *extracted-pole* [79], que normalmente se implementa en la práctica empleando nodos no resonantes con resonadores laterales adyacentes a ellos para mejorar la sensibilidad a la fabricación [80]. Sin embargo, estas soluciones requieren aumentar el tamaño del componente (al insertar nodos no resonantes), y su optimización es una tarea dificultosa y que puede consumir mucho tiempo.

En esta tesis doctoral se presenta una nueva topología que introduce ceros de transmisión en el eje de frecuencias (encaminados a mejorar la selectividad) mediante el uso de *stubs* en plano E que están integrados en los propios resonadores, de modo que el mecanismo de implementación de los ceros de transmisión no consume espacio adicional en el componente. Existe además una correspondencia prácticamente unívoca entre cada cero de transmisión y la parte de la geometría que lo origina, lo que permite ajustar la posición de los ceros de forma independiente y así facilitar enormemente su diseño. La geometría admite también una alta densidad de ceros de transmisión, haciendo posible la implementación de respuestas superelípticas (con un número de ceros de transmisión mayor que el orden  $N$  del filtro) de una forma relativamente simple. Esta característica es, bajo el conocimiento del autor, algo inédito en el diseño de filtros de microondas implementados mediante tecnología guiada [11].

## 4.2 Geometría de la familia de filtros MHFRW

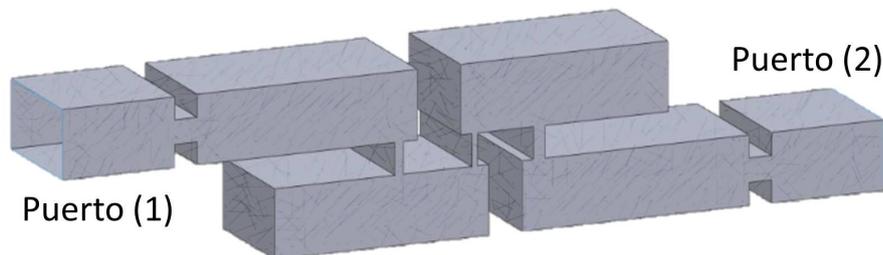
Los filtros MHFRW son una evolución de la familia de filtros HFRW (del inglés *Hybrid Folded Rectangular Waveguide Filters*) inventada por el Dr. Marco Guglielmi [28]. Dicha familia fue presentada en la literatura científica en [29], para ser posteriormente tratada con más profundidad en [81].



**Figura 4.1:** Triplete HFRW capaz de generar un cero de transmisión por encima de la banda de paso.

En su versión inicial (ver figura 4.1), los filtros HFRW proporcionan ceros de transmisión mediante una conexión en plano E entre tres resonadores que se puede replicar de forma modular. Por lo tanto, aportan un triplete en plano E frente a la solución habitual implementada en plano H [82]–[85]. Con ello se consigue una estructura que permite la fabricación en dos mitades idénticas en anchura, lo que proporciona un plano de corte que no interrumpe líneas de corriente (por la simetría geométrica). Este hecho proporciona dos ventajas significativas. La primera es reducir las pérdidas de inserción asociadas al plano de corte por el que se ensambla la estructura (aspecto más importante conforme más alta sea la frecuencia). La segunda ventaja es que reduce de forma drástica la generación de productos de intermodulación pasiva o PIM, que se origina en los componentes pasivos por que la corriente atraviesa capas de óxido y contactos imperfectos entre metales [86]. Teniendo en cuenta además que se trata de una estructura sencilla de fabricar, es posible su implementación sin tornillos de sintonía, lo que la convierte en una topología ideal para aplicaciones de alta potencia [29]. Además, y en contraposición a otras soluciones en plano E como la propuesta en [87], permite implementar respuestas asimétricas, pudiendo controlar la posición de los TZs de forma independiente.

No obstante, y a pesar de todas las ventajas mencionadas sobre los filtros diseñados con la topología HFRW, éstos sólo son capaces de generar un cero de transmisión por cada unidad básica de diseño o triplete (ver figura 4.1). Existen diferentes configuraciones de acoplo que permiten ubicar el cero de transmisión por encima o por debajo de la banda de paso, e incluso aproximarlo mucho a ésta. No obstante, y aunque la geometría proporciona algún cero de transmisión adicional sobre los que se tienen una limitada capacidad de control [81], la implementación de respuestas con un alto número de ceros de transmisión va a requerir el uso de filtros HFRW de orden alto.

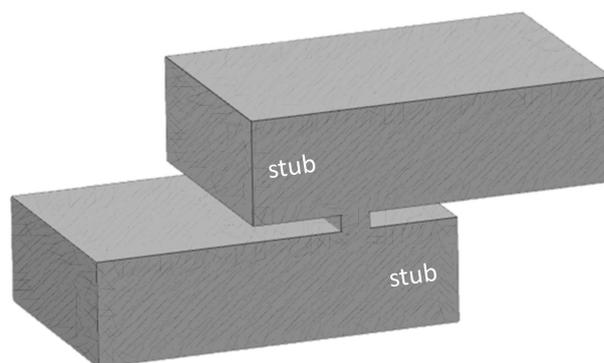


**Figura 4.2:** Primer filtro MHFRW de orden 4 y con dos ceros de transmisión.

En paralelo al desarrollo de los filtros HFRW, en [30] se propuso una alternativa donde el acoplo cruzado se eliminaba y en su lugar se desplazaba la ventana que unía a los resonadores,

asumiendo que eran los *stubs* de longitud cercana a  $3\lambda_g/4$  los que originaban los ceros de transmisión. Dicha topología se muestra en la figura 4.2, con un filtro de orden 4 y con 2 ceros de transmisión implementados con los *stubs* colocados en los resonadores centrales. Obsérvese como los *stubs* son a su vez parte de dichos resonadores, por lo que no hay ningún elemento adicional en la estructura (a diferencia de las técnicas *extracted pole*), evitando aumentar la complejidad del filtro y su tamaño por el hecho de añadir ceros de transmisión.

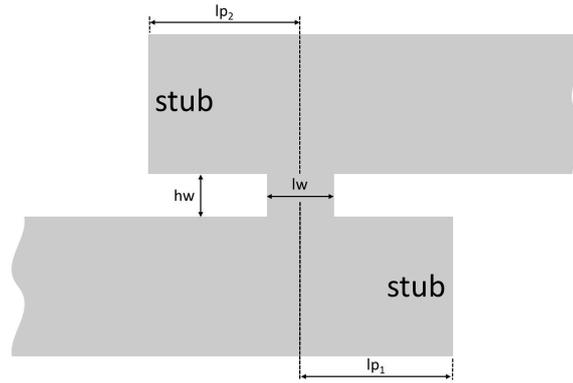
Con todo, este nuevo filtro es el germen de la familia de filtros que se ha desarrollado durante la presente tesis, y que son denominados como filtros MHFRW o *Modified Hybrid Folded Rectangular Waveguide Filters*, al ser una versión modificada de los tripletes en plano E originalmente propuestos en [29] (ver figura 4.1).



**Figura 4.3:** Unidad básica para construir filtros MHFRW.

Por su parte, la nueva familia de filtros está basada en resonadores  $TE_{10p}$  en guía rectangular, apilados en altura, y acoplados entre sí mediante el elemento básico mostrado en la figura 4.3. Los *stubs* cortocircuitados indicados en dicha figura pueden ser parte tanto de un resonador (caso más habitual, como se explicará posteriormente) como de los puertos de acceso a la estructura. Si los *stubs* se eliminan, se tendrá un acoplo capacitivo entre resonadores ubicados uno encima del otro. Cada *stub* permite ajustar la ubicación de un cero de transmisión, por lo que es posible generar hasta 2 ceros de transmisión controlables de forma independiente en cada ventana de acoplo. Como un filtro de orden  $N$  tiene  $N + 1$  ventanas de acoplo, esta solución permite implementar hasta  $2N + 2$  ceros de transmisión (o  $2N - 2$  si no se introducen *stubs* en las ventanas de acoplo de entrada y salida del filtro). Este elevado número de ceros de transmisión controlables de forma independiente es, como ya se ha dicho anteriormente, algo que no se puede lograr empleando acoplos cruzados o soluciones *extracted-pole* [11]. Como en muchas ocasiones no es necesario un número tan alto de ceros de transmisión, se puede elegir en cada ventana de acoplo si introducir los 2 ceros de transmisión posibles, un único cero de transmisión (usando sólo uno de los *stubs*, y dejando el otro con una longitud muy corta o directamente cero) o simplemente no implementar ninguno de los ceros, optando en ese caso por una ventana de acoplo normal entre resonadores.

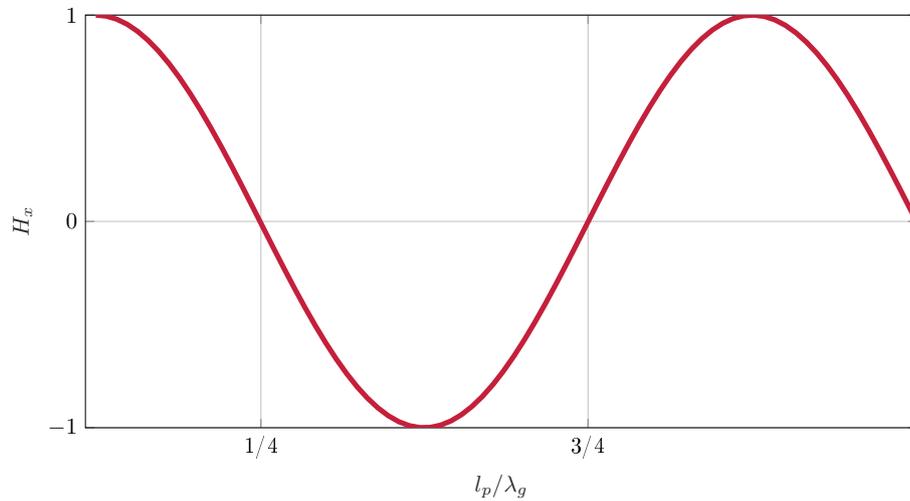
En cualquiera de los casos, disponer de una topología simple capaz de proporcionar un número tan alto de ceros de transmisión, va a permitir obtener respuestas muy selectivas y con grandes rechazos con órdenes bajos. Obsérvese también como la topología resultante es uniforme en anchura, lo que permite que sea analizada mediante técnicas de simulación bidimensionales, capaces de proporcionar resultados extremadamente precisos en tiempos de computación muy bajos. Este hecho permite hacer diseños de gran precisión, que sumado a la facilidad de fabri-



**Figura 4.4:** Unidad básica MHFRW que genera dos TZs.

cación de la topología y el bajo orden requerido, puede evitar el uso de tornillos de sintonía excepto para anchos de la banda de paso reducidos.

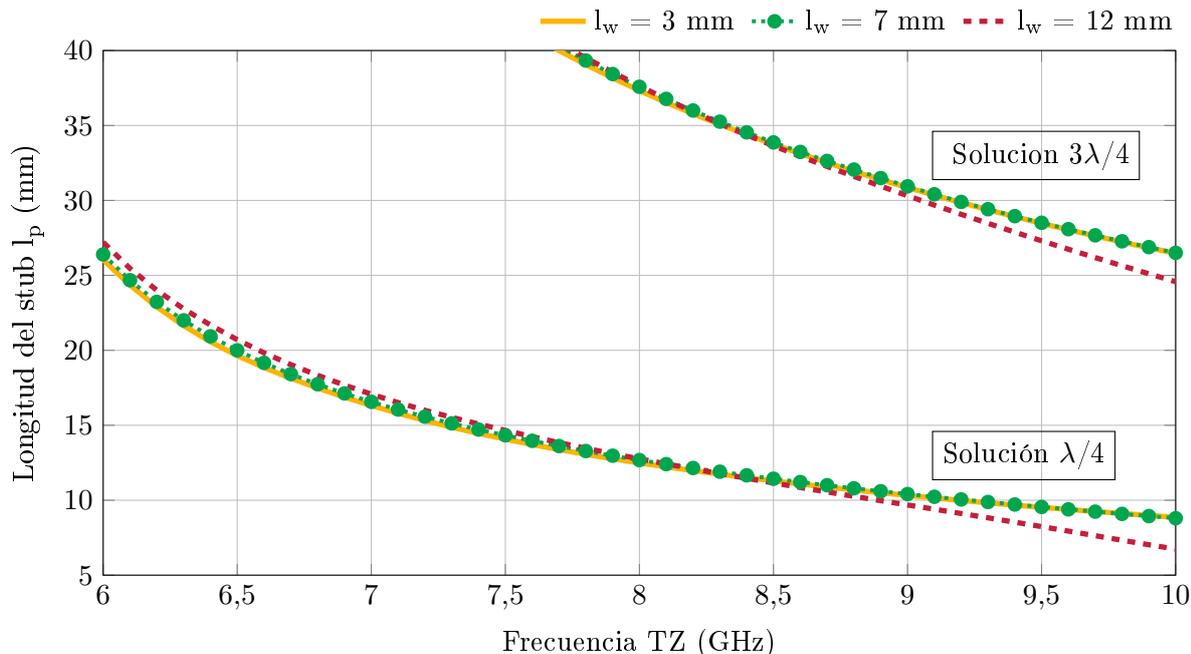
La topología básica que se estudia en este apartado es la mostrada en la figura 4.4, donde  $l_{p1}$  y  $l_{p2}$  son las distancias desde el cortocircuito de cada uno de los *stubs* hasta el centro de la ventana de acoplamiento. Dicha ventana tiene una longitud  $l_w$  y una altura  $h_w$ . Para estudiar el comportamiento de este bloque hay que tener presente que la distribución teórica de campo magnético transversal a lo largo de una línea de transmisión cortocircuitada es como la mostrada en la figura 4.5. Dicho campo magnético transversal, que es el acoplado a través de la apertura de la ventana, se anula a aquellas distancias del cortocircuito que sean múltiplos impares de un cuarto de la longitud de onda en la guía.



**Figura 4.5:** Distribución de campo magnético transversal (en unidades relativas) a lo largo de un *stub* cortocircuitado.

### 4.2.1 Estudio de la unidad básica para el caso de un único stub

Para interpretar correctamente el funcionamiento de la estructura, en primer lugar vamos a considerar el caso simplificado en el que uno de los stubs no existe (correspondiente a tomar, por ejemplo,  $l_{p1} = l_w/2$  en la figura 4.4). Por lo tanto, en esta sección, la longitud del stub  $l_p$  hace referencia a  $l_{p2}$  (si se hubiera fijado  $l_{p2}$  para eliminar el stub superior y se hubiera variado  $l_{p1}$ , se hubieran obtenido resultados análogos dada la simetría de la estructura). Así, se realiza un análisis paramétrico sobre los grados de libertad principales de la ventana de acoplo.



**Figura 4.6:** Frecuencia del cero de transmisión en función de la longitud del stub  $l_p$  para diferentes valores de longitud  $l_w$  de la ventana.

La gráfica de la figura 4.6 muestra la posición del cero de transmisión (obtenida directamente a partir del parámetro de scattering  $S_{21}$ ) en función de la longitud  $l_p$  del stub para varios valores de apertura de la ventana  $l_w$ . La altura de la ventana se ha fijado a  $h_w = 3$  mm, y se han empleado las dimensiones de una guía estándar WR112. A la vista de la gráfica, se puede comprobar que la posición del cero de transmisión está esencialmente controlada por la distancia  $l_p$  que hay entre el cortocircuito y el centro de la ventana de la acoplo, en lugar de por la longitud  $l_p - l_w/2$  del stub. Así por ejemplo, se puede observar que el valor de la longitud de la ventana  $l_w$  apenas modifica la posición del cero de transmisión siempre que la distancia  $l_p$  se mantenga fija. De hecho, las frecuencias a las que aparecen los ceros de transmisión son esencialmente aquellas a la que la distancia  $l_p$  es igual a  $\lambda_g/4$  o a un múltiplo impar de ésta. Como consecuencia, un mismo stub en realidad proporciona varios ceros de transmisión a diferentes frecuencias (las correspondientes a las distancias  $(2k + 1)\lambda_g/4$  con  $k = 0, 1, \dots$ ), pero que no pueden ser controlados de forma independiente. No obstante, normalmente sólo uno de ellos estará en la banda de trabajo, y será sobre el que se controle su posición. En la figura 4.6 se muestra la posición de los ceros de transmisión correspondientes a las soluciones en  $\lambda_g/4$  y  $3\lambda_g/4$  para el caso bajo estudio.

El hecho de que sea la distancia  $l_p$  la que origina el cero de transmisión en lugar de la longitud  $l_p - l_w/2$  del stub, queda también de manifiesto porque sin colocar un stub en una ventana

de longitud  $l_w$  suficientemente larga se obtiene también un cero de transmisión. Este hecho se puede ver también en la figura 4.6 para el caso  $l_w = 12$  mm cuando  $l_p = 6$  mm, donde el cero de transmisión correspondiente a la solución  $\lambda_g/4$  se encuentra en las proximidades de los 10 GHz.

Por lo tanto, la posición del cero de transmisión está controlada por la ubicación del centro de la ventana de acoplo respecto a las paredes laterales (es decir,  $l_p$ ), que se puede ajustar de forma independiente a su longitud  $l_w$  gracias a la presencia del *stub*. Para intentar justificar el motivo de ese cero de transmisión, se asume una ventana de acoplo de longitud  $l_w$  pequeña, donde la distribución de campo en la guía inferior en la zona de dicha ventana es prácticamente uniforme. Para un valor de  $l_p$  fijado, existirá una frecuencia a la que hay un nulo de campo magnético (y por tanto, un cambio en su signo) para la guía superior en el centro de la ventana. Así, hay frecuencias con nulos cuando  $l_p = (2k + 1)\lambda_g/4$ , como indica la figura 4.5. A dichas frecuencias, el acoplo entre la guía inferior y la superior en cada mitad de la ventana será el mismo pero de signo cambiado, por lo que el acoplo neto se cancela y se obtiene un cero de transmisión. Si se aumenta ahora la longitud  $l_w$  de la ventana, se sigue produciendo el mismo efecto siempre que el campo en la guía inferior que hay antes y después del centro de la ventana sea similar. Por lo tanto, un cambio en la longitud  $l_w$  de la ventana (manteniendo  $l_p$  fijo) apenas cambia la posición del cero de transmisión. Sólo cuando dicha longitud se hace lo suficientemente grande, la distribución de campo cambia entre la dos mitades de la ventana de acoplo, y entonces el cero de transmisión se desplaza en frecuencia. También la distribución de campo se verá alterada en ambas mitades de la ventana por efecto de modos superiores cuando la longitud del *stub* sea muy pequeña (es decir,  $l_p$  se acerque a  $l_w/2$ ), alterando además la posición del cero de transmisión. Esta explicación es coherente con los resultados representados en la figura 4.6.

A partir de todo el razonamiento previo, se puede concluir que la posición del cero de transmisión la fija el valor de la distancia  $l_p$  entre el centro de la ventana de acoplo y el plano del cortocircuito. La utilidad de introducir el *stub* es, por tanto, la de proporcionar un mecanismo para controlar dicha distancia de forma independiente a la longitud de la ventana  $l_w$ . La longitud de la ventana ( $l_w$ ), de hecho, se debe utilizar para controlar el nivel de acoplo entre ambas guías.

Para estudiar el efecto de los parámetros de la ventana sobre el nivel de acoplo, se calcula el valor de la constante de inversión normalizada del inversor ( $\bar{K}$ ), la cual se obtiene a la vista del parámetro  $S_{11}$  de la forma habitual:

$$\bar{K} = \sqrt{\frac{1 - |S_{11}|}{1 + |S_{11}|}} \quad (4.1)$$

ya que la posición de los puertos del bloque básico a lo largo del resonador (o puerto) de entrada y salida sólo genera un cambio de fase en los parámetros de dispersión.

En la figura 4.7 se relaciona el tamaño de la apertura de la ventana  $l_w$  con el valor de acoplo ( $\bar{K}$ ) proporcionado a 8 GHz para diferentes posiciones del cero de transmisión (controlados a través de la distancia  $l_p$ , que es prácticamente constante para cada posición del cero de transmisión). A la vista de dicha figura se deduce que, como se esperaba, un aumento de la longitud de la ventana aumenta el nivel de acoplamiento. No obstante, no conviene trabajar con longitudes de ventana  $l_w$  muy altas para evitar resonancias transversales ocasionadas por la propia ventana (obsérvese el pico que se produce en las gráficas correspondientes al poner el cero de transmisión a 8,2 GHz en los valores más altos de  $l_w$ ). A partir de cierta

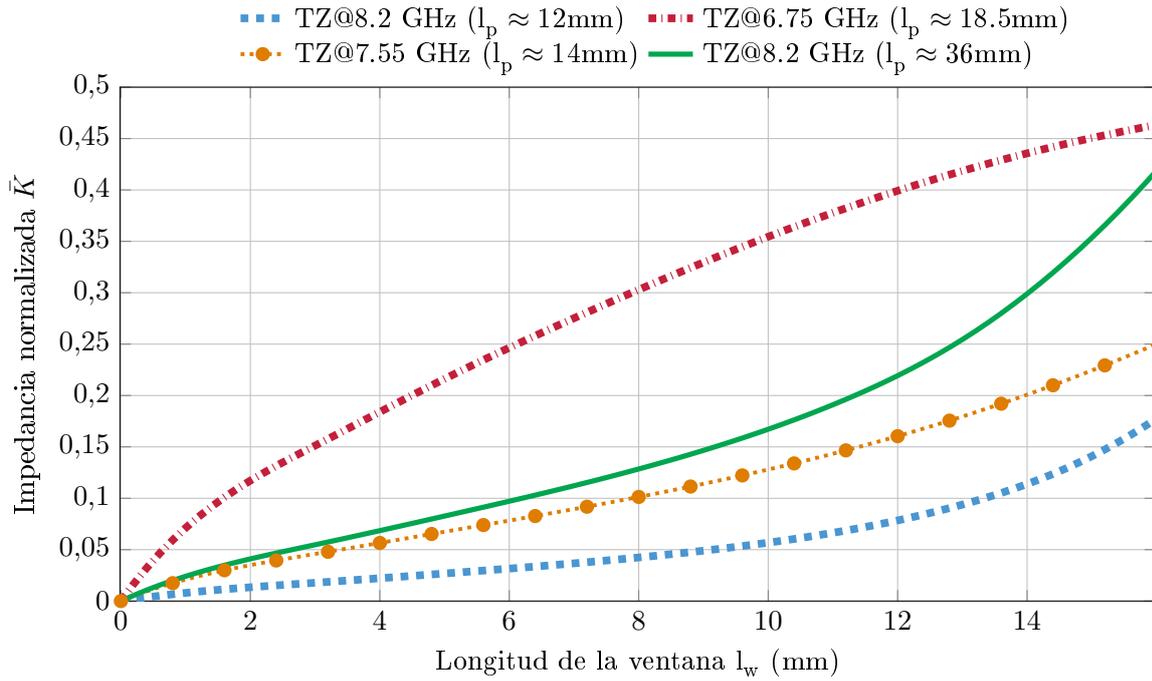


Figura 4.7:  $\bar{K}$  en función de la longitud de la ventana  $l_w$  para diferentes posiciones del cero de transmisión.

longitud de ventana, el acoplo deja de aumentar de forma relevante (como sucede en la gráfica correspondiente al cero de transmisión ubicado a 6,75 GHz) e incluso puede volver a disminuir (ya que al aumentar la ventana se pueda llegar a sumar acoplo de signo contrario al deseado).

Es importante reseñar que el acoplo es menor cuanto más cerca se encuentra el cero de transmisión de la frecuencia central (en este caso 8 GHz), ya que si la estructura de referencia está diseñada para proporcionar un cero de transmisión a 8,2 GHz (es decir, que a 8,2 GHz el acoplo neto entre ambas guías se anule), es lógico pensar que a una frecuencia cercana (como sería 8 GHz), el nivel de acoplo que se logra no puede ser muy alto. Por lo tanto, este mecanismo de generación de ceros de transmisión adquiere un compromiso entre la proximidad del cero de transmisión a la banda de paso del filtro, y el máximo acoplo que se puede implementar con la ventana. Este balance mejora conforme se toma una solución de mayor longitud para el cero de transmisión, es decir, tomando soluciones  $l_p = (2k + 1) \lambda_g/4$  con valores de  $k$  más altos. Cuanto más alta sea la solución, un mismo cambio en frecuencia (por ejemplo, de 8 a 8,2 GHz), que se traduce en un mismo cambio en longitud de onda en la guía, supone una variación mayor en la longitud  $l_p$ . Por lo tanto, si lo que hacemos es fijar  $l_p$ , la variación del nivel de acoplo al cambiar la frecuencia será mayor para las soluciones con  $k$  más alto, y es posible, por tanto, aumentar el nivel de acoplo en la banda de paso para un cero de transmisión que esté cerca de ésta. Este efecto se puede apreciar al comparar en la figura 4.7 las dos curvas correspondientes a un cero de transmisión a 8,2 GHz, donde la solución asociada a  $l_p = 3\lambda_g/4$  proporciona un nivel de acoplo unas tres veces mayor que la correspondiente a tomar  $l_p = \lambda_g/4$ .

La limitación que presenta la estructura estudiada (correspondiente a la figura 4.4, en la que uno de los *stubs* se ha eliminado por completo) en términos de nivel acoplo implementable para ceros de transmisión cercanos a la banda de paso, hace que el diseñador deba decidir correctamente su configuración. Por un lado, tendrá que elegir a que ventana de acoplo de

la estructura va a asignar cada cero de transmisión (intentando poner los más cercanos a la banda de paso del filtro en las ventanas que deban implementar un menor acoplo), y también que tipo de solución  $l_p = (2k + 1) \lambda_g/4$  va a emplear (teniendo presente que soluciones con un valor de  $k$  más alto puede implicar el uso de resonadores  $TE_{10p}$  con un orden  $p$  más elevado).

Finalmente, para concluir el análisis paramétrico, queda indicar que la dimensión  $h_w$  de la ventana apenas afecta a la posición del cero de transmisión, provocando sólo una pequeña variación en el nivel de acoplo  $\bar{K}$  (al estar siempre la ventana en propagación, a diferencia de una ventana inductiva). En general, se suele escoger el valor de esta variable por motivos diferentes a los requisitos de la respuesta, como por ejemplo, para hacer la estructura más compacta o más fácil de fabricar.

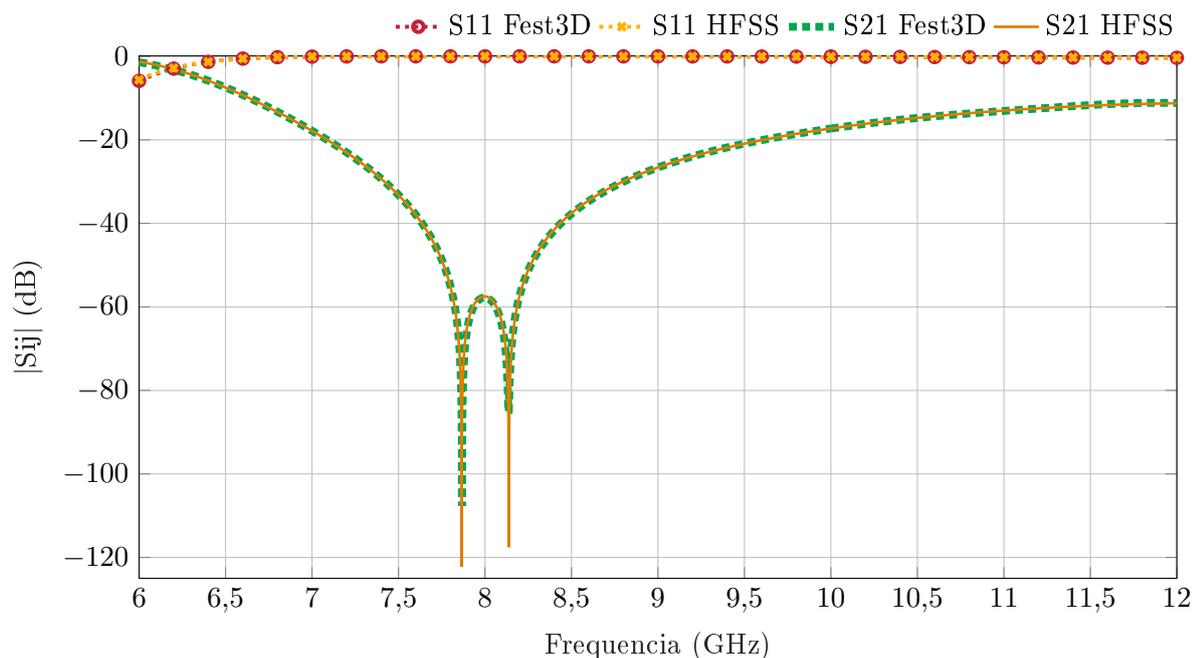
#### 4.2.2 Estudio de la unidad básica para el caso de dos *stubs*

Una vez comprendido el elemento básico de los filtros MHFRW, considerando sólo la presencia de un *stub*, es más fácil entender el funcionamiento del bloque general mostrado en la figura 4.4 con la presencia de dos *stubs*. En este caso, las variables de diseño son la longitud  $l_w$  de la ventana (que controlará el nivel de acoplo), su altura  $h_w$  (elegida normalmente por razones de fabricación), y las distancias  $l_{p1}$  y  $l_{p2}$  entre el plano donde se encuentra el cortocircuito que termina cada *stub* y el centro de la ventana de acoplo.

Para cada uno de los *stubs*, el comportamiento es similar al caso estudiado con un único *stub*. Así, por ejemplo, existirá una frecuencia que haga que a la longitud  $l_{p1}$ , correspondiente a la distancia entre el centro de la ventana de acoplo y el plano del cortocircuito de la guía inferior, se produzca un cero (y por tanto, un cambio de signo) en el campo magnético transversal en la guía inferior. Como resultado, los acoplos producidos por la mitad derecha y por la mitad izquierda de la ventana se cancelarán entre sí, anulándose el acoplo neto entre ambos resonadores. La misma situación sucederá asociada a la longitud  $l_{p2}$  en la guía superior. Por lo tanto, se tendrán dos frecuencias diferentes a las que se cancelará el acoplo entre ambas guías, y por tanto, en las que se producirán los dos ceros de transmisión. La posición de cada cero de transmisión se controlará principalmente por las longitudes  $l_{p1}$  y  $l_{p2}$  de forma casi independiente.

En la figura 4.8 se muestran los TZs generados por una unidad básica de diseño (figura 4.4) con las siguientes dimensiones:  $l_w = 3$  mm,  $h_w = 3$  mm,  $l_{p1} = 12,5$  mm y  $l_{p2} = 12,5$  mm. Se comparan los resultados generados por FEST3D [38] y Ansys HFSS [39], de manera que se puede observar que éstos son prácticamente idénticos. FEST3D, por su parte, es capaz de analizar esta estructura de forma rigurosa en cuestión de muy pocos segundos, mientras que una simulación convergente en Ansys HFSS puede requerir más de una hora (ambas simulaciones realizadas con un procesador Intel Core I5-760 de 2,8 GHz y con 16 GB de RAM). Esto ha sido posible gracias a las características de dicha estructura, que al estar formada por bloques simples, se puede analizar mediante las precisas y eficientes técnicas modales que utiliza FEST3D. Estas técnicas obtienen matrices generalizadas multimodo, que al conectarlas en cascada y resolver el sistema de ecuaciones resultante, proporcionan la respuesta final de la estructura [42], [88]. Además, la celda básica es una topología uniforme en anchura, por lo que se puede reducir de forma drástica el número de modos a considerar [14], [89]. La capacidad de poder simular de forma rigurosa estas topologías y en tiempos muy reducidos, va a permitir lograr diseños de elevada precisión, y por tanto que el error en la respuesta medida se deba de forma exclusiva a las tolerancias de fabricación.

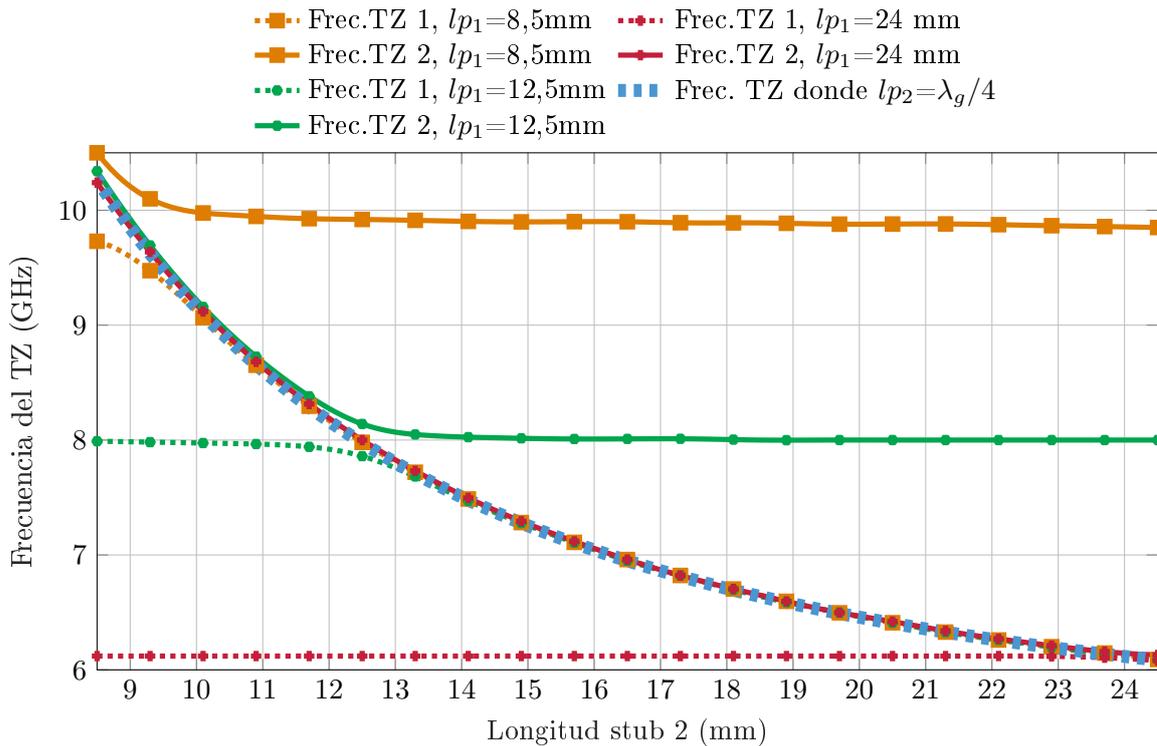
No obstante, hay que tener en cuenta que en la topología con dos *stubs*, en ocasiones habrá interacciones entre ambos, lo que hace que a la frecuencia del cero de transmisión originado



**Figura 4.8:** TZs generados por una unidad básica de diseño de la figura 4.4 con dimensiones  $l_w = 3$  mm,  $h_w = 3$  mm y  $l_{p1} = l_{p2} = 12,5$  mm.

por el *stub* inferior, el campo en la apertura en la guía superior no sea similar en una mitad y otra de la ventana de acoplo. Por lo tanto, la frecuencia central a la que aparece el cero de transmisión puede que no se corresponda exactamente con la frecuencia a la que la longitud  $l_{p1}$  o  $l_{p2}$  sea un múltiplo impar de un cuarto de longitud de onda en la guía. Este efecto de interacción es más importante conforme más cercanos estén los ceros de transmisión generados en cada *stub*. El caso más extremo es justamente el mostrado en la figura 4.8, en la que ambos *stubs* tienen la misma longitud, es decir  $l_{p1} = l_{p2}$ . En ese caso, en el centro de la ventana ambas guías tienen un nulo de campo magnético, y por tanto, cambian de signo. Este doble cambio de signo hace que a la longitud correspondiente (en este caso, unos 8 GHz), exista acoplo no nulo entre ambas guías (ver figura 4.8). Sin embargo, a una frecuencia algo superior se produce el cambio de signo para el campo de la guía inferior en un lugar  $z_1$  (anterior al centro de la apertura) y en otro lugar  $z_2$  (posterior al centro de la apertura) para el de la guía superior, por lo que en la zona de la ventana anterior a  $z_1$  el acoplo tiene un signo, en la zona entre  $z_1$  y  $z_2$  el signo cambia, y en la zona posterior a  $z_2$  el signo del acoplo es el mismo que se tenía en la primera zona. Obviamente, existirá una frecuencia inferior a 8 GHz donde la posición de  $z_1$  y  $z_2$  logren que se cancele el acoplo neto. Algo similar sucede a una frecuencia superior a 8 GHz. Este hecho justifica los dos ceros de transmisión representados en la figura 4.8. No obstante, hay que tener presente que en este caso un cambio tanto de  $l_{p1}$  como de  $l_{p2}$  afecta simultáneamente a la posición de los dos ceros de transmisión. Conforme los ceros de transmisión están más alejados entre sí, el cambio en una de estas dos variables afectará más a uno de los ceros de transmisión y cada vez menos al otro, facilitando así el diseño (al poder ajustar cada uno de ellos de una forma más independiente).

Como se ha demostrado, la estructura mostrada en la figura 4.4 es capaz de generar 2 TZs por cada ventana de acoplo. A continuación realizaremos un análisis paramétrico similar al realizado para el caso de un único *stub*. En la gráfica de la figura 4.9 se muestran las frecuencias a las que se encuentran dichos TZs (numerados por su orden de aparición en la respuesta) en



**Figura 4.9:** Posición de los ceros de transmisión en presencia de 2 stubs.

función de la longitud del *stub* 2 ( $l_{p2}$ ) para tres valores fijos de longitud del *stub* 1 ( $l_{p1}$ ): 8,5 mm, 12,5 mm y 24 mm (con  $l_w = h_w = 3$  mm). En todos los casos se está tomando la solución correspondiente a  $\lambda_g/4$ .

Para explicar la gráfica de la figura 4.9 se toma inicialmente el caso con  $l_{p1} = 12,5$  mm. Para valores bajos de la longitud  $l_{p2}$ , el cero correspondiente al segundo *stub* estará a frecuencias altas (superiores a 8 GHz), mientras que el del primer *stub* estará fijo a 8 GHz (correspondiente a  $l_{p1} = 12,5$  mm). Un aumento de la longitud  $l_{p2}$  bajará la posición en frecuencia del segundo cero de transmisión (el más alto en frecuencia) mientras que el primer cero de transmisión (el ubicado a 8 GHz) seguirá prácticamente inalterado. Por otro lado, si fijamos ahora el valor de  $l_{p2}$  por ejemplo a 10 mm y miramos lo que sucede al cambiar  $l_{p1}$  a 24 mm, se ve que la posición del cero de transmisión más alto en frecuencia no cambia. Este hecho demuestra como, para esta situación, la longitud  $l_{p2}$  ajusta la posición del cero de transmisión más alto y la longitud  $l_{p1}$  la del cero de transmisión más bajo. Al volver a aumentar el valor de  $l_{p2}$  y acercarse ésta a  $l_{p1}$ , se observa como ambos ceros de transmisión empiezan a ver afectada su posición sólo modificando la longitud  $l_{p2}$ . La razón es la explicada previamente, es decir, por las peculiaridades que tiene la distribución de campo en la guía superior e inferior a la ventana en estos casos. El punto con mayor variación se encuentra cuando  $l_{p2} = l_{p1}$ . Si se sigue aumentando la longitud  $l_{p2}$ , ésta cada vez afectará menos al cero de transmisión ubicado sobre los 8 GHz, y sí que moverá el que ahora está a frecuencias más bajas. Por lo tanto,  $l_{p1}$  vuelve a controlar de forma prácticamente independiente la posición del cero de transmisión a 8 GHz (que ahora será el ubicado más arriba en frecuencia) mientras que  $l_{p2}$  es la variable que controla la posición del cero de transmisión a más baja frecuencia. El mismo razonamiento se puede aplicar a las curvas en la figura 4.9 tanto para  $l_{p1} = 8$  mm como para  $l_{p1} = 24$  mm (si bien en este último caso, la variación en las frecuencias de los dos ceros cuando  $l_{p2} \sim l_{p1}$

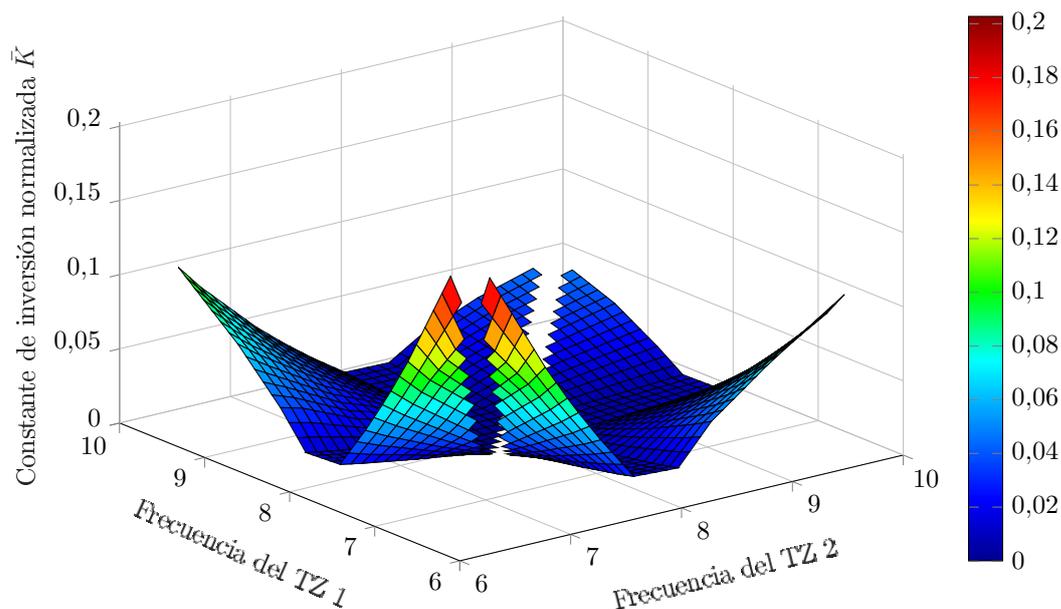


Figura 4.10:  $\bar{K}$  en función de la posición de los 2 ceros de transmisión (gráfica 3D).

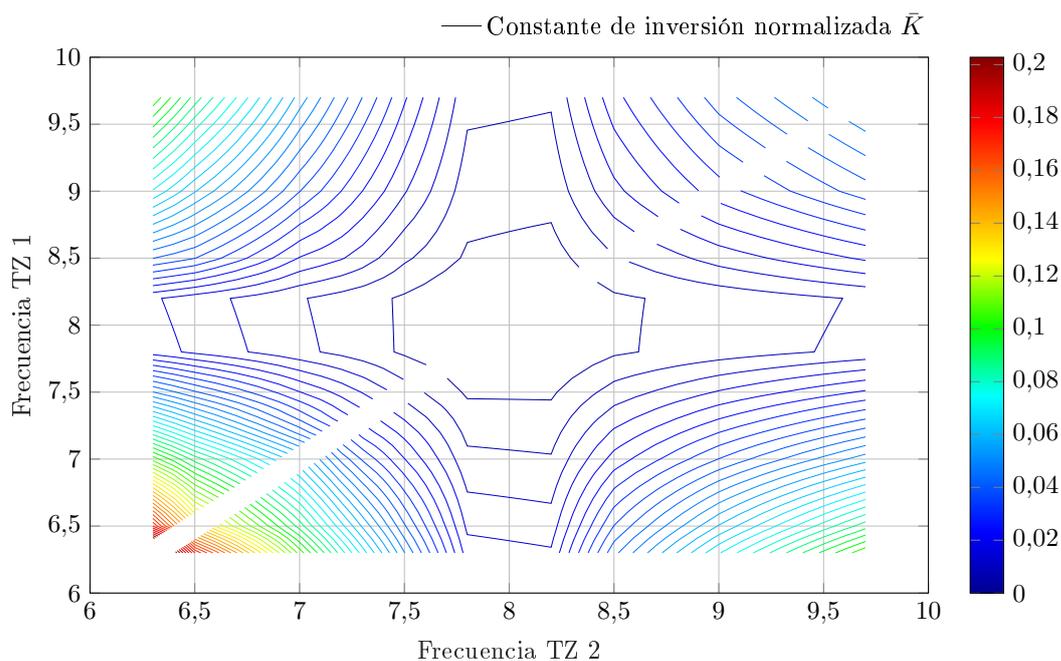


Figura 4.11:  $\bar{K}$  en función de la posición de los 2 ceros de transmisión.

es mucho más reducida al estar muy cerca de la frecuencia de corte de la guía WR112). Así mismo, también se observa que, excepto cuando  $l_{p2}$  es cercano a  $l_{p1}$ , el cero de transmisión controlado por la longitud  $l_{p2}$  se ubica a la frecuencia a la que dicha longitud pasa a ser  $\lambda_g/4$  (línea gruesa discontinua de color azul en la figura 4.9).

Por su parte, en las figuras 4.10 y 4.11 se muestra cómo varía la constante de inversión normalizada  $\bar{K}$  a 8 GHz para la ventana de acoplo con 2 *stubs* (ver la figura 4.4), en función de

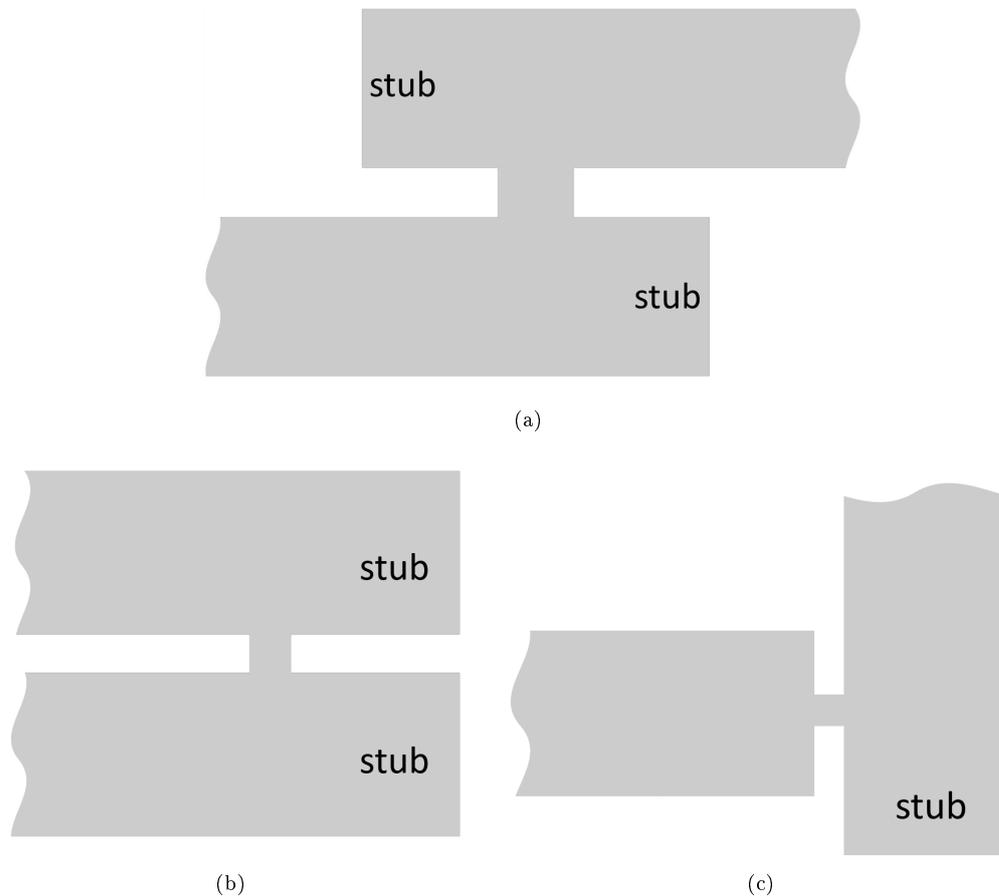
la posición de los 2 ceros de transmisión generados. Para obtener los resultados de la figura, se ha fijado  $l_w = h_w = 3$  mm. En dicha figura se observa que no es posible colocar un cero de transmisión doble a la misma frecuencia (el caso límite es el mostrado en la figura 4.8) por como funciona la ventana de acoplo cuando  $l_{p2} \sim l_{p1}$ . Así mismo, se puede concluir que conforme alguno de los ceros de transmisión se acerca más a 8 GHz, el nivel de acoplo que proporciona la ventana a dicha frecuencia se reduce de forma importante (obsérvese también como las curvas de nivel en la figura 4.11 aparecen más distanciadas). Conforme más alejados estén los ceros de la frecuencia de 8 GHz tomada como referencia (que sería en un filtro, la frecuencia a la que estaría centrada su banda de paso), el nivel de acoplo mejora. Esta mejoría es mayor cuando los ceros de transmisión se ubican a frecuencias más bajas que la banda de paso (al verse beneficiado por el efecto del corte de la guía, que hace que el valor de la longitud de onda en la guía, en la ubicación del cero de transmisión, cambie de forma más acentuada con la frecuencia).

Así mismo, para unas posiciones de los ceros de transmisión similares a los de la figura 4.7 (con un único *stub* para  $l_w = 3$  mm), se observa como el nivel de acoplo obtenido en la situación con dos *stubs* es inferior. Este resultado es lógico, ya que en la configuración de la ventana con un único *stub*, la apertura está en la zona de máximo campo magnético transversal para la guía que no presenta el *stub*. Por lo tanto, al introducir el segundo *stub* para tener un cero de transmisión adicional, la ventana estará ubicada en zonas donde normalmente el campo no será el más alto posible en ninguna de las dos guías, y como resultado el nivel de acoplo bajará. Por lo tanto, el precio que se paga es el mismo que cuando se quiere acercar el cero de transmisión a la banda de paso del filtro. Cuanto más exigente seamos en lo que respecta al número de ceros de transmisión a generar por la ventana y su cercanía en frecuencia a la banda de paso, más limitado estará el nivel de acoplo que ésta puede proporcionar. Nuevamente, el diseñador deberá buscar el balance adecuado para la respuesta que quiera implementar. Nótese además, que los resultados mostrados en las figuras anteriores (4.10 y 4.11) están asociados al caso en el que  $l_w = h_w = 3$  mm, por lo que es posible lograr niveles más altos de acoplo incrementando la apertura  $l_w$  de la ventana.

Para concluir, si a la vista de todo lo anterior comparamos la familia de filtros *Modified Hybrid Folded Rectangular Waveguide Filter* (cuya unidad básica se puede ver en la figura 4.3) con los filtros *Hybrid Folded Rectangular Waveguide Filter* de los que deriva (cuya unidad básica o triplete está representada en la figura 4.1), podemos afirmar que la versión modificada desarrollada en esta tesis es capaz de introducir un número mucho más elevado de ceros de transmisión en la respuesta. Es decir, con órdenes más bajos se pueden lograr respuestas con mayor rechazo en la banda eliminada. Sin embargo, como contrapartida, hay que indicar que es mucho más complicado aproximar los ceros de transmisión a la banda de paso del filtro, teniendo que recurrir al uso de resonadores de órdenes superiores en algunas ocasiones (lo que implica mayor peso y volumen, aunque a cambio de menos pérdidas y mejor manejo de potencia). Es posible que haya incluso casos en los que no sea posible acercar los ceros de transmisión tanto como se desea (por ejemplo, porque se tenga un límite en el orden máximo del resonador que se pueda emplear). En esas situaciones, los ceros más próximos hay que implementarlos con otro tipo de soluciones (como usar tripletes HFRW o introducir *stubs* en las ventanas de una forma diferente [90], tal y como se verá en alguno de los ejemplos incluidos en el último apartado de este capítulo).

### 4.3 Variantes topológicas de la familia de filtros MHFRW

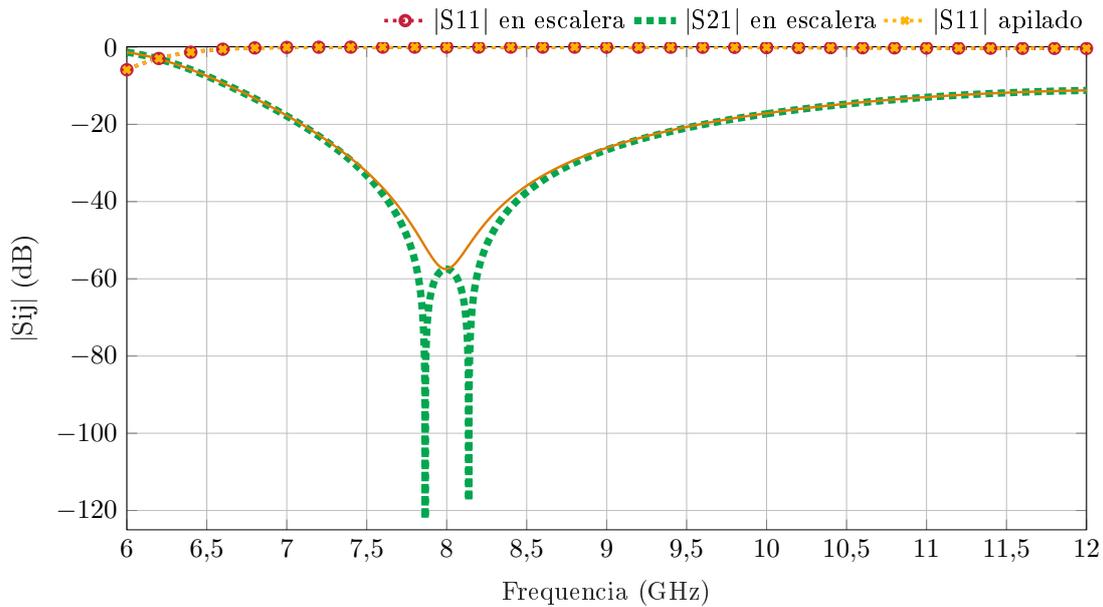
Como se ha visto hasta ahora, esta nueva familia de filtros *Modified Hybrid Folded Rectangular Waveguide Filters* (MHFRW) permite una gran versatilidad en cuanto a la cantidad de ceros de transmisión que puede generar, y el control de su ubicación de forma independiente. En las ocasiones en las que no es posible ubicarlos cerca de la banda de paso y al mismo tiempo lograr el nivel de acoplo requerido, la situación normalmente se puede solventar eligiendo soluciones más largas (lo que da lugar a resonadores  $TE_{102}$  o superiores).



**Figura 4.12:** Topología en (a) escalera, (b) apilada y (c) en T.

La estructura además admite diferentes variantes topológicas que aportan una gran flexibilidad a la hora de optimizar el espacio disponible en las cargas útiles de los satélites, o permitir un mejor paso de aire que facilite la ventilación del componente. Esta es sin duda una ventaja de gran importancia a nivel práctico. En este apartado se destacan 3 variantes que vienen mostradas en la figura 4.12: en escalera, apilados y en T.

La configuración en escalera y apilada se comportan de forma prácticamente análoga y proporcionan el mismo acoplo, excepto en la zona en la que ambos ceros interactúan entre sí. Cuando se evita trabajar en esa zona para facilitar el diseño (y que cada cero de transmisión sea controlable de forma independiente), la utilización de una u otra topología dependerá fundamentalmente de consideraciones sobre la distribución geométrica (o *layout*) del filtro a elegir por el diseñador.

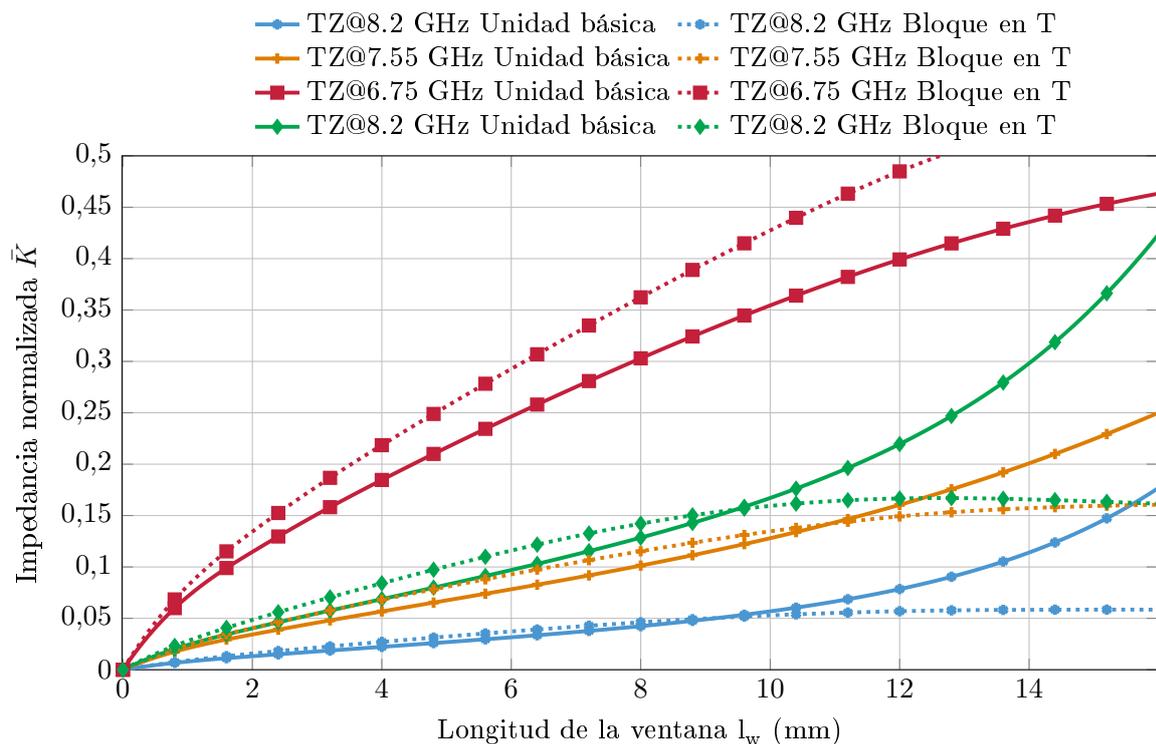


**Figura 4.13:** Parámetros S de la topología en escalera y apilada cuando las longitudes  $l_{p1} = l_{p2} = 12,5$  mm, mostrando diferentes forma de interacción entre los dos ceros de transmisión asociados a la ventana de acoplo.

En el caso de estar en la zona en la que ambos ceros de transmisión interactúan entre sí, la forma en la que se produce la interacción es diferente. Este hecho se muestra en la figura 4.13 donde se ha tomado  $l_{p1} = l_{p2} = 12,5$  mm para ambas configuraciones (asociado a que el campo se anule en el centro de la ventana a 8 GHz). En el caso de la configuración apilada, los dos cortocircuitos están al mismo lado de la ventana, y por ese motivo, al modificar la frecuencia, la posición en la que se produce el cambio de signo en el campo magnético transversal es la misma en ambas guías. Esto origina que no hayan zonas de la ventana con acoplo positivo que se cancelen con zonas con acoplo negativo, y no se vea ningún cero de transmisión en la banda. No obstante, se obtiene un buen nivel de rechazo entorno a dicha frecuencia (al ser el campo magnético transversal bajo). Es como si se tuvieran dos ceros de transmisión acoplados en las posiciones  $s_o = \pm\sigma_o + j\omega_o$  con un valor de  $\sigma_o$  pequeño. A frecuencias alejadas de la ubicación de  $\omega_o$ , en este caso 8 GHz, la diferencia en el valor del módulo del parámetro  $S_{11}$  entre ambas configuraciones y, por tanto, en el nivel de acoplo que se logrará, es casi indistinguible.

Indicar, en cualquier caso, que la situación mostrada en la figura 4.13 es la peor posible. Conforme las longitudes  $l_{p1}$  y  $l_{p2}$  se vayan alejando entre sí, en la ventana habrá zonas con acoplos de signos contrarios, y los dos ceros de transmisión acoplados se irán moviendo gradualmente hasta quedar ubicados en el eje de frecuencias (es decir,  $\sigma_o$  se va reduciendo hasta hacerse cero), de manera que a partir de ese momento cada uno de ellos empezará a ser controlado de una forma cada vez más independiente del otro con su longitud correspondiente.

En el caso de la configuración en T (figura 4.12 (c)), por contra, su utilización implicará perder un *stub* (y por tanto la posibilidad de implementar un cero de transmisión), aunque permite hacer un giro en la distribución geométrica del filtro. Así mismo, esta configuración presenta una ventaja destacable a nivel de acoplo. El hecho de tener los resonadores en T permite un acoplo más alto de energía que en una conexión de acoplo techo-suelo. Este aspecto queda de manifiesto en la figura 4.14, donde a los resultados representados en la figura 4.7 para una configuración en escalera con un único *stub* se le ha incorporado el valor de la



**Figura 4.14:**  $\bar{K}$  en función de la longitud de la ventana  $l_w$  para la configuración en escalera con un único cero de transmisión y la configuración en T, para diferentes posiciones del cero de transmisión.

constante de inversión normalizada  $\bar{K}$  del acoplo que se logra para una configuración en T con la misma apertura  $l_w$  de la ventana. En ambos casos se ha fijado  $h_w$  a 3 mm. Como se puede observar, para ventanas no muy largas se pueden obtener mejores valores de acoplo que con la configuración apilada. Teniendo en cuenta que no suele ser conveniente que las aperturas de las ventanas sean muy grandes (ya que, entre otros efectos indeseados, pueden acortar de tal manera la parte del resonador que queda entre las aperturas, que haya que optar por emplear un resonador de orden superior), esto da una opción para poder colocar ceros de transmisión más cercanos a la banda de paso que con la configuración apilada o en escalera.

## 4.4 Diseño de filtros MHFRW

### 4.4.1 Diseño de un filtro MHFRW sin ceros de transmisión

Antes de mostrar la capacidad superelíptica de los filtros MHFRW y a modo de ejemplo ilustrativo, en esta sección se presenta el diseño de un filtro en banda  $K_u$  de esta misma familia pero sin ceros de transmisión, implementado en guía de onda WR75 y con 3 cavidades resonantes ( $N=3$ ) con el modo  $TE_{102}$ . La banda de paso del mismo se extiende entre los 10,9 y 11,1 GHz, con unas pérdidas de retorno de 25 dB. Para los puertos de entrada y salida se ha elegido acoplos inductivos clásicos y se ha optado por una configuración apilada (ver figura 4.15).

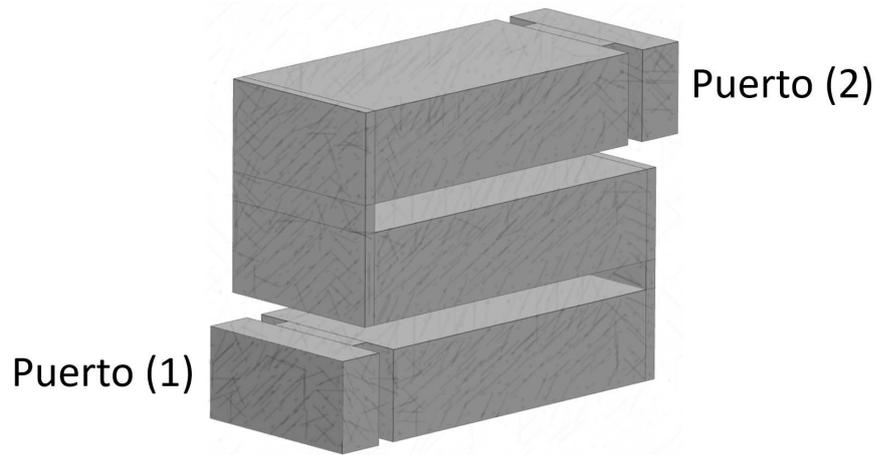


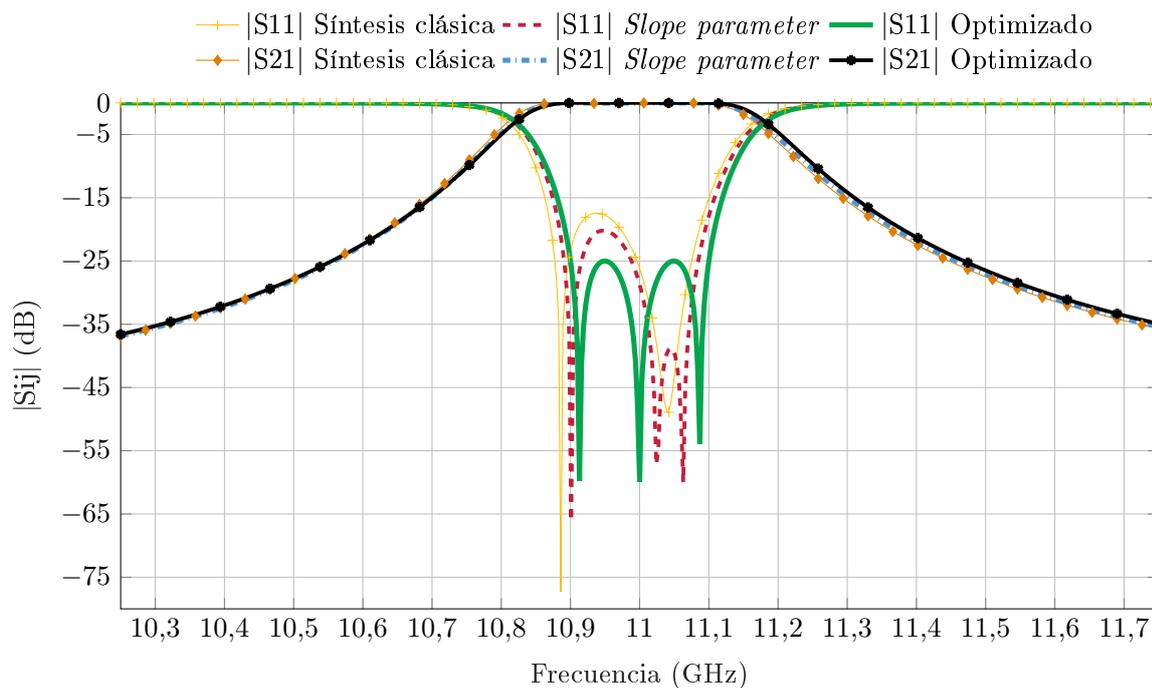
Figura 4.15: Filtro MHFRW sin ceros de transmisión de orden  $N=3$  apilado.

Parámetro	Síntesis tradicional	Método <i>slope parameter</i>	Optimizado
$w_1 = w_4$	11,2912	11,3232	11,3458
$w_2 = w_3$	1,1670	1,2326	1,2568
$l_1 = l_3$	35,2395	35,1786	35,1426
$l_2$	38,0477	37,9684	37,8681

Tabla 4.1: Dimensiones finales (en mm) del filtro MHFRW sin ceros de transmisión de orden  $N=3$  apilado.

El proceso de síntesis utilizado en este caso es el descrito en el capítulo anterior (sección 3.3), teniendo en cuenta la dependencia con la frecuencia real de sus resonadores, esto es, su *slope parameter*. En la tabla 4.1 se muestran las dimensiones obtenidas por el método de síntesis tradicional [16], por el método del *slope parameter* presentado en esta tesis doctoral (con un mapeado en  $\lambda_g$  y que ha convergido tras 4 iteraciones, incluida la inicial), así como las obtenidas tras la optimización. Las dimensiones implicadas en el proceso de diseño son las aperturas de las ventanas de acoplo ( $w_1$ ,  $w_2$ ,  $w_3$  y  $w_4$ ) y las longitudes de los resonadores ( $l_1$ ,  $l_2$  y  $l_3$ ). El proceso de síntesis se ha llevado a cabo, de nuevo, de forma totalmente automatizada, empleando una función de Matlab [37], que junto con FEST3D [38], realiza las iteraciones necesarias para obtener el punto inicial para el proceso de optimización. Nótese que, como ocurría en el capítulo anterior, la precisión del método vuelve a ser de una micra, valor suficiente para que el error cometido en diseño sea despreciable frente al introducido en un proceso de fresado de alta precisión (que podría ser usado para fabricar este tipo de estructuras).

Las respuestas correspondientes (en términos de parámetros S) para la síntesis tradicional, para el método del *slope parameter* y para la estructura final optimizada, se muestran en la figura 4.16. A la vista de los resultados se ve como, de nuevo, la técnica del *slope parameter* aporta una solución mucho más próxima al modelo ideal, lo que facilita la tarea final que lleva a cabo el optimizador. En este caso se ha empleado un mapeado genérico en  $\lambda_g$ , si bien desarrollando un mapeado en frecuencia más específico para este tipo de estructuras, se podría lograr un punto inicial incluso mejor y que requiriera un menor esfuerzo de optimización.



**Figura 4.16:** Parámetros S del filtro MHFRW sin ceros de transmisión de orden  $N=3$  apilado.

#### 4.4.2 Diseño de un filtro MHFRW superelíptico

Como ya se ha visto en los apartados anteriores, los filtros de la familia MHFRW pueden ser utilizados en aplicaciones que requieran de gran flexibilidad geométrica (frente a los filtros con acoplos inductivos convencionales [4], por ejemplo); y pueden implementar respuestas con amplios anchos de banda, bajas pérdidas y evitar la utilización de tornillos de sintonía. Añadida a estas ventajas, está la posibilidad de generar ceros de transmisión en un número mayor al orden del filtro en cuestión, implementando de esta manera, filtros superelípticos.

Partiendo del proceso de diseño anterior sin ceros de transmisión, se ha diseñado un filtro con las mismas características en la banda de paso (filtro de orden 3, centrado a 11 GHz, con un ancho de banda de 200 MHz y unas pérdidas de retorno mejores a 25 dB), y se ha intentado aumentar el rechazo de la respuesta en la banda eliminada. Estas especificaciones son similares a las que podría requerir un filtro que formara parte de un multiplexor embarcado en la carga útil de un satélite. Teniendo en cuenta que las ventanas de acoplo de entrada y de salida son las que deben implementar mayores niveles de acoplo, se ha optado por no introducir ningún *stub* en ellas, empleando en su lugar una ventana capacitiva clásica. En las otras dos ventanas que tiene el filtro (la que une el resonador 1 con el 2, y la que une el resonador 2 con el 3) se han situado dos *stubs*, y por tanto, dos ceros de transmisión, en cada una de ellas. En total, se dispone de un total de cuatro ceros de transmisión (ajustables de forma independiente) en una respuesta de orden 3, obteniendo por tanto un respuesta superelíptica que no puede ser implementada con acoplos cruzados o configuraciones *extracted-pole*.

Al disponer de 4 ceros de transmisión, se ha decidido colocar 2 por debajo de la banda de paso y los otros 2 por encima de la banda de paso. Tras realizar diferentes pruebas, se ha optado por intentar obtener un rechazo mejor a 35 dB en la banda entre 10,25 y 10,6 GHz, y un rechazo por encima de 50 dB en la banda entre 11,55 y 12,2 GHz (para tener una función

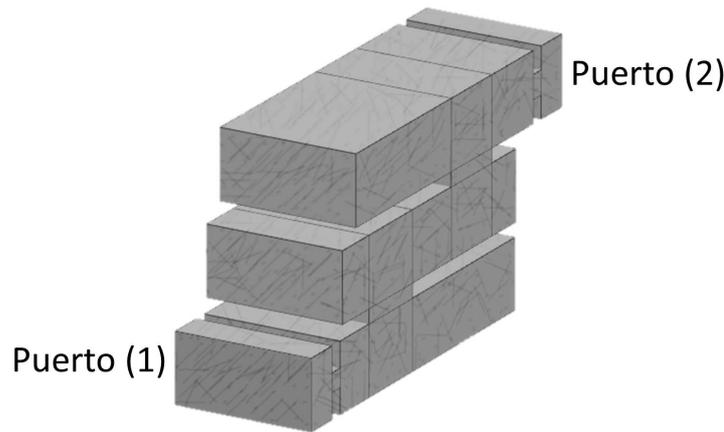


Figura 4.17: Filtro MHFRW superelíptico de orden  $N=3$  en escalera.

de transferencia claramente asimétrica). Para lograrlo, se han ubicado inicialmente los ceros de transmisión a las frecuencias de 10,3 GHz, 10,55 GHz, 11,6 GHz y 12,1 GHz. Contando los *stubs* desde el puerto de entrada o (1) hasta el de salida o (2) (ver figura 4.17), el primer *stub* será una solución  $3\lambda_g/4$  para el cero ubicado a 11,6 GHz, el segundo y tercer *stubs* usarán soluciones  $\lambda_g/4$  para los ceros de transmisión ubicados a 10,3 y 10,55 GHz, y el cuarto *stub* será nuevamente una solución  $3\lambda_g/4$  pero en este caso gobernando el cero de transmisión más alto, ubicado a 12,1 GHz.

A la hora de asignar los ceros de transmisión, se ha buscado que en la misma ventana se tenga un cero de transmisión de la banda baja y uno de la banda alta (para evitar interferencias entre ellos). Así mismo, como se pretenden emplear resonadores  $TE_{102}$ , en los extremos del resonador 2 hay que ubicar *stubs* con soluciones  $\lambda_g/4$  (ya que en caso contrario, dicho resonador no puede ser más corto que una longitud de onda). Por último, como en los resonadores 1 y 3 sólo se incluye un *stub*, es posible elegir soluciones de tipo  $3\lambda_g/4$  que permiten obtener mayores valores en el acoplo entre resonadores. Para terminar, la última restricción que se ha considerado es que los ceros de transmisión más cercanos a la banda de paso (el de 10,55 GHz y el de 11,6 GHz) han de estar también en ventanas diferentes para poder implementar un nivel de acoplo más grande en la banda de paso del filtro. Todas estas restricciones, justifican la forma concreta en la que los ceros de transmisión han sido asignados a cada uno de los *stubs* de la geometría.

Para afrontar este proceso de diseño, se parte de las constantes de inversión ( $J$ ) del filtro del apartado anterior. A continuación, se han sintetizado nuevamente los acoplos internos del filtro incluyendo los *stubs* en  $\lambda_g/4$  y  $3\lambda_g/4$  que los acompañan. Para ello se hace uso del simulador electromagnético FEST3D [38] con el que se sintetizan cada una de las anchuras de las ventanas de acoplo del segundo y tercer inversor ( $w_2$  y  $w_3$ , respectivamente), así como las longitudes  $l_p - l_w/2$  (ver figura 4.4) de los *stubs* ( $l_{s1}$ ,  $l_{s2}$ ,  $l_{s3}$  y  $l_{s4}$ ), para que el valor de  $S_{21}$  presente los TZs en las posiciones elegidas y al mismo tiempo el valor de  $S_{11}$  sea el requerido según la expresión

$$|S_{11}| = \left. \frac{1 - J^2}{1 + J^2} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (4.2)$$

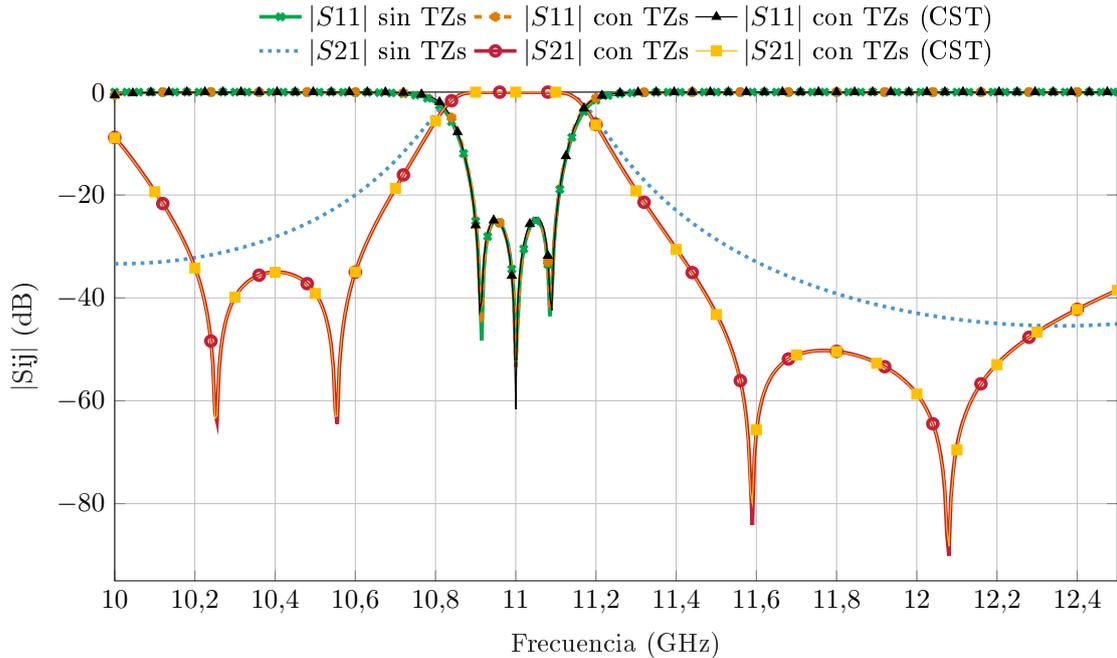
En el caso de los acoplos de entrada y salida, al tratarse de acoplos capacitivos clásicos y no tener *stubs*, se sintetizan únicamente los valores de las alturas de las ventanas ( $w_1$  y  $w_4$ ). Para todas las ventanas se ha empleado un grosor fijo de 2 mm. La razón de usar en este filtro una ventanas capacitivas a la entrada y a la salida, es para comprobar la viabilidad de usar tanto ventanas capacitivas como inductivas en esta posición, y poder comparar su comportamiento. Desde el punto de vista computacional, son mucho más apropiadas las ventanas capacitivas, al obtener una estructura bidimensional que puede ser analizada de forma mucho más eficiente con un simulador modal (al excitarse una familia de modos más reducida en la estructura) [14], [42].

Una vez obtenidas las dimensiones de los inversores y de los *stubs*, se sigue el proceso descrito en [91], optimizando con FEST3D en el siguiente orden: 1º) el primer resonador con sus inversores y *stubs*, 2º) los dos primeros resonadores con inversores y *stubs* y 3º) la estructura completa. Los objetivos del optimizador para cada paso se corresponden con las respuestas ideales (en términos de  $S_{11}$ ) y la posición elegida de los TZs para cada estructura (en lo referente al valor de  $S_{21}$ ). Las variables implicadas en este proceso son las anchuras/alturas de las ventanas de acoplo ( $w_1$ ,  $w_2$ ,  $w_3$  y  $w_4$ ), las longitudes de los resonadores ( $l_1$ ,  $l_2$  y  $l_3$ ) y las longitudes de los *stubs* ( $l_{s1}$ ,  $l_{s2}$ ,  $l_{s3}$  y  $l_{s4}$ ). Una vez terminado el proceso, se observa que los ceros de transmisión se mantienen cercanos a las frecuencias fijadas previamente, por lo que se optimiza la estructura otra vez con dos nuevos objetivos: el nivel de pérdidas de retorno en la banda de paso y el nivel de rechazo requerido, intentando ampliar al máximo los extremos de las bandas eliminadas. Al final se logra un rechazo superior a 35 dB en la región entre 10,205 y 10,6 GHz, y superior a 50 dB en la banda de frecuencias entre 11,54 y 12,24 GHz. El hecho de tener una estructura totalmente capacitiva, hace que cuando la guía WR75 del filtro entre a propagar a unos 7,86 GHz se tenga ahí una banda de paso (con carácter paso bajo). Esto provoca que la región del espectro por debajo de la banda de paso del filtro tenga un menor rechazo, resultando claramente beneficiada, por contra, la región que queda por encima.

Parámetro	Valor
$w_1$	2,4783
$w_2$	10,5167
$w_3$	9,9376
$w_4$	3,2573
$l_1$	6,9707
$l_2$	9,4814
$l_3$	10,1636
$l_{s1}$	25,0344
$l_{s2}$	6,3756
$l_{s3}$	5,9082
$l_{s4}$	23,0892

**Tabla 4.2:** Dimensiones finales (en mm) del filtro MHFRW de orden  $N=3$  en escalera con respuesta superelíptica.

Las dimensiones finales del filtro se presentan en la tabla 4.2 (con una precisión en las dimensiones inferior a una micra), y la respuesta en la figura 4.18. Dicha respuesta incluye también la respuesta proporcionada por CST Microwave Studio [40] con el objeto de validar los resultados obtenidos, y también para comparar la diferencia de eficiencia de ambos simuladores. Mientras que con FEST3D la simulación rigurosa de toda la geometría (para 501 puntos en frecuencia) cuesta menos de 30 segundos, en CST el tiempo de simulación en la misma má-



**Figura 4.18:** Parámetros S del filtro superelíptico MHFRW de orden  $N=3$  en escalera.

quina es superior a las 3 horas (y eso teniendo en cuenta que es una estructura sin zonas pequeñas con grandes acumulaciones de campo, que requerirían un mallado más intensivo). Así mismo, se ha incorporado también a la figura 4.18 la respuesta del mismo filtro pero sin incluir *stubs*. Como se puede ver claramente, el uso de los ceros de transmisión aumenta de forma importante la selectividad de la respuesta (lograr la misma selectividad sin ceros de transmisión hubiera requerido usar un filtro de al menos orden 5, con el consiguiente deterioro en términos de peso, volumen, pérdidas, coste de fabricación y sensibilidad a las tolerancias de fabricación). Así mismo, se logra un mayor nivel de rechazo que el máximo de la respuesta sin ceros de transmisión, concentrándolo además en la zona de interés, a cambio, eso sí, de degradarlo en el resto de zonas (se puede ver como por debajo de 10,19 GHz y por encima de 12,325 GHz, el rechazo de la respuesta sin ceros de transmisión es mayor). Con todo, las ventajas de usar un elevado número de ceros de transmisión son múltiples, como se puede observar.

También en la figura 4.18 se puede inferir que en una solución capacitiva sin ceros de transmisión, el rechazo fuera de banda es mucho mejor por encima de la banda de paso del filtro que por debajo. Este hecho se debe a que a la frecuencia de corte de la guía, el filtro tiene una banda de paso de carácter paso bajo. Este efecto queda bastante paliado usando a la entrada ventanas inductivas en vez de capacitivas, como se puede observar en la respuesta de la figura 4.16 y donde el rechazo a un lado y otro de la banda de paso es casi simétrico. El diseñador, en función de las especificaciones a las que deba hacer frente, deberá optar por una alternativa u otra.

Finalmente, cabe destacar otras ventajas adicionales que tiene el introducir ceros de transmisión a través de *stubs*. Como se puede observar, la apertura de las ventanas aumenta de forma importante (al ubicarse en una zona donde el campo es más bajo, se necesita una mayor apertura para lograr el mismo nivel de acople). Entre el caso sin cero de transmisión y con cero de transmisión, dichas ventanas pasan de tener 1,25 mm a casi 10 mm de longitud. Este hecho tiene una ventaja muy importante en efectos de alta potencia, ya que al aumentar el

hueco generado y trabajar en una zona donde el campo es más bajo, efectos de descarga (como por ejemplo *multipactor*) aparecerán a potencias mucho más elevadas. Así mismo, el tener una ventana más grande hace que el filtro sea menos sensible a errores de fabricación en dicha ventana, lo que también es una característica muy deseable.

## 4.5 Aplicación a multiplexores para bancos de medidas de intermodulación pasiva

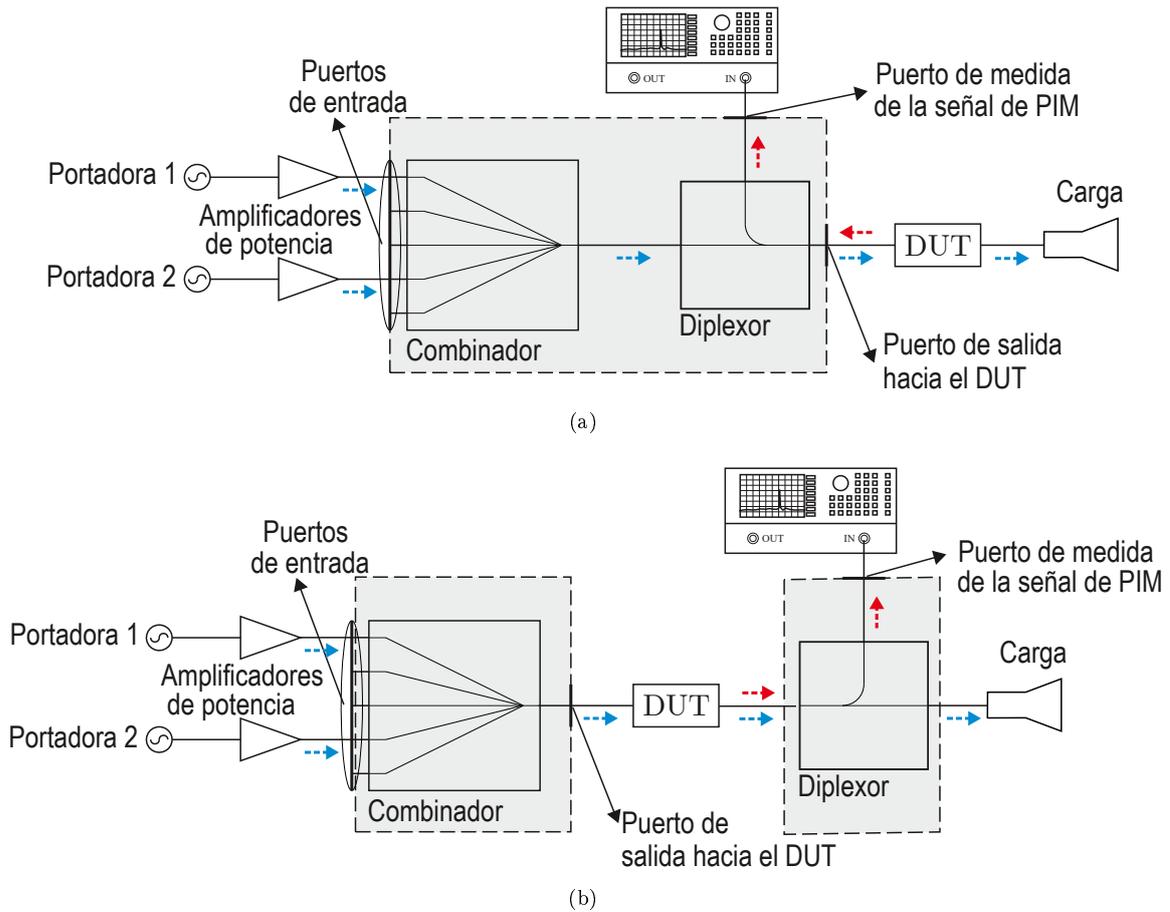
En esta última sección del capítulo vamos a mostrar la aplicación que tiene la familia de filtros MHFRW para multiplexores empleados en bancos de medida de intermodulación pasiva.

En las últimas décadas, y en la búsqueda constante de obtener mayores capacidades de transmisión para satisfacer las necesidades de los clientes, en el ámbito de las comunicaciones vía satélite hay una importante tendencia a aumentar los niveles de potencia utilizados, al mismo tiempo que se produce un desplazamiento de las frecuencias de trabajo hacia zonas más altas del espectro (donde la longitud de onda, y por tanto los componentes, son más pequeños). Esta tendencia está haciendo que la intensidad de campo dentro de los dispositivos de microondas aumente, y como consecuencia la capacidad de manejo de potencia de los componentes de microondas esté pasando a ser un factor limitante y crucial en las comunicaciones vía satélite.

Uno de dichos efectos de alta potencia es la intermodulación pasiva o PIM (del inglés, *Passive InterModulation*), que se produce cuando altos niveles de corriente atraviesan contactos metálicos imperfectos (por ejemplo, por la presencia de óxido o huecos en las uniones metálicas entre distintos componentes o entre las propias partes de un mismo componente, como por ejemplo, entre el cuerpo y la tapa de un dispositivo pasivo) [92], [93]. En este tipo de casos se generan contribuciones de PIM conducido en todas las direcciones (por el carácter isotrópico de las imperfecciones), y por tanto aparecen ondas tanto progresivas como regresivas que se guiarán por el interior del dispositivo hacia sus puertos. Aunque el nivel de las señales de PIM no suele ser alta, es muy problemática en sistemas donde se trabaja simultáneamente en transmisión (*downlink* en satélite) y en recepción (*uplink*) en bandas de frecuencias diferentes [94]. En este tipo de escenarios, el PIM generado por las potentes señales que se transmiten desde el satélite, pueden enmascarar las señales débiles a recibir en un enlace de *uplink* ubicado a otra frecuencia diferente, afectando de esta forma a las prestaciones de dicho enlace, e incluso, en casos muy severos, deshabilitando por completo su funcionamiento.

Resulta esencial, por tanto, comprobar que los dispositivos pasivos críticos en un satélite tienen un comportamiento suficientemente adecuado en términos de intermodulación pasiva antes de ser embarcados. El nivel de intermodulación pasiva máximo admisible en algunos sistemas puede llegar a ser tan bajo como  $-135$  dBm, y los requisitos para los bancos de medida es que el PIM interno que generen sea al menos 5 dB inferior para no falsear demasiado la medida. Así mismo, el nivel de las portadoras que emulan a los canales de transmisión (al menos hay que introducir dos de ellas simultáneamente) suele ser superior a los 50 dBm de potencia. Estos números indican la gran dificultad que tiene la implementación de los bancos de medida de PIM, ya que deben tener un nivel de PIM residual ínfimo, y al mismo tiempo ser capaces de trabajar en un rango dinámico de cerca de 200 dBc.

El desarrollo de bancos de medida de PIM para aplicaciones espaciales es sin duda un gran desafío tecnológico. Estos bancos se han realizado tradicionalmente mediante la conexión en cascada de un elevado número de bloques [92], [95], [96]. No obstante, esta solución tiene varios problemas importantes. En primer lugar, la interconexión de diferentes elementos tiende a degradar las pérdidas de retorno del conjunto (ya que a ciertas frecuencias las reflexiones pro-



**Figura 4.19:** Diagrama de bloques de un banco de medida de PIM integrado, en (a) para medir PIM reflejado y en (b) para medir PIM transmitido.

cedentes de diferentes elementos se sumarán en fase), pueden generar resonancias indeseadas (un tramo de guía que une dos filtros puede actuar como un resonador en la banda eliminada de ambos), y las interconexiones entre elementos son una fuente clara de PIM. Así mismo, las pérdidas de inserción de los diferentes elementos se van acumulando. Finalmente, son bancos dotados de muy poca flexibilidad, al diseñarse normalmente para unas portadoras ubicadas a unas frecuencias muy concretas, y con una banda de detección muy reducida.

Con el objetivo de intentar mejorar los bancos de medida de PIM, recientemente se ha propuesto el desarrollo de bancos de medida integrados, dotados de gran flexibilidad al disponer de varios canales de gran ancho de banda [97]–[99]. En la figura 4.19 se muestra el esquema de dichos bancos de medida tanto para medir el PIM reflejado (lo que se denomina configuración en *backward*) y transmitido (al que se refiere como configuración en *forward*). De acuerdo con esta solución, los bancos de medida en reflexión se implementan con un único multiplexor integrado, donde uno de los canales se reserva para captar la señal de intermodulación pasiva que viene reflejada del dispositivo a medir o DUT (del inglés *Device Under Test*), y el resto son canales para combinar las portadoras de alta potencia. Por su parte, los bancos de medida en transmisión están implementados en dos bloques. Primero, se tiene un multiplexor que combina las señales de las portadoras antes de entregarlas al DUT (tendrá tantos canales como portadoras se quieran combinar). A continuación, se coloca un diplexor cuya función es llevar la potencia de las portadoras (con una reflexión muy baja) a la carga para que sean

absorbidas o disipadas, mientras que por el otro canal se debe captar la señal de PIM ubicada en la banda de recepción. El diseño de este tipo de diplexor ha sido descrito en [100]. Las características, ventajas e inconvenientes de cada una de estas dos configuraciones de bancos de medida de PIM han sido tratadas de forma extensa en [98].

Como podemos ver en la figura 4.19, estos bancos de medida se basan en el desarrollo de complejos multiplexores en tecnología guiada que, por un lado, sean capaces de combinar las portadoras de alta potencia y, por otro lado, puedan separar la contribución de PIM a ser detectada (al estar ésta ubicada en una banda de frecuencias diferente de la banda de transmisión de las portadoras). Las especificaciones que deben verificar dichos multiplexores son sin duda muy exigentes. En primer lugar, el aislamiento entre los puertos de entrada y el puerto de medida de PIM (y también el puerto común) en la banda de recepción debe ser del orden de 150 dB, para evitar que cualquier armónico o señal no deseada generada por los amplificadores de alta potencia en dicha banda pueda enmascarar la señal de PIM a detectar. De la misma forma, el aislamiento entre dichos puertos en la banda de transmisión debe ser superior a 130 dB, para evitar que los tonos de las portadoras lleguen con suficiente nivel al puerto de medida de PIM como para poder generar intermodulación en los componentes que se conectan a continuación (como las transiciones guía-coaxial y los amplificadores de bajo ruido utilizados para mejorar la sensibilidad del banco de medida). Además de estos extraordinarios rechazos (muy superiores a los que se piden en el resto de componentes en satélite, donde es difícil ver requisitos de atenuación superiores a 80 dB), los multiplexores tienen que ser capaces de manejar elevados niveles de potencia y hacerlo con pocas pérdidas, para evitar problemas térmicos y aprovechar la potencia disponible de los amplificadores (el elemento más caro del montaje, debido al elevado coste que supone generar altos niveles de potencia en bandas altas del espectro).

Así mismo, los multiplexores para bancos de medida de PIM deben generar un nivel de intermodulación pasiva ínfimo, al tener que estar al menos 5 dB por debajo del nivel mínimo a detectar, es decir, éste debe ser del orden de  $-140$  dBm o incluso inferior. Esto obliga a que estos componentes deban verificar las siguientes reglas de diseño para minimizar el PIM generado:

- Se debe realizar un diseño sin elementos de sintonía, al ser estos elementos una fuente importante de PIM.
- El número de conexiones se debe minimizar (razón por la cual se ha propuesto el uso de bancos de medida integrados en vez de modulares).
- Los *flanges* de conexión deben ser de alta presión, para asegurar una buena conexión metálica y reducir el nivel de PIM generado.
- El multiplexor debe ser fabricado de forma que el plano de corte y ensamblaje no interrumpa ninguna línea de corriente. Esto obliga a fabricar el componente como un único bloque mediante *electroforming* (limitando de forma importante las geometrías que se pueden implementar y aumentando el coste de fabricación), o empleando dos mitades idénticas en anchura ensambladas en una conexión *clam shell* de alta presión y precisión.

Los diferentes filtros integrados en los multiplexores y diplexores de los bancos de medida de intermodulación pasiva, deben verificar también todas estas condiciones. Así por ejemplo, los filtros de los canales de transmisión deben proporcionar niveles extraordinarios de rechazo en la banda de frecuencias donde se pretende detectar el PIM (como los 150 dB antes indicados), pero al mismo tiempo deben fabricarse sin tornillos de sintonía. Esta última consideración obliga a utilizar filtros de ordenes reducidos, ya que la sensibilidad de fabricación aumenta de

forma importante con el orden del filtro [74]. Por lo tanto, son necesarios filtros que puedan generar un alto número de ceros de transmisión (para poder lograr los niveles de rechazo requeridos) en un orden reducido. Los filtros MHFRW descritos en este capítulo resultan ideales para esta aplicación. Así mismo, son filtros simétricos en anchura (lo que permite una fabricación en *clam-shell* que no corte líneas de corriente), con bajos niveles de pérdidas, y que pueden soportar altos niveles de potencia (al no tener zonas de dimensiones pequeñas con alta acumulación de campo).

En los dos secciones siguientes se muestra la aplicación de los filtros MHFRW en dos multiplexores para bancos de medida de PIM, que están actualmente operativos en las instalaciones del Laboratorio Europeo de Alta Potencia en Radiofrecuencia de la Agencia Espacial Europea (ESA) y el Consorcio Espacial Valenciano (VSC). Dichos multiplexores, han sido utilizados para certificar un nivel de intermodulación pasiva suficientemente bajo, en antenas y dispositivos pasivos en tecnología guiada para sistemas de comunicaciones vía satélite.

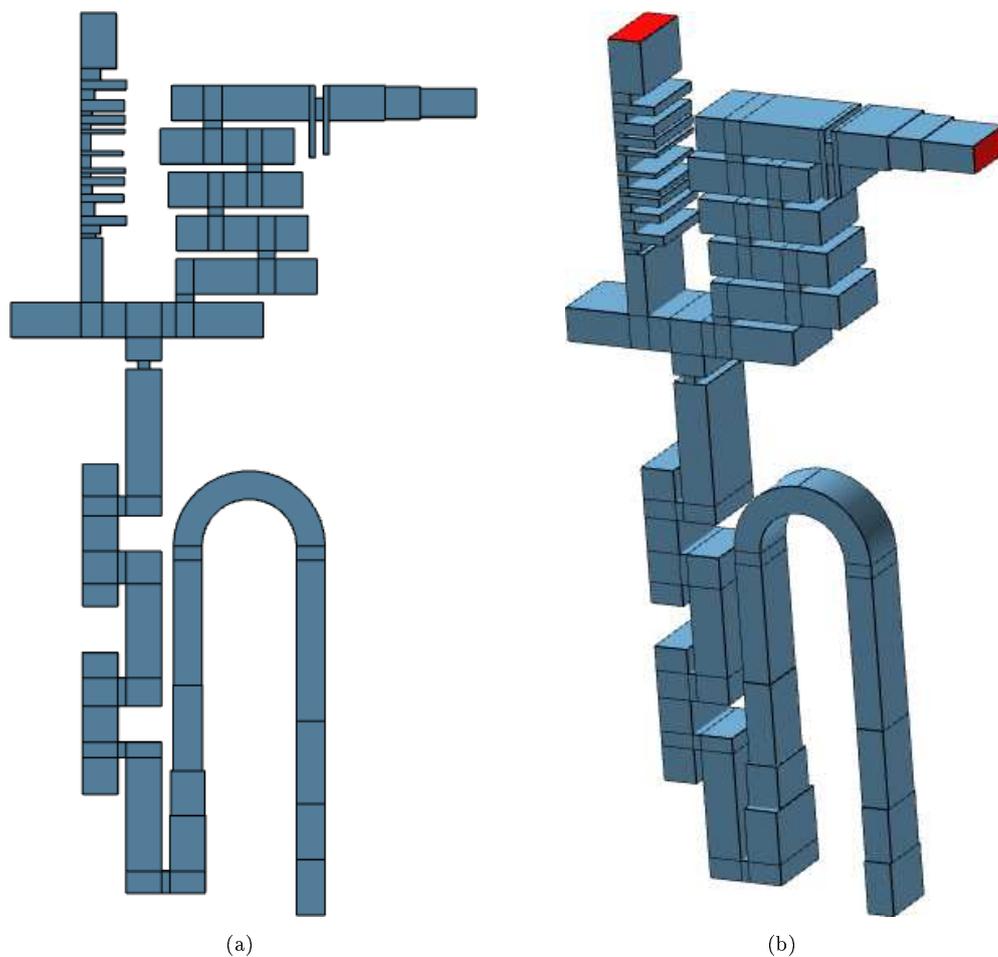
#### 4.5.1 Triplexor para la medida de PIM reflejado en banda H/X

El componente en cuestión es un multiplexor para la medida de PIM reflejado (ver figura 4.19(a)) para equipamiento en tierra (donde la banda de recepción está ubicada a frecuencias más bajas que la de transmisión). El equipo presenta dos canales de entrada (para combinar dos portadoras de alta potencia) y un tercer canal para recibir la señal de PIM reflejada del dispositivo bajo prueba a caracterizar.

Los dos canales de transmisión deben dejar pasar las señales entre 8 y 8,17 GHz, y entre 8,34 y 8,51 GHz, respectivamente, con un nivel de pérdidas de retorno mayor a 20 dB y unas pérdidas de inserción reducidas (a ser posible, que no superen 0,5 dB). Así mismo, se debe poder soportar una potencia a la entrada de 300 W por portadora, lo que se traduce en prácticamente 55 dBm de potencia por canal. Los puertos de entrada para los canales de transmisión son WR90. La banda de medida de PIM, por su parte, se encuentra entre 7,2 y 7,6 GHz, debiendo poder detectar niveles de PIM de tercer orden de -136 dBm. El puerto de medida de PIM es una guía estándar WR112.

Por lo tanto, se trata de un triplexor en guía de onda (dos canales de transmisión y uno de recepción de PIM). Asumiendo que las señales indeseadas, generadas por los amplificadores de potencia utilizados en la banda de medida de PIM, tengan un nivel inferior a -55 dBc, es decir, que puedan llegar a tener una potencia de como máximo 0 dBm, el nivel de rechazo requerido entre los puertos de transmisión y el de recepción en la banda de medida de PIM debe ser mayor de 141 dB (para asegurar que el nivel de dicha señal indeseada esté al menos 5 dB por debajo del mínimo nivel de PIM a detectar). El mismo rechazo se debe obtener con el puerto común del multiplexor, para prever casos en los que el DUT tenga un carácter reflexivo en la banda de medida de PIM. Por otro lado, el rechazo entre dichos puertos en la banda de transmisión debe ser de al menos 135 dB para asegurar que las portadoras lleguen al puerto WR112 de medida de PIM con un nivel inferior a -80 dBm, y por lo tanto no puedan generar una intermodulación en los equipos colocados a continuación (transición guía-coaxial, y amplificadores de bajo ruido) que pueda enmascarar una señal de PIM a medir de -136 dBm.

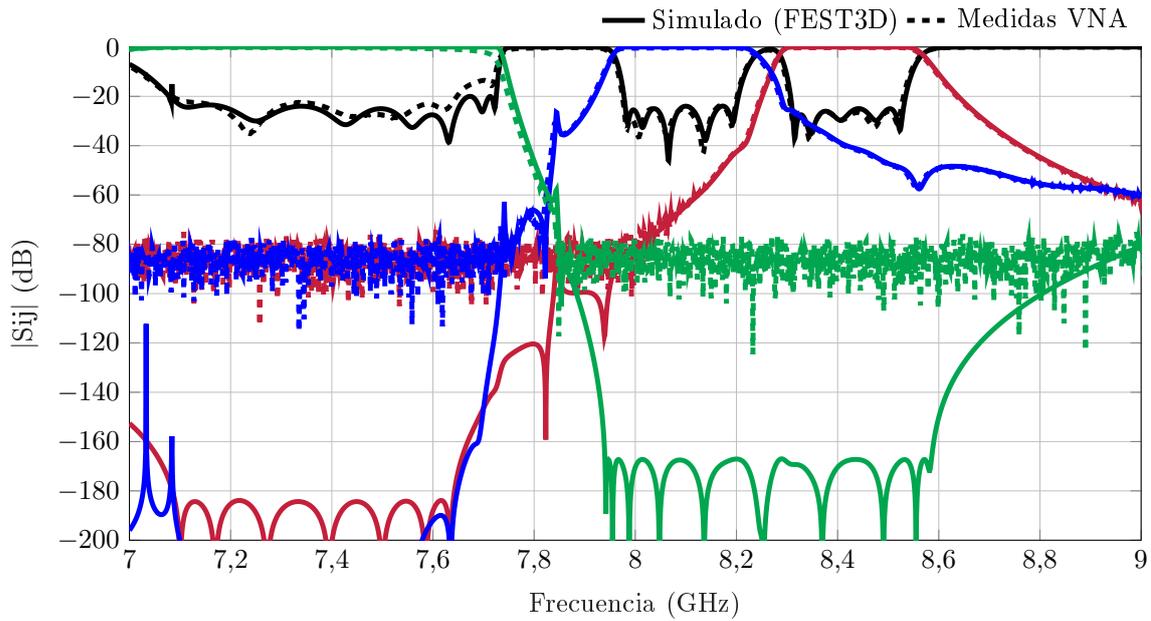
En la figura 4.20 se puede observar la topología del multiplexor diseñado, mientras que en la figura 4.21 se muestra la respuesta obtenida con el simulador FEST3D. El filtro del canal de recepción es un filtro paso bajo diseñado de acuerdo a las indicaciones recogidas en [100], que cubre una banda de paso entre 7,11 y 7,65 GHz con un nivel de pérdidas de retorno de 25 dB (que tras fabricación no debe situarse por debajo de 20 dB en la banda especificada entre 7,2 y 7,6 GHz). Dicho filtro, haciendo una elección adecuada de las alturas de los diferentes



**Figura 4.20:** Topología del triplexor en banda H/X para medida de PIM. En (a) vista lateral y en (b) vista 3D.

tramos de guía, es capaz de proporcionar 10 ceros de transmisión en la banda de transmisión, logrando un nivel de rechazo superior a 165 dB en la región entre 7,93 y 8,58 GHz. Por lo tanto, se ha añadido un margen de seguridad de 30 dB sobre los 135 dB necesarios (para, por ejemplo, poder cubrir degradaciones en la respuesta por las tolerancias de fabricación).

Por la parte de transmisión, se observan dos canales implementados con filtros MHFRW. Se han empleado filtros basados en resonadores  $TE_{102}$  en guía rectangular WR112. Esta elección se debe a que son menos sensibles a fabricación y tienen menos pérdidas que los basados en resonadores  $TE_{101}$ , y a la vez son viables, ya que la primera banda de paso (asociada a la resonancia  $TE_{101}$ ) está situada por debajo de los 7 GHz, y por tanto, a frecuencias donde no hay ninguna especificación que cumplir. El uso de resonadores de órdenes más altos no es posible en este caso, ya que tendrían bandas de paso no deseadas en la banda de frecuencias de medida de PIM. Los análisis de sensibilidad [74] revelaron que se podían implementar filtros de hasta orden 5 con las tolerancias indicadas por el fabricante, ya que hay que tener presente que se realiza una implementación sin tornillos de sintonía (en caso contrario, el nivel de PIM interno que generaría el triplexor estaría claramente por encima de los niveles que se pretenden medir).



**Figura 4.21:** Comparativa entre la respuesta simulada con FEST3D del multiplexor en banda H/X y las medidas realizadas con un analizador de espectros vectorial.

El filtro del primer canal de transmisión se ha diseñado con una banda de paso entre 7,98 y 8,2 GHz (en lugar de la banda de 8 a 8,17 GHz especificada), para tener un mayor margen de diseño frente a errores de fabricación, dilatación por calentamiento, y para evitar un aumento drástico de las pérdidas en los extremos de la banda de transmisión especificada por el incremento del retardo de grupo que se produce en esa zona. Se ha empleado una solución MHFRW donde se han introducido ceros de transmisión en todas las ventanas del filtro excepto en la de entrada y la de salida. En cada una de las ventanas sólo se ha introducido un cero de transmisión, ya que, debido a la cercanía de la banda eliminada respecto a la banda de paso, no es posible introducir dos ceros de transmisión por ventana y lograr el nivel de acoplo deseado. Todos los ceros de transmisión se implementan con soluciones de longitud  $\lambda_g/4$ . Esta configuración proporciona un rechazo en la banda de PIM del orden de 95 dB. Para poder llegar a unos niveles de rechazo de 170 dB (los 141 dB especificados más un margen adicional de diseño de al menos 30 dB), ha sido necesario incluir a su salida un filtro paso alto que está al corte en la banda de medida de PIM. El filtro paso alto tiene forma de U para compactar la estructura, y al mismo tiempo poner el puerto de salida en una cara del multiplexor donde no hay ningún otro puerto (lo que facilita su interconexión posterior).

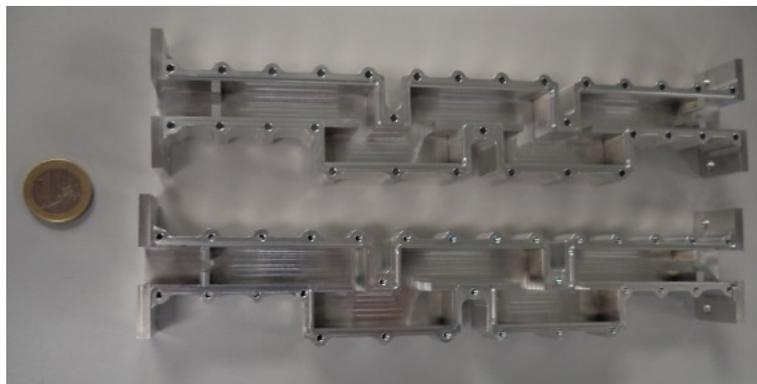
Por otro lado, el filtro del segundo canal de transmisión se ha diseñado con una banda de paso entre 8,31 y 8,53 GHz (añadiendo el correspondiente margen de diseño sobre la banda especificada de 8,34 a 8,51 GHz). En este caso, y dada la mayor lejanía de la banda de medida de PIM, se ha empleado una configuración MHFRW apilada con dos ceros de transmisión en cada ventana interior del filtro (ver figura 4.20). Todos los ceros de transmisión se implementan con soluciones de longitud  $\lambda_g/4$ , ya que son los que caben en resonadores  $TE_{102}$ . En la conexión entre el filtro y el *manifold* del multiplexor se ha dejado una ventana capacitiva clásica sin ceros de transmisión, para facilitar así dicha conexión y evitar interacciones indeseadas con el resto de filtros del triplexor. Por su lado, en la ventana de salida se ha optado por introducir dos ceros de transmisión mediante *stubs* en altura, según la técnica descrita en [90], por su mayor flexibilidad a la hora de poder ubicarlos cerca de la banda de paso. Los *stubs* de la

ventana de salida controlan el primer y tercer cero de transmisión más cercano a la banda de paso del filtro (nótese como dichos *stubs* son bastante largos). Las ventanas MHFRW, por su parte, generan un total de 8 ceros de transmisión adicionales. No obstante, debido a la cercanía de estos ceros y a la distribución apilada empleada para reducir espacio (que tiende a mover los ceros fuera del eje de frecuencias una vez estos interactúan entre sí, como revela la figura 4.13), se producen efectos de acoplamiento entre ellos, y al final en la respuesta en la banda de medida de PIM (curva roja en la figura 4.21) sólo se observan 5 de ellos (los otros 2, hasta llegar al total de 7 visibles, son los correspondientes a la ventana de salida). El resto de ceros de transmisión están ubicados en dicha parte del espectro, pero están acoplados con los demás. Esto se ha observado conforme se han ido añadiendo *stubs* en el filtro MHFRW, ya que en algunas ocasiones no han aparecido nuevos ceros de transmisión en la banda, observándose, a cambio, un aumento del rechazo equiparable a su presencia. Por su parte, a la salida del filtro se tiene un adaptador de impedancias para pasar de la guía WR112 al puerto WR90, requerido por las especificaciones. Como podemos ver, gracias al elevado número de ceros de transmisión, con un filtro de orden 5 se ha podido lograr un rechazo superior a los 180 dB en la banda entre 7,11 y 7,63 GHz.

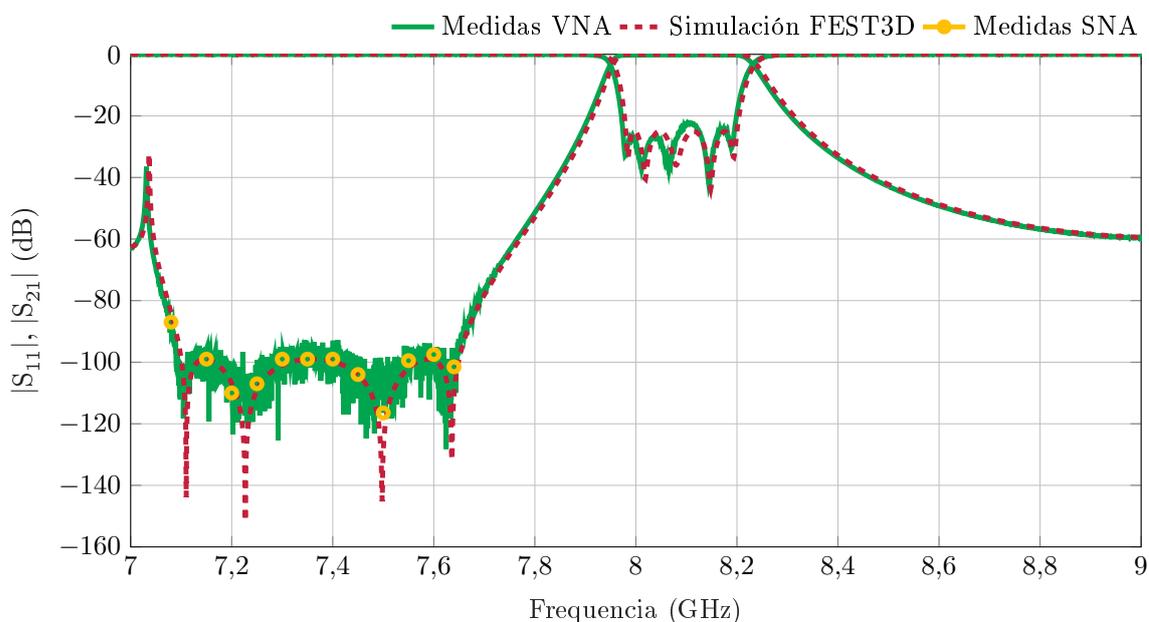
El triplexor diseñado se ha fabricado, midiéndose posteriormente con un analizador de espectros vectorial. La respuesta medida se observa también en la figura 4.21. Teniendo en cuenta que se ha fabricado sin elementos de sintonía, la similitud entre la respuesta simulada y la medida es excelente. Las pérdidas de retorno en la banda de medida PIM son mejores a 22,5 dB, mientras que en los dos canales de transmisión supera los 23 y los 25 dB, respectivamente, en toda la banda especificada. Así mismo, las pérdidas del canal 1 se encuentran por debajo de 0,5 dB y las del canal 2 no superan los 0,35 dB en la banda especificada (las mayores pérdidas del canal 1 van asociadas al tramo de guía paso alto que se incluyó para lograr la atenuación deseada en la banda de PIM). Este excelente ajuste entre las respuestas medidas y simuladas, especialmente en la banda de paso de los filtros (que es siempre la parte más sensible de la respuesta a errores de diseño o fabricación) demuestra dos ventajas muy importantes a nivel práctico de la topología empleada en los filtros. En primer lugar, que se pueden simular con una elevada precisión (haciendo que la imprecisión en la respuesta a nivel de diseño sea mínima), y en segundo lugar que son fáciles de fabricar, facilitando la consecución de unas mejores tolerancias de fabricación. Por lo tanto, estos filtros son muy adecuados para realizar implementaciones sin tornillos de sintonía en sistemas operando a altas frecuencias (ya que apenas se ha observado degradación por la fabricación en la banda de 8 GHz y con anchos de banda de un 2-3%). Así mismo, la no existencia de huecos de pequeñas dimensiones en su interior (donde se puede acumular campo) y sus bajas pérdidas, los convierten también en muy apropiados para aplicaciones de alta potencia. En conclusión, esta familia de filtros es una candidata ideal para las nuevas exigencias de los sistemas de comunicaciones, que requieren filtros que tengan una buena fabricabilidad a altas frecuencias y que además soporten elevados niveles de potencia.

Los analizadores de redes vectoriales, desgraciadamente, no son capaces de medir rechazos mucho más allá de los 100 dB (los cuales se suelen lograr, además, usando largos barridos promediados). Por dicho motivo, no es posible certificar los altos niveles de rechazo exigidos para nuestra aplicación. En su lugar, se realizaron una serie de medidas excitando el dispositivo con señales de mayor potencia, y midiendo su respuesta con un analizador de espectros de precisión configurado con un ínfimo ancho de banda de resolución. Se ha comprobado de esta forma, que el rechazo entre los canales de transmisión y el puerto de PIM en la banda de los canales de transmisión es unos decibelios superior a los 135 dB requeridos, y en la banda de medida de PIM también se superan los 141 dB requeridos. No obstante, hay que tener presente las grandes dificultades que tiene lograr estos niveles de aislamiento y apantallamiento en un

laboratorio, ya que lo más probable es que la señal medida (que cumplen con las especificaciones impuestas) proceda de radiación exterior y no del interior del propio triplexor. De hecho, al mover los recubrimientos metálicos colocados en los puertos para minimizar radiaciones, los niveles de las lecturas medidas con el analizador de espectros variaban de forma brusca.



(a)



(b)

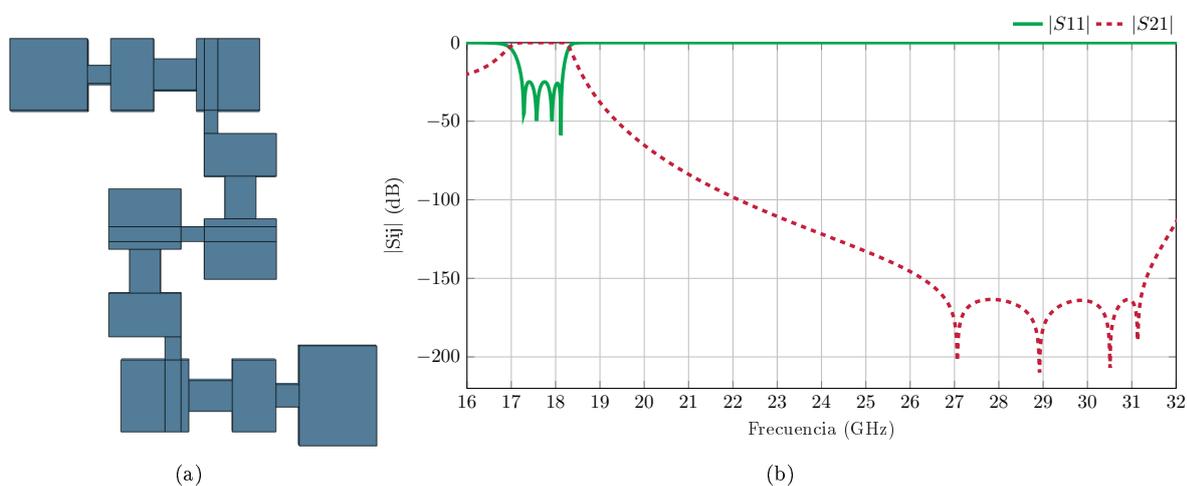
**Figura 4.22:** Filtro de canal 1 aislado del triplexor en banda H/X fabricado en (a) y comparación entre respuesta simulada y medidas en (b).

Para certificar experimentalmente el correcto funcionamiento de los filtros MHFRW y su precisión a la hora de ubicar los ceros de transmisión, se ha diseñado una versión aislada del filtro del primer canal de transmisión del triplexor (sin incluir el filtro paso alto). El filtro fabricado, así como una comparación entre la respuesta medida y simulada se pueden observar en la figura 4.22. Nuevamente, el ajuste entre la respuesta simulada y la medida en la banda de paso del filtro es excelente. Tras dejar el analizador de espectros vectorial promediando varias horas, la envolvente de la respuesta en la banda eliminada se aproximaba a los valores de rechazo obtenidos con el simulador en la banda de PIM (entre 7,11 y 7,63 GHz). Estos resultados fueron posteriormente verificados con medidas realizadas con un analizador de espectros, que cuadraron adecuadamente con los valores simulados (al tratarse de valores del

orden de 100 dB, en vez de los 140 dB exigidos para el triplexor, no se tuvieron problemas de aislamiento por radiación en las medidas). También hay que tener en cuenta que las medidas con un analizador de espectros escalar pueden tener 1 o 2 dB de imprecisión. En cualquier caso, y en base a la experiencia acumulada, se puede afirmar que cuando hay imprecisiones en el diseño o en la fabricación, el primer lugar donde se observan degradaciones es en la banda de paso del filtro. El hecho de que tanto en el triplexor como en el filtro de canal 1 aislado no se observe apenas variación de la respuesta en la banda de paso, garantiza que la respuesta en la banda eliminada será básicamente la misma obtenida con el simulador (siempre que otros efectos de fabricación, como radiaciones exteriores por una mala elección del plano de corte de la estructura, estén bajo control).

#### 4.5.2 Triplexor para la medida de PIM transmitido en banda Ka

El último ejemplo de aplicación es un filtro de canal de un multiplexor concebido para un banco de medida de PIM en banda  $K_a$ , demostrando así la capacidad de los filtros *Modified Hybrid Folded Rectangular Waveguide* (MHFRW) para operar a bandas más altas de frecuencia. Se trata en esta ocasión de un banco de medida de PIM transmitido, cuyo esquema se muestra en la figura 4.19(b). El diplexor de salida de dicho banco es justamente el descrito en [100], y detecta las señales de PIM en la banda de recepción ubicada entre 27 y 31 GHz. Por su parte, el multiplexor de entrada presenta 3 canales en la región entre 17,3 y 22 GHz, pudiendo por tanto combinar hasta 3 portadoras diferentes. Las bandas de transmisión y recepción coinciden con las definidas por la ITU (del inglés, *International Telecommunications Union*) para aplicaciones por satélite en banda  $K_a$  [101]. Las especificaciones de la ITU han asignado, de hecho, una gran separación entre las bandas de transmisión y recepción para evitar que los términos de PIM de orden 3 (los de potencia más elevada, y por tanto los más dañinos) se cueen en la banda de recepción del enlace.



**Figura 4.23:** Topología del filtro del canal de transmisión 1 del multiplexor en banda  $K_a$  diseñado de forma aislada en (a) y respuesta electromagnética simulada en (b).

El filtro de canal 3 de dicho multiplexor de entrada ha sido tratado en detalle en [98]. Aquí, se describe el filtro del primer canal (con una banda de paso especificada entre 17,3 y 18 GHz), al ser el más interesante a nivel de aplicación de la familia de filtros *Modified Hybrid Folded Rectangular Waveguide* (MHFRW). La topología del filtro diseñado de forma aislada, y su respuesta electromagnética simulada con FEST3D [38], se muestran en la figura 4.23.

Se trata de un filtro de orden 4 con resonadores  $TE_{101}$ , los cuales presentan un cambio de altura en su zona central, dando así lugar a lo que se denomina un SIR (del inglés, *stepped impedance resonator*) [102]. Este tipo de resonadores forman en su dirección axial una especie de guía *ridge*, lo que baja la frecuencia de la resonancia del modo  $TE_{101}$  mientras que la del modo  $TE_{102}$  prácticamente no varía. Se logra como resultado disponer de un mayor margen de frecuencias entre la resonancia fundamental (la correspondiente al modo  $TE_{101}$ ) y la siguiente resonancia (asociada al modo  $TE_{102}$ ), aumentando además el rechazo máximo entre ambas resonancias. Para las especificaciones a cubrir por este multiplexor, donde la separación entre la banda de transmisión y la de recepción es tan alta, se debe elegir obligatoriamente resonadores  $TE_{101}$ , ya que son los que dejan un mayor margen en frecuencia con la siguiente resonancia. No obstante, con eso no es suficiente, ya que para un filtro como el de canal 1 centrado en torno a 18 GHz, la banda de paso asociada al modo  $TE_{102}$  aparecería antes de los 30 GHz. Por ese motivo, ha sido necesario implementar resonadores SIR que permitan alejar la segunda banda de paso hasta más allá de los 33 GHz, y poder así lograr el imponente rechazo exigido en la banda de medida de PIM (ubicada entre 27 y 31 GHz). Además, el uso de resonadores SIR también permite mejorar el rechazo máximo respecto al que proporcionaría un filtro con resonadores convencionales.

La topología del filtro mostrada en la figura 4.23(a) representa un filtro *Modified Hybrid Folded Rectangular Waveguide* (MHFRW) con 4 resonadores SIR terminados en puertos WR51. Los resonadores 1 y 2 están distribuidos en forma de T, los resonadores 2 y 3 siguen una configuración de escalera, y los resonadores 3 y 4 vuelven a estar distribuidos en forma de T. Actuando de esta forma, se puede lograr optimizar el acoplo entre los resonadores 1 y 2, y entre los resonadores 3 y 4, al mismo tiempo que se genera un cero de transmisión en cada una de estas conexiones (en concreto, el más cercano y el tercero más cercano a la banda de paso). Para todos los ceros de transmisión se han usado soluciones  $\lambda_g/4$ , al ser las únicas que caben en resonadores  $TE_{101}$ . La configuración en T se caracteriza por proporcionar unos mejores valores de acoplo para tamaños normales de las ventanas, como se puede ver en la figura 4.14 de la sección 4.3. De hecho, con una conexión apilada no es posible colocar el cero de transmisión más cercano a la banda de paso en la ubicación deseada por la incompatibilidad con el nivel de acoplo que exige el filtro. En lo que respecta a los resonadores 2 y 3, están montados en un formato en escalera con dos *stubs*, de modo que en su conexión se implementan los dos ceros de transmisión restantes. Teniendo en cuenta que dicha ventana es la que requiere un menor nivel de acoplo, se ha podido usar para implementar simultáneamente dos ceros de transmisión. Obsérvese también como la distribución geométrica de los resonadores da lugar a una topología del filtro bastante compacta. Este ejemplo también es ilustrativo de lo que se puede llegar a hacer con los filtros *Modified Hybrid Folded Rectangular Waveguide* (MHFRW) de orden bajo si son diseñados para explotar todas sus capacidades.

Este filtro de canal, junto a los filtros de los canales 2 y 3, se han unido formando un triplexor que combina las portadoras de entrada en un banco de medida de PIM. El multiplexor se ha optimizado en su conjunto y posteriormente se ha fabricado con fresado de alta precisión. En la figura 4.24 se compara la respuesta simulada con FEST3D (en línea discontinua) y la medida (en línea continua) en la banda de transmisión. El grado de similitud entre la respuesta medida y la simulada es excelente. Considerando la elevada frecuencia de trabajo, que el multiplexor se ha fabricado sin tornillos de sintonía, y que los filtros basados en resonadores SIR  $TE_{101}$  son más del doble de sensibles frente a las mismas tolerancias de fabricación que los que emplean resonadores  $TE_{102}$ , queda demostrada la viabilidad de esta familia de filtros para operar a altas frecuencias. Así mismo, y aunque el cambio de altura propio de los resonadores SIR aumenta las pérdidas y reduce la capacidad de manejo de potencia, al no haber tenido que ser muy acusada, permite obtener valores aún válidos en estos parámetros (así por ejemplo, las

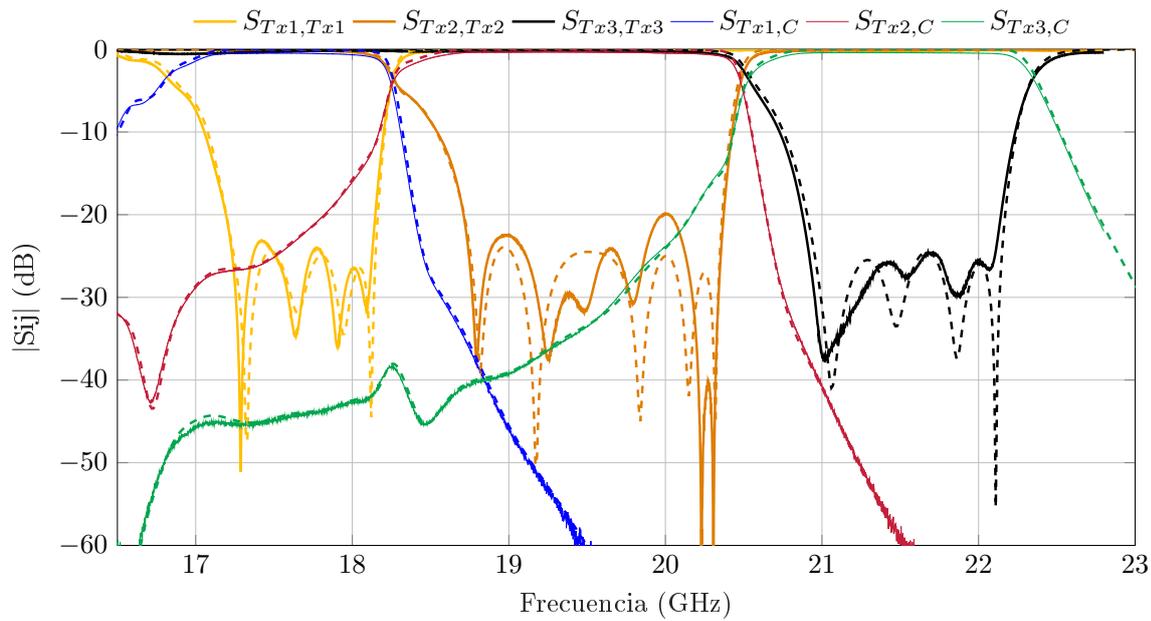


Figura 4.24: Comparativa entre la respuesta simulada con FEST3D del triplexor en banda  $K_a$  y medidas realizadas en la banda de la guía WR51.

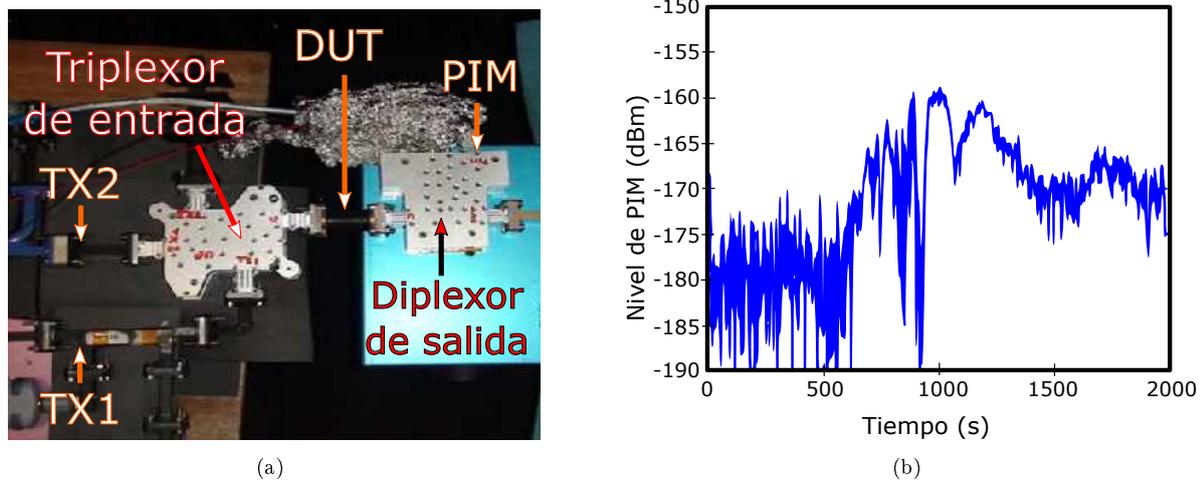


Figura 4.25: Montaje del banco de medida de PIM en banda  $K_a$  para medir su nivel de PIM residual en (a), y respuesta medida en (b).

pérdidas de inserción son el orden de 0,5 dB en la zona central de la banda de paso, y mejores a 0,6 dB en prácticamente toda la banda de paso especificada).

Así, este multiplexor ha sido empleado en un banco de medida de PIM del que se ha querido evaluar su correcto funcionamiento. El montaje mostrado en la figura 4.25(a) está concebido para evaluar el nivel de PIM residual del banco (que tiene que estar al menos 5 dB por debajo del nivel mínimo de PIM a detectar, que para esta aplicación son  $-145$  dBm), inyectando dos portadoras de 100 W de potencia cada una en torno al centro del canal 1 y del canal 2. En la figura 4.25(b) se observa el nivel de potencia medido a la frecuencia de la contribución de PIM de orden 7 (es el orden más bajo que cae en la banda de medida situada entre 27

y 31 GHz, para la configuración de portadoras elegida). Tras un tiempo de calentamiento de los equipos y de subida gradual de la potencia de las portadoras (que dura aproximadamente los 1000 primeros segundos en la gráfica 4.25(b)), y un periodo de tiempo de estabilización de temperatura (desde los 1000 hasta los 1300 segundos aproximadamente), se observa que el nivel de PIM residual del banco de medida pasa a estar por debajo de  $-165$  dBm. Es un valor sin precedentes en la literatura técnica, y se sitúa a menos de 10 dB del nivel teórico de ruido térmico ( $-174$  dBm para el ancho de banda de resolución de 1 Hz utilizado por el analizador de espectros) [98].

Un nivel de intermodulación pasiva tan reducido revela las grandes prestaciones que pueden alcanzar los bancos de medida de PIM desarrollados según la nueva filosofía recogida en [98]. Así mismo, la ausencia de otras componentes en las medidas (que fueron buscadas a lo largo de toda la banda de medida de PIM, sin encontrar ninguna contribución por encima de  $-145$  dBm) indica que los filtros de canal han sido capaces de eliminar adecuadamente todas las componentes indeseadas que los amplificadores de alta potencia puedan haber generado en la banda de PIM. De esta forma, el banco de medida de PIM, que hace uso de la familia de filtros MHFRW en su interior, queda completamente validado para su uso práctico.



## Capítulo 5

# Conclusiones y trabajo futuro

En el presente capítulo, que cierra esta tesis doctoral, se incluyen las principales conclusiones de la actividad de investigación desarrollada. Así mismo, se muestra cómo se ha conseguido el objetivo principal planteado al inicio, esto es, el desarrollo de nuevos componentes pasivos de microondas en guía de onda con capacidad para operar correctamente en bandas altas de frecuencia, con especial adecuación para formar parte de las cargas útiles de las futuras generaciones de satélites.

### 5.1 Análisis de objetivos

La presente tesis doctoral ha sido enmarcada en el objetivo de desarrollar nuevos componentes pasivos de microondas en guía de onda para bandas altas de frecuencia, con especial adecuación para aplicaciones espaciales. Así, se ha tratado el diseño de algunos elementos básicos de un subsistema típico de la carga útil de un satélite de comunicaciones, como son las uniones en guía de onda y los filtros paso banda (ambos, esenciales a la hora de configurar diplexores y multiplexores), con mejoras evidentes respecto a la tecnología existente hasta el momento. Por su parte, las uniones se han implementado con guía de onda *double ridge* y con elementos de compensación, mejorando drásticamente el ancho de banda de operación respecto a sus equivalentes en guía rectangular. Por otro lado, se ha desarrollado una nueva familia de filtros, los *Modified Hybrid Folded Rectangular Waveguide* (MHFRW), que son capaces de implementar respuestas superelípticas con un número de ceros de transmisión mayor al orden del filtro. Además, se ha estudiado y desarrollado un método automatizado de síntesis de filtros de microondas basado en inversores de inmitancia, que aporta un resultado mucho más cercano al modelo teórico, reduciendo el coste computacional del proceso de optimización, que puede llegar a no ser necesario en algunos casos.

A continuación se detallan las conclusiones de cada uno de los objetivos secundarios presentados en la sección 1.2 del capítulo 1.

#### 1. Diseño de uniones compensadas en guía de onda *double ridge*

En cuanto al diseño de uniones compensadas en guía de onda, se han propuesto tres topologías: T en plano E, T en plano H y T mágica (combinación de plano E y plano H). Estas estructuras han sido implementadas en guía de onda *double ridge*, superando de esta manera las limitaciones de ancho de banda que presentan cuando son construidas sobre guía de onda rectangular. Además, la guía *double ridge* facilita la colocación de ciertos elementos de adaptación y compensación, contrarrestando en gran medida los

efectos provocados por las discontinuidades y aumentando, de esta manera, las pérdidas de retorno de forma mucho más efectiva que en las guías de onda rectangulares.

Tras determinar las condiciones necesarias que han de cumplir estas estructuras ( $S_{11} = 0$  para las uniones en plano E y H, y  $S_{11} = S_{44} = 0$  para la T mágica), se ha seguido un proceso de diseño en el que se han ido añadiendo los distintos elementos. Haciendo uso del simulador electromagnético Ansys HFSS, se ha realizado primero un análisis paramétrico (sumado a diversas optimizaciones para las uniones en plano E y H) de las dimensiones de cada uno de esos elementos, optimizándolos después.

Con todo, se han obtenido unas estructuras con unos excelentes resultados en términos de parámetros S (con unas pérdidas de retorno mejores a 28 dB, 31 dB y 15,5 dB, para las uniones T en plano E, T en plano H y T mágica, respectivamente) en más de una octava de ancho de banda. Como resultado, estos dispositivos pueden ser usados satisfactoriamente como divisores y combinadores de potencia de altas prestaciones en un gran rango frecuencial.

## 2. Síntesis dimensional de filtros en guía de onda considerando la dependencia con la frecuencia

En este trabajo se ha estudiado y desarrollado una novedosa técnica de diseño de filtros de microondas, basada en el procedimiento clásico del *slope parameter* con inversores de inmitancia. La novedad que aporta esta técnica es que, mediante el uso adecuado de los modernos simuladores electromagnéticos, se eliminan prácticamente todas las aproximaciones de la técnica clásica. Este procedimiento mejorado permite obtener excelentes dimensiones iniciales de complejas estructuras electromagnéticas, que como mucho requerirán una ligera optimización posterior, facilitando enormemente su proceso de diseño.

En concreto, esta técnica permite evaluar el *slope parameter* de los resonadores teniendo en cuenta de forma rigurosa el efecto de carga de los elementos de acoplo adyacentes. Implementando esta idea en una función de Matlab conectada con FEST3D, se realiza un proceso iterativo y totalmente automatizado en el que a cada paso se va actualizando el valor del *slope parameter* de los resonadores del filtro (obteniéndolo al simular el resonador junto a sus elementos de acoplo adyacentes, para integrar todas las interacciones que existen a nivel electromagnético en la estructura real) hasta que se llega a convergencia. Nótese que en el paso inicial (iteración 0) de este proceso iterativo sólo se puede evaluar dicho parámetro de forma teórica al no tener información mejor al respecto, de manera que dicha iteración se corresponde con el procedimiento clásico usado de forma masiva hasta el momento.

Por otro lado, es reseñable ver como la correcta elección del mapeado en frecuencia a utilizar por el método, es esencial para obtener los mejores resultados. Así, el mapeado en  $\omega$ , que se aproxima de manera que no tiene en cuenta la dispersión, puede ser adecuado para filtros de banda estrecha. Generalizando el mapeado a  $\lambda_g$ , se corrige esta aproximación y se obtienen buenos resultados para filtros de banda ancha en guía de onda (excelentes para banda estrecha).

La mejora de la técnica del *slope parameter* se ha ilustrado en detalle con el diseño paso a paso de dos filtros de modo evanescente y un filtro radiante (también de modo evanescente) con resonadores en guía de onda *ridge*. Dichas estructuras no han precisado de optimización, a excepción de la de mayor ancho de banda, en la que sólo se hace necesario un ligero ajuste final.

Con todo, esta técnica, al ser una mejora de la técnica genérica de síntesis de filtros con inversores de inmitancia, es de gran interés para la comunidad científica en el ámbito de las microondas.

### 3. Diseño de filtros superelípticos

Para cumplir con este objetivo, se ha trabajado en el desarrollo de la nueva familia de filtros *Modified Hybrid Folded Rectangular Waveguide* (MHFRW), con respuestas paso banda y construidos sobre guía rectangular. En dichos filtros, por su construcción en dos mitades idénticas de mitad de anchura (que facilita el proceso de fabricación), se evita cortar líneas de corriente. Esto, unido a su potente mecanismo de acoplo capacitivo, los hace aptos para proporcionar elevados anchos de banda, bajas pérdidas, alta capacidad de manejo de potencia (con muy bajos niveles de intermodulación pasiva) y evitar en muchos casos el uso de tornillos de sintonía.

Esta familia proporciona una gran flexibilidad al diseñador, que puede elegir entre diferentes variantes topológicas (en escalera, apilada y en T, por ejemplo) además de permitir la generación de un número de ceros de transmisión mayor al orden del filtro (respuestas superelípticas). Dichos ceros de transmisión (TZs), que son generados mediante el uso de *stubs* cortocircuitados de longitud adecuada, se controlan de forma prácticamente independiente y pueden ubicarse en un amplio rango de frecuencias.

Para mostrar su funcionamiento, se han diseñado dos filtros MHFRW de orden 3 con resonadores  $TE_{102}$ , con una banda de paso entre 10,9 y 11,1 GHz. El primero, que no incluye ceros de transmisión, se ha diseñado siguiendo la nueva técnica de *slope parameter* descrita en el capítulo 3. Por su parte, y para mostrar la potencialidad y flexibilidad de esta nueva familia de filtros, al segundo filtro diseñado se le han añadido 4 ceros de transmisión, generando una banda eliminada de más de 35 dB de rechazo por debajo de la banda de paso, y otra de más de 50 dB de rechazo por encima de la misma. Estas estructuras, al ser capaces de proporcionar un número elevado de ceros de transmisión, permiten obtener grandes rechazos con ordenes de filtros bajos (con las consiguientes mejoras en peso, tamaño, pérdidas, coste y sensibilidad frente a errores de fabricación).

La familia de filtros MHFRW, por sus excelentes características, ha sido empleada para la construcción de multiplexores para bancos de medida de intermodulación pasiva (PIM). Se trata de una aplicación muy exigente, al requerir elevados niveles de rechazo (superiores a los 150 dB) en estructuras que deben operar en un enorme margen dinámico cercano a 200 dBc (al combinar portadoras de alta potencia con señales a detectar muy débiles). Así mismo, deben usarse topologías con un nivel de intermodulación pasiva extraordinariamente bajo, lo que impide, por ejemplo, el uso de tornillos de sintonía en su fabricación. Con todo, los filtros MHFRW son especialmente adecuados para esta aplicación tan exigente, obteniendo excelentes resultados tanto en un triplexor para banda H/X de un banco de medida de PIM en reflexión, como en otro triplexor de entrada para un banco de medida de PIM en banda  $K_a$  en transmisión. La aplicación en banda  $K_a$  demuestra, además, la viabilidad de estos filtros para operar a altas bandas de frecuencia.

## 5.2 Líneas futuras de investigación

Tras concluir los objetivos de la presente tesis doctoral, y dado el gran potencial que tiene el campo del diseño de nuevos componentes pasivos de microondas en guía de onda para bandas altas de frecuencia, se abren interesantes vías de investigación que vale la pena reseñar.

Por un lado, ha quedado pendiente la fabricación de las uniones T en guía de onda *double ridge* (plano E, plano H y T mágica) para su posterior medida. Dicho proceso de fabricación se podría afrontar mediante tecnología aditiva, es decir, mediante avanzadas impresoras 3D capaces de imprimir objetos en metal conductor. De esta manera, se podrían solventar las posibles dificultades existentes en ciertas estructuras complejas, reduciendo, además, los costes que presenta la fabricación tradicional mediante fresado.

En el caso de los filtros MHFRW, se abre la posibilidad de trasladar dichas topologías a otras tecnologías diferentes, como la guía de onda integrada en sustrato (*Substrate Integrated Waveguide* (SIW)) o la tecnología planar. De esta forma, se podría ampliar el potencial que presenta este tipo de topologías para generar cerros de transmisión en dispositivos de menor tamaño y menor coste de fabricación.

Por otro lado, integrando las uniones tipo T diseñadas en guía *double ridge* con los filtros MHFRW, se pueden desarrollar diplexores y multiplexores para aplicaciones de gran ancho de banda, con unas prometedoras prestaciones a la vista de las ventajas que presentan dichos componentes por separado.

Finalmente, durante el desarrollo del presente trabajo, se ha identificado una línea de investigación muy prometedora (en la que, de hecho, se sigue trabajando), al mejorar la técnica clásica del *slope parameter*. Precisamente por tratarse de una mejora básica en los procedimientos clásicos de síntesis de filtros, es posible aplicar la técnica en cuestión para el diseño de un amplio rango de estructuras (incluidas las abordadas en esta tesis) y también a dispositivos en otras tecnologías (comblines o SIW, por ejemplo). Es interesante, además, intentar abordar las estructuras MHFRW con cerros de transmisión dentro de este ámbito, pudiendo desarrollar un proceso que incluya la contribución de los *stubs* al *slope parameter* (facilitando de esta manera su diseño). Además, se podría rematar el trabajo automatizando e integrando la citada técnica (además de en Matlab junto a FEST3D, como se ha hecho para el desarrollo de esta tesis) directamente en herramientas CAD (*Computer-Aided Design*) comerciales de simulación electromagnética.

Por último, cabe indicar que durante los próximos meses se llevará a cabo la tarea de publicar los resultados más importantes desarrollados a lo largo de la investigación y que aún quedan pendientes, sumándose a las publicaciones ya realizadas.

# Apéndice A

## Publicaciones

En este breve apéndice se presenta la lista con todas las publicaciones realizadas durante el transcurso de la presente tesis doctoral, las cuales tienen una relación directa o transversal con el contenido desarrollado en los capítulos precedentes. Así, se han realizado un total de 9 publicaciones, de las cuales 4 han sido en revistas científicas y las 5 restantes en congresos nacionales e internacionales. Así mismo, se pretenden remitir publicaciones adicionales sobre el trabajo recogido en esta memoria.

### A.1 Publicaciones en revistas

- D. Sanchez, **J. Ruiz-Garnica**, M. Baquero, P. Soto, V. E. Boria, G. Toso, P. Angeletti, and M. Guglielmi, “Evanescent-mode ridge-waveguide radiating filters for space applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 9, 12 pp., 2019 (accepted for publication).
- D. Smacchia, P. Soto, V. E. Boria, M. Guglielmi, C. Carceller, **J. Ruiz-Garnica**, J. Galdeano, and D. Raboso, “Advanced compact setups for passive intermodulation measurements of satellite hardware,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 2, pp. 700–710, Feb. 2018.
- A. A. San Blas, **J. Ruiz-Garnica**, S. Cogollos, P. Soto, V. E. Boria, and B. Gimeno, “Evaluation of low-cost manufacture techniques in the design of multi-port waveguide junctions,” *Waves*, pp. 5–16, 2016.
- O. Monerris, E. Diaz, **J. Ruiz-Garnica**, and V.E. Boria, “Automatic, calibrated and accurate measurement of S-parameters in climatic chamber,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 25, no. 6, pp. 412–414, June 2015.

## A.2 Participaciones en congresos

- **J. Ruiz-Garnica**, D. Sanchez, P. Soto, and V. E. Boria, “Avances en el diseño de filtros en guía de ondas mediante la técnica del slope parameter, en *34th Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI'19)*, Sevilla, España, 4 pp, Sep. 2019 (aceptado para publicación).
- D. Smacchia, C. Carceller, M. Guglielmi, P. Soto, V.E. Boria, **J. Ruiz-Garnica**, and P. González, “A wideband diplexer for Ka-band passive intermodulation measurement”, in *2018 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, June 2018, pp. 1106–1109.
- P. Soto, D. Smacchia, **J. Ruiz-Garnica**, M. Guglielmi, C. Carceller, and V. E. Boria, “High power filters and multiplexers for PIM setups,” in *48th European Microwave Conference*, Madrid, 2018.
- P. Soto, C. Carceller, **J. Ruiz-Garnica**, D. Smacchia, S. Cogollos, V.E. Boria, and M. Guglielmi, “Design of advanced waveguide filters for passive intermodulation measurement setups”, in *2017 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave and Terahertz Applications (NEMO)*, May 2017, pp. 335–337.
- **J. Ruiz-Garnica**, P. Soto, V. E. Boria, and A. A. San Blas, “Compensated double-ridge waveguide E-plane and H-plane T-junctions,” in *IEEE Proceedings - 15th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, Lecce, pp. 175–178, Dec. 2015.

# Bibliografía

- [1] G. Maral and M. Bousquet, *Satellite Communication Systems*, 3rd ed. Chichester, UK: Wiley & Sons, 1998.
- [2] C. M. Kudsia, R. J. Cameron, and W. C. Tang, “Innovations in microwave filters and multiplexing networks for communications satellite systems,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, no. 6, pp. 1133–1149, June 1992.
- [3] P. Bargellini, “The INTELSAT satellite communications network,” *Communications Society*, vol. 12, no. 6, pp. 8–13, Nov. 1974.
- [4] V. E. Boria and B. Gimeno, “Waveguide filters for satellites,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 8, no. 5, pp. 60–70, Oct. 2007.
- [5] R. Coirault, S. J. Feltham, G. Gatti, M. Guglielmi, and D. Perring, “Overview of microwave components activities at the European Space Agency,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, no. 6, pp. 1150–1158, June 1992.
- [6] 18<sup>th</sup> Ka and Broadcast Communications, Navigation and Earth Observation Conference and 30<sup>th</sup> AIAA International Communications Satellite Systems Conference, 2012 Joint Conference on Satellites in the Service of Humanity, Ottawa, Canada, Sep. 2012.
- [7] 19<sup>th</sup> Ka and Broadcast Communications, Navigation and Earth Observation Conference and 31<sup>th</sup> AIAA International Communications Satellite Systems Conference, 2013 Joint Conference on Satellites in the Service of Humanity, Florence, Italy, Oct. 2013.
- [8] Satcom and Aerospace beyond Ka-band: Progress and Challenges, workshop WFK in 2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Seattle, WA, June 2013.
- [9] C. G. Montgomery, R. H. Dicke, and E. M. Purcell, *Principles of Microwave Circuits*. Institution of Electrical Engineers (IET), 1987.
- [10] Passive Hardware for Space Applications, workshop on 41th European Microwave Conference, Manchester, UK, Oct. 2011.
- [11] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. R. Mansour, *Microwave Filters for Communication Systems*, 2nd ed. Hoboken, NJ: Wiley & Sons, 2018.
- [12] 8<sup>th</sup> International Workshop on Multipactor, Corona and Passive Intermodulation in Space RF Hardware (MULCOPIM’14), ESA-VSC, Valencia, Spain, Sep. 2014.
- [13] M. Yu, “Power-handling capability for RF filters,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 8, no. 5, pp. 88–97, Oct. 2007.
- [14] P. Soto, “Análisis y diseño optimizado de dispositivos pasivos de microondas de banda amplia con guías de sección transversal arbitraria,” Ph.D. dissertation, Universidad Politécnica de Valencia, 2012.

- [15] V. E. Boria, P. Soto, and S. Cogollos, "Distributed Models for Filter Synthesis," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 12, no. 6, pp. 87–100, Oct. 2011.
- [16] S. B. Cohn, "Direct-coupled-resonator filters," *Proceedings of the IRE*, vol. 45, no. 2, pp. 187–196, Feb. 1957.
- [17] R. Levy, R. V. Snyder, and G. Matthaei, "Design of microwave filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 783–793, Mar. 2002.
- [18] R. Levy and S. B. Cohn, "A history of microwave filter research, design, and development," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 32, no. 9, pp. 1055–1067, Sep. 1984.
- [19] P. Soto, E. Tarin, V. E. Boria, C. Vicente, J. Gil, and B. Gimeno, "Accurate synthesis and design of wideband and inhomogeneous inductive waveguide filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 8, pp. 2220–2230, Aug. 2010.
- [20] R. Levy, "Theory of direct-coupled-cavity filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 15, no. 6, pp. 340–348, June 1967.
- [21] H. Hwang and S.-W. Yun, "The design of bandpass filters considering frequency dependence of inverters," *Microwave Journal*, vol. 45, pp. 154–163, 09 2002.
- [22] L. Young, "Direct-coupled cavity filters for wide and narrow bandwidths," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 11, no. 3, pp. 162–178, May 1963.
- [23] F. M. Vanin, D. Schmitt, and R. Levy, "Dimensional synthesis for wide-band waveguide filters and diplexers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 11, pp. 2488–2495, Nov. 2004.
- [24] A. Morini, G. Venanzoni, M. Farina, and T. Rozzi, "Practical design of a high-power tuning-less W-band triplexer for ground radar surveillance systems," *IET Microwaves, Antennas Propagation*, vol. 1, no. 4, pp. 822–826, Aug. 2007.
- [25] C. A. Leal-Sevillano, Y. Tian, M. J. Lancaster, J. A. Ruiz-Cruz, J. R. Montejo-Garai, and J. M. Rebollar, "A micromachined dual-band orthomode transducer," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 1, pp. 55–63, Jan. 2014.
- [26] C. A. Leal-Sevillano, J. R. Montejo-Garai, J. A. Ruiz-Cruz, and J. M. Rebollar, "Low-loss elliptical response filter at 100 GHz," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 22, no. 9, pp. 459–461, Sep. 2012.
- [27] A. Berenguer, M. Baquero, D. Sanchez, B. Bernardo, and V. E. Boria, "Low insertion loss 61 GHz narrow-band filter implemented with Groove Gap Waveguide," in *Proc. of the 44th European Microwave Conference*, Rome, Italy, Oct. 2014, pp. 191–194.
- [28] M. Guglielmi, "Hybrid folded rectangular waveguide filter," ESA Patent 624, 2013.
- [29] C. Carceller, P. Soto, V. E. Boria, M. Guglielmi, and D. Raboso, "New folded configuration of rectangular waveguide filters with asymmetrical transmission zeros," in *Proc. of the 44th European Microwave Conference*, Rome (Italy), Oct. 2014, pp. 183–186.
- [30] S. Cogollos, P. Soto, M. Brumos, V. E. Boria, and M. Guglielmi, "Novel rectangular waveguide structures for advanced filter characteristics," in *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, June 2014, pp. 649–652.

- 
- [31] P. Soto, V. E. Boria, C. Carceller, S. Cogollos, M. Guglielmi, and D. Smacchia, "Practical design of rectangular waveguide filters with a capacitive building block providing an extra transmission zero," in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, May 2015, pp. 1–4.
- [32] X. P. Liang, K. A. Zaki, and A. E. Atia, "A rigorous three plane mode-matching technique for characterizing waveguide T-junctions, and its application in multiplexer design," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, no. 12, pp. 2138–2147, Dec. 1991.
- [33] A. A. San Blas, F. Mira, V. E. Boria, B. Gimeno, M. Bressan, and P. Arcioni, "On the fast and rigorous analysis of compensated waveguide junctions using off-centered partial-height metallic posts," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 1, pp. 168–175, Jan. 2007.
- [34] T. N. Anderson, "Double-ridge waveguide for commercial airlines weather radar installation," *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 3, no. 4, pp. 2–9, July 1955.
- [35] S. B. Cohn, "Properties of ridge wave guide," *Proceedings of the IRE*, vol. 35, no. 8, pp. 783–788, Aug. 1947.
- [36] C. Wang and K. A. Zaki, "Full-wave modeling of generalized double ridge waveguide T-Junctions," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, no. 12, pp. 2536–2542, Dec. 1996.
- [37] MATLAB, 2016. [Online]. Available: <https://es.mathworks.com>
- [38] FEST3D (Full-wave Electromagnetic Simulation Tool), AuroraSAT, Spain, 2018. [Online]. Available: <http://www.fest3d.com>
- [39] HFSS, Ansys, Pittsburg, PA, 2015. [Online]. Available: <https://www.ansys.com>
- [40] CST Microwave Studio 2019, Dassault Systèmes, Germany, 2019. [Online]. Available: <https://www.3ds.com>
- [41] E. D. Sharp, "An exact calculation for a T-junction of rectangular waveguides having arbitrary cross sections," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 15, no. 2, pp. 109–116, Feb. 1967.
- [42] G. Conciauro, M. Guglielmi, and R. Sorrentino, *Advanced Modal Analysis*. Chichester, UK: Wiley & Sons, Feb. 2000.
- [43] F. Arndt, I. Ahrens, U. Papziner, U. Wiechmann, and R. Wilkeit, "Optimized E-plane T-junction series power dividers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 35, no. 11, pp. 1052–1059, Nov. 1987.
- [44] H.-W. Yao, A. E. Abdelmonem, J.-F. Liang, X.-P. Liang, K. A. Zaki, and A. Martin, "Wide-band waveguide and ridge waveguide T-junctions for diplexer applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, no. 12, pp. 2166–2173, Dec. 1993.
- [45] P. Lampariello and A. A. Oliner, "New equivalent networks with simple closed-form expressions for open and slit-coupled E-plane tee junctions," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, no. 5, pp. 839–847, May 1993.

- [46] J. Hirokawa, K. Sakurai, M. Ando, and N. Goto, "An analysis of a waveguide T-junction with an inductive post," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, no. 3, pp. 563–566, Mar. 1991.
- [47] F. Alessandri, M. Dionigi, and R. Sorrentino, "Rigorous analysis of compensated E-plane junctions in rectangular waveguide," in *1995 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, May 1995, pp. 987–990.
- [48] A. A. San Blas, F. Mira, V. E. Boria, B. Gimeno, M. Bressan, G. Conciauro, and P. Arcioni, "Efficient CAD of optimal multi-port junctions loaded with partial-height cylindrical post using the 3D BI-RME method," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Long Beach, CA, June 2005, pp. 67–70.
- [49] A. A. San Blas, V. E. Boria, B. Gimeno, and S. Cogollos, "Design of compensated multi-port waveguide junctions considering mechanization effects," in *Int. Journal of Electronics and Communications*, vol. 69, no. 1, Jan. 2015, pp. 328–331.
- [50] H. Oh and K. Yeom, "A full Ku-band reduced-height waveguide-to-microstrip transition with a short transition length," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 9, pp. 2456–2462, Sep. 2010.
- [51] D. Pozar, *Microwave Engineering*. Wiley & Sons, 2012.
- [52] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*. Wiley, 1989.
- [53] S. Hopfer, "The design of ridged waveguides," *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 3, no. 5, pp. 20–29, Oct. 1955.
- [54] S. Manafi, M. Al-Tarifi, and D. S. Filipovic, "Millimeter-wave double-ridge waveguide and components," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 11, pp. 4726–4736, Nov. 2018.
- [55] J. Helszajn, *Ridge Waveguides and Passive Microwave Components*. IET Electromagnetics Waves Series, 2000.
- [56] W. Sun and C. A. Balanis, "MFIE analysis and design of ridged waveguides," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, no. 11, pp. 1965–1971, Nov. 1993.
- [57] P. Soto, D. de Llanos, V. E. Boria, E. Tarin, B. Gimeno, A. Oñoro, I. Hidalgo, and M. J. Padilla, "Performance analysis and comparison of symmetrical and asymmetrical configurations of evanescent mode ridge waveguide filters," *Radio Science*, vol. 44, no. 6, pp. 1–16, Dec. 2009.
- [58] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*. MIT Radiation Laboratory Series, 1951, vol. 10.
- [59] W. J. R. Hofer and M. N. Burton, "Analytical expressions for the parameters of finned and ridged waveguides," in *1982 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, June 1982, pp. 311–313.
- [60] J. Helszajn and M. McKay, "Voltage-current definition of impedance of double ridge waveguide using the finite element method," *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 145, no. 1, pp. 39–44, Feb. 1998.
- [61] A. K. Sharma and W. J. R. Hofer, "Empirical expressions for fin-line design," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 31, no. 4, pp. 350–356, Apr. 1983.

- 
- [62] T. Chen, "Calculation of the parameters of ridge waveguides," *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 5, no. 1, pp. 12–17, Jan. 1957.
- [63] J. M. Reiter and F. Arndt, "Rigorous analysis of arbitrarily shaped H- and E-plane discontinuities in rectangular waveguides by a full-wave boundary contour mode-matching method," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, no. 4, pp. 796–801, Apr. 1995.
- [64] K.-L. Wu and H. Wang, "A rigorous modal analysis of H-plane waveguide T-junction loaded with a partial-height post for wide-band applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 5, pp. 893–901, May 2001.
- [65] D. Swanson and G. Macchiarella, "Microwave filter design by synthesis and optimization," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 8, no. 2, pp. 55–69, Apr. 2007.
- [66] J.-S. Hong, *Microwave Filters for RF/Microwave Applications*. John Wiley & Sons, 2011.
- [67] G. L. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures*. Artech House, 1980.
- [68] V. Tornielli di Crestvolant and F. de Paolis, "Dimensional synthesis of evanescent-mode ridge waveguide bandpass filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 2, pp. 954–961, Feb. 2018.
- [69] D. Sánchez, J. Ruiz-Garnica, M. Baquero, P. Soto, V. E. Boria, G. Toso, P. Angeletti, and M. Guglielmi, "Evanescent-mode ridge-waveguide radiating filters for space applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 9, pp. 1–12, Sep. 2019 (accepted for publication).
- [70] F.-C. Chen, J.-F. Chen, Q.-X. Chu, and M. J. Lancaster, "X-band waveguide filtering antenna array with nonuniform feed structure," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 12, pp. 4843–4850, 2017.
- [71] P. Ludlow, V. Fusco, G. Goussetis, and D. E. Zelenchuk, "Applying band-pass filter techniques to the design of small-aperture evanescent-mode waveguide antennas," *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. 61, no. 1, pp. 134–142, 2013.
- [72] D. Sánchez, M. Baquero, P. Soto, V. E. Boria, and M. Guglielmi, "On multimode equivalent network representation of finite arrays of open-ended waveguides," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 8, pp. 4334–4339, Aug. 2017.
- [73] R. J. Cameron and M. Yu, "Design of manifold-coupled multiplexers," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 8, no. 5, pp. 46–59, Oct. 2007.
- [74] 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 FEST3D," *International Journal of RF and Microwave Computer Aided Engeneering*, vol. 22, no. 1, pp. 93–103, Jan. 2012.
- [75] J. D. Rhodes, "The design and synthesis of a class of microwave band pass linear phase filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 17, no. 4, pp. 189–204, Apr. 1969.
- [76] R. M. Kurzkrok, "General three-resonator filters in waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 14, no. 1, pp. 46–47, Jan. 1966.

- [77] J. B. Thomas, “Cross-coupling in coaxial cavity filters - a tutorial overview,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 4, pp. 1368–1376, Apr. 2003.
- [78] A. E. Atia and A. E. Williams, “Narrow-bandpass waveguide filters,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 20, no. 4, pp. 258–265, Apr. 1972.
- [79] J. D. Rhodes and R. J. Cameron, “General extracted pole synthesis technique with applications to low-loss TE<sub>011</sub> mode filters,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 28, no. 9, pp. 1018–1028, Sep. 1980.
- [80] S. Amari and G. Macchiarella, “Synthesis of inline filters with arbitrarily placed attenuation poles by using nonresonating nodes,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 10, pp. 3075–3081, Oct. 2005.
- [81] C. Carceller, P. Soto, V. E. Boria, and M. Guglielmi, “Design of hybrid folded rectangular waveguide filters with transmission zeros below the passband,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 2, pp. 475–485, Feb. 2016.
- [82] U. Rosenberg, “New ‘planar’ waveguide cavity elliptic function filters,” in *Proc. of the 25th European Microwave Conference*, vol. 1, Sep. 1995, pp. 524–527.
- [83] S. Amari and J. Bornemann, “CIET-analysis and design of folded asymmetric H-plane waveguide filters with source-load coupling,” in *Proc. of the 30th European Microwave Conference*, Oct. 2000, pp. 1–4.
- [84] U. Rosenberg and S. Amari, “Novel coupling schemes for microwave resonator filters,” in *2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, June 2002, pp. 1605–1608.
- [85] J. Bornemann, S. Amari, and R. Vahldieck, “A flexible S-matrix algorithm for the design of folded waveguide filters,” in *Proc. of the 35th European Microwave Conference*, vol. 1, Oct. 2005, pp. 405–408.
- [86] P. L. Lui, “Passive intermodulation interference in communication systems,” *Electronics Communication Engineering Journal*, vol. 2, no. 3, pp. 109–118, June 1990.
- [87] S. Amari and U. Rosenberg, “New building blocks for modular design of elliptic and self-equalized filters,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 2, pp. 721–736, Feb. 2004.
- [88] S. Cogollos, P. Soto, V. E. Boria, M. Guglielmi, M. Brumos, B. Gimeno, and D. Raboso, “Efficient design of waveguide manifold multiplexers based on low-order EM distributed models,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 8, pp. 2540–2549, Aug 2015.
- [89] C. Carceller, “Full-wave characterization of bi-dimensional cavities and its application to the design of waveguide filters and multiplexers,” Ph.D. dissertation, Universidad Politécnic de Valencia, 2016.
- [90] C. Carceller, P. Soto, V. E. Boria, and M. Guglielmi, “Capacitive obstacle realizing multiple transmission zeros for in-line rectangular waveguide filters,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 10, pp. 795–797, Oct. 2016.
- [91] M. Guglielmi, “Simple CAD procedure for microwave filters and multiplexers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 7, pp. 1347–1352, July 1994.

- 
- [92] P. Lui, "Passive intermodulation interference in communication systems," *Electronics and Communication Engineering Journal*, vol. 2, no. 3, pp. 109–118, June 1990.
- [93] C. Vicente and H. L. Hartnagel, "Passive-intermodulation analysis between rough rectangular waveguide flanges," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 8, pp. 2515–2525, Aug. 2005.
- [94] J. W. Boyhan and H. F. Lenzing, "Satellite passive intermodulation: system considerations," *IEEE Transactions on Aerospace Electronic Systems*, vol. 32, no. 3, pp. 1058–1064, July 1996.
- [95] C. Vicente, D. Wolk, H. L. Hartnagel, B. Gimeno, V. E. Boria, and D. Raboso, "Experimental analysis of passive intermodulation at waveguide flange bolted connections," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 5, pp. 1018–1028, May 2007.
- [96] S. Rao and L. Shafai, *Handbook of Reflector Antennas and Feed Systems (Volume 3)*. Boston, USA: Artech House, 2013.
- [97] P. Soto, C. Carceller, J. Ruiz, S. Cogollos, V. E. Boria, M. Guglielmi, and D. Smacchia, "Design of advanced waveguide filters for passive intermodulation measurement setups," in *2017 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO)*, May 2017, pp. 335–337.
- [98] D. Smacchia, P. Soto, V. E. Boria, M. Guglielmi, C. Carceller, J. Ruiz, J. Galdeano, and D. Raboso, "Advanced compact setups for passive intermodulation measurements of satellite hardware," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 2, pp. 700–710, Feb. 2018.
- [99] P. Soto, D. Smacchia, C. Carceller, V. E. Boria, M. Guglielmi, and J. Ruiz, "High-power filters and multiplexers for PIM setups (on Workshop WM-03: Recent advances in RF/Microwave filters for space applications)," in *48th European Microwave Conference*, Madrid, Spain, Sep. 2019.
- [100] D. Smacchia, C. Carceller, M. Guglielmi, P. Soto, V. E. Boria, J. Ruiz, and P. Gonzalez, "A wideband diplexer for Ka-band passive intermodulation measurement," in *2018 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, June 2018, pp. 1106–1109.
- [101] J. Christensen, "ITU regulation for Ka-band satellite networks," 2012. [Online]. Available: [https://www.itu.int/md/R12-ITURKA.BAND-C-0001/\\_page.print](https://www.itu.int/md/R12-ITURKA.BAND-C-0001/_page.print)
- [102] M. Morelli, I. Hunter, R. Parry, and V. Postoyalko, "Stopband performance improvement of rectangular waveguide filters using stepped-impedance resonators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 7, pp. 1657–1664, July 2002.



Se terminó de redactar esta tesis doctoral el día 14 de septiembre de 2019,  
fiesta de la Exaltación de la Santa Cruz.  
Laus Deo Virginiq̄ue Matri.