



Universidad
Politécnica
de Cartagena

DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA,
TECNOLOGÍA DE LOS COMPUTADORES Y
PROYECTOS

Análisis y diseño de filtros compactos
de microondas basados en cristales
electromagnéticos y resonadores
metamateriales

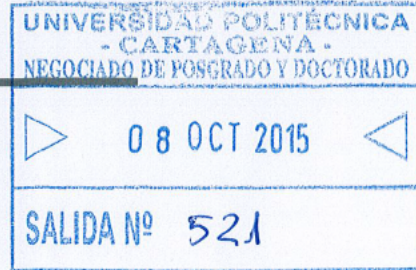
Doctorando: Juan de Dios Ruiz Martínez

Director de tesis: Juan Hinojosa Jiménez

2015



UNIVERSIDAD
POLITÉCNICA DE
CARTAGENA
COMITÉ DE DIRECCIÓN DE LA EINDOC



Sr. D. Juan de Dios Ruiz Martínez

Visto el informe favorable del Director de Tesis y el VºBº de la Comisión Académica del Programa de Doctorado “Tecnologías de la Información y Comunicaciones” para la presentación de la Tesis Doctoral titulada: “*Análisis y diseño de filtros compactos de microondas basados en cristales electromagnéticos y resonadores metamateriales*” en la modalidad de “compendio de publicaciones” solicitada por D. Juan de Dios Ruiz Martínez, el Comité de Dirección de la Escuela Internacional de Doctorado de la Universidad Politécnica de Cartagena, en reunión celebrada el 7 de octubre de 2015,

ACUERDA

Autorizar la presentación de la Tesis Doctoral a D. Juan de Dios Ruiz Martínez en la modalidad de compendio de publicaciones.

Contra el presente acuerdo, que no agota la vía administrativa, podrá formular recurso de alzada ante el Sr. Rector-Magnífico de la Universidad Politécnica de Cartagena, en el plazo de un mes a partir de la notificación de la presente.

Cartagena, 8 de octubre de 2015

EL DIRECTOR DE LA ESCUELA
INTERNACIONAL DE DOCTORADO.



Fdo. Pablo Fernández Escámez



**CONFORMIDAD DE DEPÓSITO DE TESIS DOCTORAL
POR LA COMISIÓN ACADÉMICA DEL PROGRAMA**

D. FERNANDO DANIEL QUESADA PEREIRA, Presidente de la Comisión Académica del Programa TECNOLOGÍAS DE LA INFORMACIÓN Y LAS COMUNICACIONES.

INFORMA:

Que la Tesis Doctoral titulada, “ANÁLISIS Y DISEÑO DE FILTROS COMPACTOS DE MICROONDAS BASADOS EN CRISTALES ELECTROMAGNÉTICOS Y RESONADORES METAMATERIALES”, ha sido realizada, dentro del mencionado programa de doctorado, por D. JUAN DE DIOS RUIZ MARTÍNEZ, bajo la dirección y supervisión del Dr JUAN HINOJOSA JIMÉNEZ.

En reunión de la Comisión Académica de fecha 22/04/15, visto que en la misma se acreditan los indicios de calidad correspondientes y la autorización del Director de la misma, se acordó dar la conformidad, con la finalidad de que sea autorizado su depósito por la Comisión de Doctorado.

La Rama de conocimiento por la que esta tesis ha sido desarrollada es:

- Ciencias.
- Ciencias Sociales y Jurídicas.
- Ingeniería y Arquitectura.

En Cartagena, a 23 de SEPTIEMBRE de 2015

EL PRESIDENTE DE LA COMISIÓN ACADÉMICA DEL PROGRAMA

Fdo: Fernando D. Quesada Perira

COMISIÓN DE DOCTORADO



**CONFORMIDAD DE DEPÓSITO DE TESIS DOCTORAL
POR LA COMISIÓN ACADÉMICA DEL PROGRAMA**

D. FERNANDO DANIEL QUESADA PEREIRA, Presidente de la Comisión Académica del Programa TECNOLOGÍAS DE LA INFORMACIÓN Y LAS COMUNICACIONES.

INFORMA:

Que la Tesis Doctoral titulada, “ANÁLISIS Y DISEÑO DE FILTROS COMPACTOS DE MICROONDAS BASADOS EN CRISTALES ELECTROMAGNÉTICOS Y RESONADORES METAMATERIALES”, ha sido realizada, dentro del mencionado programa de doctorado, por D. JUAN DE DIOS RUIZ MARTÍNEZ, bajo la dirección y supervisión del Dr JUAN HINOJOSA JIMÉNEZ.

En reunión de la Comisión Académica de fecha 22/04/15, visto que en la misma se acreditan los indicios de calidad correspondientes y la autorización del Director de la misma, se acordó dar la conformidad, con la finalidad de que sea autorizado su depósito por la Comisión de Doctorado.

La Rama de conocimiento por la que esta tesis ha sido desarrollada es:

- Ciencias.
- Ciencias Sociales y Jurídicas.
- Ingeniería y Arquitectura.

En Cartagena, a 23 de SEPTIEMBRE de 2015

EL PRESIDENTE DE LA COMISIÓN ACADÉMICA DEL PROGRAMA

Fdo: Fernando D. Quesada Perira

COMISIÓN DE DOCTORADO



**CONFORMIDAD DE SOLICITUD DE AUTORIZACIÓN DE DEPÓSITO DE
TESIS DOCTORAL POR EL/LA DIRECTOR/A DE LA TESIS**

D. JUAN HINOJOSA JIMENEZ Director de la Tesis doctoral ANÁLISIS Y DISEÑO DE FILTROS COMPACTOS DE MICROONDAS BASADOS EN CRISTALES ELECTROMAGNÉTICOS Y RESONADORES METAMATERIALES.

INFORMA:

Que la referida Tesis Doctoral, ha sido realizada por D. JUAN DE DIOS RUIZ MARTÍNEZ, dentro del programa de doctorado TECNOLOGÍAS DE LA INFORMACIÓN Y LAS COMUNICACIONES-, dando mi conformidad para que sea presentada ante la Comisión de Doctorado para ser autorizado su depósito.

La rama de conocimiento en la que esta tesis ha sido desarrollada es:

- Ciencias.
- Ciencias Sociales y Jurídicas.
- Ingeniería y Arquitectura.

En Cartagena, a 23 de Septiembre de 2015

EL DIRECTOR DE LA TESIS

COMISIÓN DE DOCTORADO

El presente documento se corresponde a una Tesis por compendio de publicaciones. Se sustenta en siete artículos publicados en revistas que se encuentran indexadas en el *Journal Citation Reports* (JCR), sumando un total de 17 puntos, por encima de los 12 requeridos por el Reglamento de estudios oficiales de máster y doctorado de la Universidad Politécnica de Cartagena, aprobado por el Consejo de Gobierno el 13 de abril de 2011 y modificado en el Consejo de Gobierno el 11 de julio de 2012. Los artículos se citan a continuación:

- A. Juan de Dios Ruiz, Félix L. Martínez, and Juan Hinojosa: “1D Koch fractal electromagnetic bandgap microstrip structure with r/a ratios higher than 0.5”. *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 53, No. 3, pp. 646-649, March 2011. (JCR-ISI, índice de impacto: 0,623, Q4).
- B. Juan de Dios Ruiz, Félix L. Martínez, and Juan Hinojosa: “Novel compact wide-band EBG structure based on tapered 1-D Koch fractal patterns”. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 10, pp. 1104-1107, 2011. (JCR-ISI, índice de impacto: 1,948, Q2).
- C. Juan de Dios Ruiz, Félix L. Martínez, and Juan Hinojosa: “Optimization of chirped and tapered microstrip Koch fractal electromagnetic band-gap (KFEBG) structures for improved low-pass filter design”. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 9, pp 889-897, Jun. 2015. (JCR-ISI, índice de impacto: 0,969, Q3).
- D. Juan de Dios Ruiz, Félix L. Martínez, Alejandro Álvarez Melcón and Juan Hinojosa: “Substrate integrated waveguide (SIW) with Koch fractal electromagnetic bandgap structures (KFEBG) for bandpass filter design”. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 25, pp. 160-162, March 2015. (JCR-ISI, índice de impacto: 2.236, Q1).
- E. Juan de Dios Ruiz and Juan Hinojosa: “Double-sided open split ring resonator for compact microstrip band-pass filter design”. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 6, pp. 846-853, June 2012. (JCR-ISI, índice de impacto: 0,969, Q3).
- F. Juan de Dios Ruiz, Juan Hinojosa, and Alejandro Álvarez Melcón: “Microstrip notch filters based on open interconnected Split ring resonators (OISRRs)”. *Ap-*

plied Physics A (Materials Sciences & Processing), vol. 112, pp. 263-267, August 2013. (JCR-ISI, índice de impacto: 1.694, Q2)

- G. Juan de Dios Ruiz and Juan Hinojosa: “A shunt series LC circuit for compact CPW notch filter design”. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 8, pp. 125-129, January 2014. (JCR-ISI, índice de impacto: 0,969, Q3)

Los artículos citados cubren los objetivos de esta tesis, clasificados en dos bloques:

- Objetivos para los filtros RF/microondas basados en cristales electromagnéticos:
 - O.1. Desarrollo de estructuras microtira-EBG (Electromagnetic Band Gap) no convencionales con un coeficiente radio-periodo $r/a \geq 0.5$ y análisis de su respuesta en frecuencia.
 - O.2. Desarrollo de estrategias de reducción de tamaño para estructuras microtira-EBG con un coeficiente $r/a \geq 0.5$.
 - O.3. Desarrollo de estrategias que mejoren la respuesta en frecuencia de las estructuras microtira-EBG con un coeficiente $r/a \geq 0.5$.
 - O.4. Desarrollo de una nueva metodología de diseño de filtros paso-banda de altas prestaciones basados en estructuras EBG y en tecnología SIW (*Substrate Integrated Waveguide*), con un coeficiente $r/a \geq 0.5$.
- Objetivos para los filtros RF/microondas basados en medios de Veselago:
 - O.5. Desarrollo de una nueva celda inspirada en el resonador de anillos SRR (*Split Ring Resonator*) de tipo bi-planar para el diseño de filtros compactos microtiras de tipo paso-banda: Estructura, circuito equivalente, análisis e implementación.
 - O.6. Desarrollo de una nueva celda inspirada en el resonador de anillos SRR para el diseño de filtros compactos rechazo-banda en tecnología planar (microtira y guía coplanar): Estructura, análisis, circuito equivalente e implementación.

En memoria de Ángel Martínez Ondoño

*A las aladas almas de las rosas...
de almendro de nata te requiero,
que tenemos que hablar de muchas cosas,
compañero del alma, compañero.*

Elegía a Ramón Sijé. Miguel Hernández.

AGRADECIMIENTOS

El trabajo que ha dado lugar a esta tesis nunca habría sido posible sin la ayuda y el apoyo de otras personas, con quienes he compartido estos últimos años.

Quiero dar las gracias especialmente a Juan Hinojosa por su ayuda, su amistad y su supervisión. También al resto de miembros del departamento de Electrónica, Tecnología de los Computadores y Proyectos que me han apoyado en estos años, a David sin cuya ayuda, la fabricación de los *layout* no habría sido posible, a José Ángel por animarme a comenzar esta tesis, a los coautores de los artículos de los artículos Félix y Alejandro por su confianza y sus aportaciones. Tampoco quiero olvidarme de Pilar, Victoriano, Carmelisa, Fernando, Miguel Ángel y Rocío, colegas de trabajo tanto en la Escuela Superior de Diseño de Murcia como en la Escuela de Arte de Murcia que me ayudaron a compaginar ambas labores y me aportaron puntos de vista diferentes, al igual que mis compañeros de fatiga del colectivo Teatro Ambulante por su visión artística de los fractales de Koch y por supuesto a los Barranqueros por los momentos de ocio extremo.

Por último quiero agradecer a mi familia su apoyo incondicional y especialmente a Amalia por ser musa y compañera de fatigas y alegrías durante este tiempo.

Juan de Dios.

RESUMEN

La presente tesis está centrada en el análisis y síntesis de dispositivos de microondas. Más concretamente, se han desarrollado tres tipos de celdas basadas en estructuras metamateriales, las cuales se han aplicado en el diseño original de filtros compactos en tecnología planar (línea microtira, guía coplanar y guía de onda integrada en sustrato, SIW). Las celdas y dispositivos propuestos pueden ser de un gran interés para los futuros sistemas de comunicación. Por un lado, la tecnología planar es un método de fabricación maduro y de bajo coste y, por otro lado, los dispositivos basados en estructuras metamateriales presentan propiedades electromagnéticas singulares, que permiten reducir el tamaño y superar las limitaciones de los dispositivos convencionales. Entre los diferentes metamateriales que existen, se utilizaron los pertenecientes a los cristales electromagnéticos (*Electromagnetic Band Gap*, EBG) y a los medios de Veselago. Los EBG convencionales son estructuras con una única fila de patrones circulares periódicos, grabados en el plano de masa de una línea microtira. Estas estructuras exhiben bandas de frecuencia en las que se permiten y se impiden la propagación electromagnética. Este comportamiento es conocido como reflector de Bragg. Las estructuras EBG propuestas sustituyen los patrones circulares por celdas basadas en geometrías fractales de Koch (KFEBG), creadas a partir de una configuración hexagonal. Estas celdas KFEBG permiten superar el límite constructivo radio-periodo (r/a) en EBG convencionales, definido en 0.45. Cuando $r/a < 0.5$, la estructura microtira-KFEBG presenta el mismo comportamiento que una estructura microtira-EBG convencional (reflector de Bragg), mientras que cuando $r/a > 0.5$, la estructura microtira-KFEBG presenta una amplia banda de rechazo, inusual para este tipo de configuración. Por ello, se aplicó la estructura periódica KFEBG con $r/a > 0.5$ en el diseño de filtros compactos paso-bajo en tecnologías microtira y SIW. Para mejorar la respuesta en frecuencia y reducir el tamaño de estos filtros, se realizó una apodización modulada de los parámetros de diseño. Finalmente, se desarrolló un método de síntesis original para lograr estos diseños. Por otro lado, los medios de Veselago, también conocidos como materiales zurdos (*Left-Handed*, LH), se caracterizan por poseer partes reales de permitividad y de permeabilidad simultáneamente negativas. En ellos, es posible la propagación de ondas regresivas entre otros fenómenos inusuales. Las configuraciones iniciales están basadas en resonadores de anillos (celdas) SRR y CSRR (*Split ring resonator*, *Complementary Split ring resonator*), acoplados a una línea de transmisión. A posteriori, se desarrollaron las versiones abiertas OSRR (*Open Split ring resonator*) y OCSRR (*Open Complementary Split ring resonator*) que permiten una conexión directa con la línea de transmisión, una mayor facilidad de diseño de dispositivos y un tamaño reducido con respecto a los SRR y CSRR. En este trabajo, se propone dos celdas basadas en resonadores de anillos abiertos: la OISRR (*Open Interconnected Split Ring Resonator*) de tipo mono-planar como las anteriores y la DOSRR (*Double-Sided Open Split Ring Resonator*) de tipo bi-planar con parámetros de diseño en dos planos diferentes. Ambas celdas poseen un tamaño reducido como la OSRR y características interesantes. Las celdas DOSRR y OISRR se aplicaron, respectivamente, al diseño en tecnología planar de filtros compactos paso-banda con altos niveles de rechazo y filtros compactos rechazo-banda de alta selectividad (*notch*).

ABSTRACT

This thesis focuses on the analysis and synthesis of microwave devices. More specifically, three types of cell structures metamaterials have been developed. They have been applied to the original design of compact filters in planar technology (microstrip, coplanar waveguide CPW and substrate integrated waveguide SIW). The proposed cells and devices may be of great interest for future communication systems. On the one hand, the planar technology is a mature and low cost method of manufacturing, and on the other hand, the devices based on metamaterial structures show unique electromagnetic properties which will make possible reducing the size and overcoming the limitations of conventional devices. Among the different metamaterials existing, we used those belonging to electromagnetic crystals (Electromagnetic Band Gap, EBG) and Veselago media. Conventional EBGs in microstrip technology are a periodic structure with one row of circular patterns etched on the ground plane. This structure exhibits bands of frequencies in which electromagnetic propagation is not allowed as a Bragg reflector. EBG structures proposed changing the circular patterns by cells based on fractal geometry Koch (KFEBG), created from a hexagonal shape. KFEBG cells allow the realization of structure with r/a (radii/period) ratio higher than 0.45 (which is the upper limit of the conventional 1-D EBG structure). When $r/a < 0.5$, the microstrip-KFEBG structure has the same behavior as a conventional microstrip-EBG structure (Bragg reflector), however when $r/a > 0.5$, the microstrip- KFEBG structure presents a wide stopband, unusual on this kind of configuration. Therefore, the periodic structure KFEBG is applied to $r/a > 0.5$ in the design of compact low-pass filters in microstrip technology and SIW. In order to improve the frequency response and reduce the size of these filters, a modulated apodization of the design parameters was performed. And finally, an original synthesis method to achieve these designs is developed. Furthermore, Veselago media, also called left-handed materials (LH), are characterized by real parts of permittivity and permeability negative simultaneously. These media make possible the spread of regressive waves among other unusual phenomena. First cells are based on split ring resonators (SRR) and complementary split ring resonators (CSRR) coupled to a transmission line. Later, the open versions OSRR (Open Split ring resonator) and OCSRR (Open Complementary Split ring resonators) are developed; these cells allow direct connection to the transmission line, a greater ability to design devices and a reduced size compared to SRR and CSRR cells. In this work, two new cells based on open rings resonators are presented, OISRR (Open Interconnected Split Ring Resonator) is a mono-planar cell as above and DOSRR (Double- Sided Open Split Ring Resonator) is a bi-planar cell with design parameters in two different planes. Both cells have a reduced size like OSRR and show interesting features. The DOSRR and OISRR cells were applied to the design in planar technology of compact band-pass filters with high levels of rejection and high selectivity compact stop-band filters (notch), respectively.

Índice

Índice de ilustraciones	viii
Índice de abreviaturas	xii
CAPITULO 1. Introducción	3
CAPITULO 2. Estado del arte.....	11
2.1 Cristales Electromagnéticos (EC).....	14
2.2 Medios de Veselago.....	20
CAPITULO 3. Relación de artículos.....	31
3.1 Estructuras de filtros EBG basados en fractales de Koch.....	34
3.1.1. <i>Introducción</i>	34
3.1.2. <i>Resumen del artículo A: 1D Koch fractal electromagnetic bandgap microstrip structure with r/a ratios higher than 0.5</i>	37
3.1.3. <i>Resumen del artículo B: Novel Compact Wide-Band EBG Structure Based on Tapered 1-D Koch Fractal Pattern</i>	43
3.1.4. <i>Resumen del artículo C: Optimisation of chirped and tapered microstrip Koch fractal electromagnetic bandgap structures for improved low-pass filter design</i>	52
3.1.5. <i>Resumen del artículo D: Substrate Integrated Waveguide (SIW) with Koch fractal electromagnetic bandgap structures (KFEBG) for bandpass filter design</i>	66
3.1.6. <i>Conclusiones primer bloque de artículo</i>	77
3.2 Estructuras de filtros basados en resonadores de anillos abiertos de tipo SRR	79
3.2.1. <i>Introducción</i>	79
3.2.2. <i>Resumen del artículo E: Double-sided open Split ring resonator for compact microstrip band-pass filter design</i>	81
3.2.3. <i>Resumen del artículo F: Microstrip notch filters based on open interconnected split ring resonators (OISRRs)</i>	93
3.2.4. <i>Resumen del artículo G: Shunt series LC circuit for compact coplanar waveguide notch filter design</i>	103
3.2.5. <i>Conclusiones segundo bloque de artículos</i>	112
3.3 Publicaciones	114
CAPITULO 4. Conclusiones, aportaciones y líneas futuras	148
Referencias	155
Anexo A.....	166

Índice de ilustraciones

Figura 2. 1: Ilustración del concepto de metamaterial según su elemento periódico constitutivo. Figura extraída de [17].	12
Figura 2.2: Ejemplo de estructura EC tridimensional. Figura extraída de [41].	15
Figura 2.3: Fotografías del plano superior (fotografía superior) y del plano de masa (fotografía inferior) de una estructura 2D-EBG en tecnología microtira. Figura extraída de [23].	15
Figura 2.4: Plano de masa de una estructura 1D-EBG en tecnología microtira (el plano superior es una línea conductora como en la Fig. 2.3). Figura extraída de [8].	15
Figura 2.5: Clasificación de las estructuras EC en tecnología planar con patrones grabados en superficie metálica. Figuras extraídas del artículo A para (a), [42] (b), [43] (c), [44] (d), [45] (e), [35] (f), [46] (g) y (m), [47] (h), [48] (i), [49] (j), [50] (k) y [51] para (l).	17
Figura 2.6: Clasificación de los medios y principales características según el signo de la parte real de ϵ y μ .	21
Figura 2.7: Relación de los vectores para un medio convencional diestro (RHM) y un medio zurdo (LHM).	21
Figura 2.8: Estructura LHM. (a) Matriz de TWs. (b) Matriz de SRRs. Figura extraída de [4].	23
Figura 2.9: Primer prototipo de LHM. Figura extraída de [62].	24
Figura 2.10: Línea de transmisión zurda en tecnología CPW. (a) Vista plano superior. (b) Circuito equivalente. Figura extraída de [12].	24
Figura 2.11: Taxonomía linneana propuesta para celdas basadas en resonadores de anillos abiertos. Las figuras se han extraído de: SRR, CSRR, NB-SRR (<i>Nonbianisotropic Split Ring Resonator</i>), SR (<i>Spiral Resonator</i>), DSRR (<i>Double-slit Split Ring Resonator</i>) de [85]; OSRR (<i>Open Split Ring Resonator</i>) de [14]; MSR (<i>Multiple Split Ring Resonator</i>) de [86], ICSRR (<i>Inductively Connected Split Ring Resonator</i>) de [87]; BC-SRR (<i>Broadside Couple Split Ring Resonator</i>) de [88]; BC-SR (<i>Broadside Couple Spiral Resonator</i>) y BC-SR2 (<i>Broadside Couple Two Spiral Resonator</i>) de [89]; OCSRR (<i>Open Complementary Split Ring Resonator</i>) de [15]; NB-CSRR (<i>Nonbianisotropic Complementary Split Ring Resonator</i>) de [90]; CSR (<i>Complementary Spiral Resonator</i>) de [91] y ASR (<i>Archimedean Split Resonator</i>) de [92].	26
Figura 3.1: Estructuras EBG unidimensional (1-D), bidimensional (2-D) y tridimensional (3-D). Figura extraída de [105].	35
Figura 3.2: Estructura microtira-EBG bidimensional (2-D). Figura extraída de [49].	35
Figura 3.3: Estructura microtira-EBG unidimensional (1-D) convencional con seis círculos grabados en el plano de masa. (a) Vista superior. (b) Vista inferior (plano de masa).	35
Figura 3.4: Proceso de construcción hasta el orden 2 de curvas de Koch a partir de una línea recta inicial (I_0).	36
Figura 3.5: Patrones fractales de Koch de orden 1 con diferentes coeficientes r/a , obtenidos a partir de una configuración hexagonal (los trazos discontinuos representan círculos ficticios asociados a cada patrón fractal).	39
Figura 3.6: Estructura microtira-KFEBG unidimensional. (a) Vista superior. (b) Vista inferior (plano de masa).	39

- Figura 3.7: Respuestas en frecuencia (simuladas y medidas) del parámetro S_{21} obtenidas en estructuras microtira-EBG convencionales y microtira-KFEBG con $r/a = 0.25$. 40
- Figura 3.8: Respuestas en frecuencia (simuladas y medidas) del parámetro S_{21} obtenidas de estructuras microtira-EBG convencionales y microtira-KFEBG con $r/a = 0.45$. 40
- Figura 3.9: Respuesta en frecuencia (simulada y medida) del parámetro S_{21} obtenida en una estructura microtira-KFEBG con $r/a=0.55$. 42
- Figura 3.10: Diseño de una estructura microtira-KFEBG apodizada a partir de una distribución de Kaiser. (a) Representación de la distribución de la función Kaiser según la ecuación (3.4). (b) Vista inferior de la estructura microtira-KFEBG con 9 patrones fractales apodizada según la distribución de Kaiser. 44
- Figura 3.11: Dispositivo microtira-KFEBG doblemente apodizado con modulación del periodo a . (a) Vista superior. (b) Vista inferior (plano de masa). 47
- Figura 3.12: Respuestas en frecuencia (simulaciones EM) de los parámetros S , obtenidos de las tres estructuras microtira-KFEBG definidas en la Tabla 3.1. 48
- Figura 3.13: Fotografías de los planos de masa de las estructuras 1 (superior), 2 (centro) y 3 (inferior). 49
- Figura 3.14: Medidas de los parámetros S , obtenidos de las tres estructuras microtira-KFEBG definidas en la Tabla 3.1. 49
- Figura 3.15: Representación de las diferentes distribuciones $T(z/L)$ utilizadas como funciones de apodización en este **artículo C** según la posición longitudinal normalizada (z/L). 53
- Figura 3.16: Diseño de una estructura KFEBG apodizada con una distribución de Cauchy. (a) Representación de la función Cauchy según la ecuación (3.10). (b) Vista inferior de la estructura KFEBG apodizada Cauchy con 9 celdas. 53
- Figura 3.17: Diseño de una estructura KFEBG apodizada según la distribución de Gauss. (a) Representación de la función Gauss según la ecuación (3.11). (b) Vista inferior de la estructura KFEBG apodizada Gauss con 9 celdas. 54
- Figura 3.18: Representación de diferentes estructuras microtira-KFEBG. El ancho de la línea microtira y los patrones KFEBG en el plano de masa tienen, respectivamente, una distribución de Gauss con diferentes valores de K y una apodización de Kaiser. 55
- Figura 3.19: Representación de diferentes estructuras microtira-KFEBG doblemente apodizados con $r/a = 0.5$. Los patrones KFEBG presenta una apodización de Kaiser, mientras que el ancho de la línea microtira tiene cuatro diferentes distribuciones con $K=1$. 55
- Figura 3.20: Comparación de R_i (dB) para cada estructura microtira-KFEBG en función del factor K . 57
- Figura 3.21: Comparación de R_L (dB) para cada estructura microtira-KFEBG en función del factor K . 57
- Figura 3.22: Comparación de $MVPB$ en S_{11} (dB) para cada estructura microtira-KFEBG en función del factor K . 59
- Figura 3.23: Comparación del ancho de la banda de paso (dB) para cada estructura microtira-KFEBG en función del factor K . 59
- Figura 3.24: Fotografías de las dos estructuras óptimas seleccionadas: Estructura con una apodización Kaiser en el plano de masa combinada con una distribución

- rectangular de la línea microtira con $K = 0.9$ (parte superior de cada fotografía). Estructura con doble apodización Cauchy con $K= 1.25$ (parte inferior de cada fotografía). (a) Vista superior (línea microtira). (b) Vista inferior (plano de masa). 61
- Figura 3.25: Resultados de las simulaciones EM y medidas de las dos estructuras óptimas seleccionadas. En la parte superior de la figura, estructura con apodización Kaiser en los patrones KFEBG combinada con una distribución rectangular de la línea microtira y $K = 0.9$. En la parte inferior de la figura, estructura con doble apodización Cauchy y $K= 1.25$. 62
- Figura 3.26: Resultados de las simulaciones EM de la estructura EBG convencional con apodización Kaiser de los patrones circulares en el plano de masa (Estructura 1: EBG circular). 63
- Figura 3.27: Resultados de las simulaciones EM de la estructura EBG convencional con apodización Cauchy de los patrones circulares en el plano de masa (Estructura 2: EBG circular). 64
- Figura 3.28: Guía de transmisión SIW. Figura extraída de [128]. 67
- Figura 3.29 Distribución del campo eléctrico en las guías HMSIW y SIW para el modo dominante. Figura extraída de [129]. 67
- Figura 3.30: Filtros paso-banda propuestos. (a) SIW-KFEBG. (b) HMSIW-KFEBG. 67
- Figura 3.31: Representación de modelos de circuitos equivalentes generalizados. (a) Estructura periódica de un filtro paso-banda. (b) Estructura periódica de un prototipo paso-bajo. 70
- Figura 3.32: Fotografías de los dos filtros paso-banda propuestos: HMSIW-KFEBG (parte superior de la fotografía) y SIW-KFEBG (parte inferior de la fotografía). (a) Vista superior. (b) Vista inferior. 74
- Figura 3.33: Resultados de las simulaciones EM (línea discontinua) y medidas (línea continua) de los filtros paso-banda propuestos. (a) SIW-KFEBG. (b) HMSIW-KFEBG. 75
- Figura 3.34: Celda SRR. (a) Vista superior. (b) Circuito equivalente. Figuras extraídas de [138] y [85]. 80
- Figura 3.35: Celda OSRR excitada por una línea microtira. (a) Vista superior. (b) Circuito equivalente. 80
- Figura 3.36: Celda DOSRR excitada por una línea microtira. (a) Vista superior. (b) Vista inferior (plano de masa). (c) Circuito equivalente. 82
- Figura 3.37: Frecuencias del polo de transmisión (f_p) obtenidas a partir de las simulaciones EM y del circuito equivalente para una celda DOSRR en función del radio exterior (r), del espesor de sustrato (h) y de la permitividad del sustrato (ϵ_r). 84
- Figura 3.38: Frecuencias del cero de transmisión (f_z) obtenidas a partir de las simulaciones EM y del circuito equivalente para una celda DOSRR en función del radio exterior (r), del espesor de sustrato (h) y de la permitividad del sustrato (ϵ_r). 85
- Figura 3.39: Resultados de S_{21} obtenidos para diferentes filtros paso-banda con celdas DOSRR y OSRR (en línea discontinua simulación circuital y en línea continua simulación EM). 86
- Figura 3.40: Filtro paso-banda con tres celdas DOSRR en cascada (dimensiones en mm). 88
- Figura 3.41: Parámetros S obtenidos a partir de simulaciones y medidas del filtro paso-banda con una configuración OSRR-DOSRR-OSRR. 88

- Figura 3.42: Parámetros S obtenidos a partir de simulaciones y medidas del filtro paso-banda con una configuración DOSRR-DOSRR-DOSRR. 89
- Figura 3.43: Filtro paso-banda con tres celdas DOSRR en cascada y ventanas circulares grabadas en el plano de masa (dimensiones en mm). 89
- Figura 3.44: Filtro paso-banda con tres celdas DOSRR en cascada, ventanas circulares grabadas en el plano de masa y ranuras en forma de U en la línea microtira (dimensiones en mm). 90
- Figura 3.45: Parámetros S obtenidos a partir de simulaciones EM y medidas del filtro paso-banda con tres celdas DOSRR en cascada y ventanas circulares grabadas en el plano de masa. 91
- Figura 3.46: Parámetros S obtenidos a partir de simulaciones EM y medidas del filtro paso-banda con tres celdas DOSRR en cascada, ventanas circulares grabadas en el plano de masa y ranuras en forma de U en la línea microtira. 91
- Figura 3.47: Vistas superior e inferior de una celda OISRR en tecnología microtira. 95
- Figura 3.48: Circuito equivalente de una línea microtira cargada con una celda OISRR. 96
- Figura 3.49: Resultados de las simulaciones EM (línea discontinua) y del circuito equivalente (línea continua) de una línea microtira cargada con una celda OISRR. (a) Módulos de los parámetros S . (b) Fase de S_{21} . Datos de la celda OISRR: $r = 2.2$ mm, $c = 0.3$ mm, $s = 0.25$ mm y $D_1 \times D_2 = 9 \times 9$ mm². 96
- Figura 3.50: Distribución del campo eléctrico para una línea microtira cargada con una celda OISRR a las frecuencias: (a) $f_1 = 1$ GHz (b) $f_2 = 2.1$ GHz (c) $f_3 = 4.67$ GHz y (d) $f_4 = 2.46$ GHz. Datos de la celda OISRR: $r = 2.2$ mm, $c = 0.3$ mm, $s = 0.25$ mm y $D_1 \times D_2 = 9 \times 9$ mm². 99
- Figura 3.51: Evolución de la frecuencia de resonancia principal (f_0) y del ancho de la banda de rechazo a 3 dB (Δf_0) de una línea microtira cargada con una celda OISRR en función de los siguientes parámetros de diseño: (a) r ($c = 3$ mm y $s = 0.25$ mm fijos), (b) c ($r = 2.2$ mm y $s = 0.25$ mm fijos) y (c) s ($r = 2.2$ mm y $c = 0.3$ mm fijos). 101
- Figura 3.52: Fotografía de los dos prototipos de filtros rechazo banda con celda OISRR en tecnología microtira fabricados. 102
- Figura 3.53: Resultados de las simulaciones EM (línea discontinua) y medidas (línea continua) de una línea microtira cargada con una celda OISRR. (a) $D_1 \times D_2 = 9 \times 9$ mm². (b) $D_1 \times D_2 = 14 \times 9$ mm². Datos de la celda OISRR: $r = 2.2$ mm, $c = 0.3$ mm y $s = 0.25$ mm. 102
- Figura 3.54: Vistas superior de una celda OISRR en tecnología CPW. 104
- Figura 3.55: Circuito equivalente de una guía CPW cargada con una celda OISRR. 104
- Figura 3.56: Resultados de las simulaciones EM (línea discontinua) y del circuito equivalente (línea continua) de una guía CPW cargada con una celda OISRR. (a) Módulos de los parámetros S . (b) Fases de S_{11} y S_{21} . Datos de la celda OISRR: $r = 2.2$ mm, $c = 0.3$ mm, $s = 0.25$ mm y $D_1 \times D_2 = 9 \times 6.5$ mm². 106
- Figura 3.57: Evolución de la frecuencia de resonancia principal (f_0) y del ancho de la banda de rechazo a 3 dB (Δf_0) de una guía CPW cargada con una celda OISRR en función de los siguientes parámetros de diseño: (a) r (fijando $c = 3$ mm y $s = 0.25$ mm), (b) c (fijando $r = 2.2$ mm y $s = 0.25$ mm) y (c) s (fijando $r = 2.2$ mm y $c = 0.3$ mm). 108
- Figura 3.58: Fotografía de los dos prototipos de filtros rechazo-banda con celda OISRR en tecnología CPW fabricados. 109

Índice de abreviaturas

1-D	Unidimensional
2-D	Bidimensional
3-D	Tridimensional
CPW	<i>Coplanar Waveguide</i>
DGS	<i>Defected Ground Structure</i>
DOSRR	<i>Double- Sided Open Split Ring Resonator</i>
EBG	<i>Electromagnetic Band Gap</i>
EC	<i>Electromagnetic Crystal</i>
EM	Electromagnético/a
FBG	<i>Fiber Bragg Grating</i>
HMSIW	<i>Half Mode Substrate Integrated Waveguide</i>
KFEBG	<i>Koch Fractal Electromagnetic Band Gap</i>
OISRR	<i>Open Interconnected Split Ring Resonator</i>
OSRR	<i>Open Split Ring Resonator</i>
PBG	<i>Photonic Band Gap</i>
RF	Radiofrecuencia
RW	Guía onda rectangular
SIW	<i>Substrate Integrated Waveguide</i>
SRR	<i>Split Ring Resonator</i>
UC	<i>Uniplanar Compact</i>

1

CAPITULO 1. Introducción

Los sistemas de comunicaciones actuales facilitan servicios en los principales sectores de actividad económica y en aplicaciones críticas de seguridad y defensa, de carácter científico, tecnológico y social. Estos sistemas operan en diferentes bandas de frecuencia RF/microondas para cubrir no sólo las necesidades de los distintos sectores de actividad, sino también por razones de regulación y limitaciones tecnológicas. Los filtros tienen un papel fundamental en estos sistemas y, de manera general, en aplicaciones RF/microondas para permitir o rechazar cierta banda de frecuencias. Estas aplicaciones requieren constantemente evoluciones tecnológicas de filtros RF/microondas con requisitos cada vez más exigentes: altas prestaciones, menor peso, menor tamaño y bajo coste [1], [2].

Entre las posibles soluciones tecnológicas que se puede desarrollar en nuestras instalaciones con los equipos disponibles, se optó por el análisis y diseño de filtros compactos de microondas en tecnología planar, basados en estructuras metamateriales [3] - [5]. Por un lado, la tecnología planar es la más utilizada en la actualidad, dado que es un método de fabricación maduro y de bajo coste. Además, puede proporcionar un gran volumen de producción, debido a que la gran mayoría de los dispositivos se adaptan a esta tecnología. Por otro lado, los metamateriales son estructuras artificiales que presentan propiedades electromagnéticas inusuales, diferentes a sus elementos constituyentes y que no han podido ser observadas en la Naturaleza. Estos metamateriales permiten diseñar dispositivos compactos con nuevas funcionalidades y mejores prestaciones que los dispositivos convencionales.

En este trabajo, se utilizaron, de entre las diferentes clases de metamateriales, estructuras artificiales pertenecientes a los cristales electromagnéticos (*Electromagnetic Bandgap*, EBG) y a los medios de Veselago [6] - [11]. Las estructuras basadas en EBG presentan una gran habilidad para guiar y controlar las ondas electromagnéticas de manera eficiente. Estas estructuras en tecnología planar tienen interés a frecuencia de microondas, debido a su facilidad de fabricación y de integración de componentes. Los EBG convencionales en tecnología microtira se implementan mediante una fila de patrones circulares [7], [8]. Estos patrones circulares se graban periódicamente en el plano de masa, quedando centrados con la línea microtira situada en la parte superior. De este modo, la fila de patrones circulares presenta un índice de refracción de valores alterna-

dos, contribuyendo que las ondas para determinadas bandas de frecuencias se reflejen a la entrada de la estructura EBG y otras bandas se propaguen a través de la estructura microtira-EBG. Este comportamiento es conocido como reflector de Bragg y se consigue cuando el parámetro de diseño radio-periodo (r/a) de la estructura microtira-EBG es inferior a 0.5, siendo este valor el límite constructivo y el valor $r/a = 0.25$ el valor óptimo en cuanto a respuesta en frecuencia. Por encima del límite $r/a = 0.5$, este coeficiente no tendría ningún sentido en el diseño convencional con patrones circulares, dado que éstos se solaparían entre sí y, como consecuencia, la estructura microtira-EBG se comportaría como un medio opaco con ondas electromagnéticas de tipo evanescente. Por otro lado, los medios de Veselago [9] - [11], denominados también materiales zurdos (*Left-handed*, LH), medio compuesto de material diestro y zurdo (Composite Right/Left handed, CRLH), doblemente negativos (*Double-negative*, DNG) o índice de refracción negativo (*Negative-refractive index*, NRI), son también estructuras artificiales que presentan entre sus características la posibilidad de propagar ondas regresivas, por poseer partes reales de permitividad y permeabilidad simultáneamente negativas. El resonador de anillo SRR (*Split Ring resonator*) fue la primera celda utilizada en los diseños de medios artificiales de permeabilidad negativa y en la implementación de medios zurdos [10], [11]. Sin embargo, no fue hasta que esta celda y su complementaria CSRR (*Complementary Split Ring resonator*) se acoplaron a una línea de transmisión en tecnología planar, cuando se apreció el potencial que tenían en aplicaciones RF/microondas [12], [13]. Este potencial se incrementó aún más con el desarrollo de las versiones abiertas OSRR (*Open Split Ring resonator*) y OCSRR (*Open Complementary Split Ring resonator*) [14], [15]. Estas celdas son de tipo mono-planar, dado que sus parámetros de diseño están situados en el mismo plano. Permiten la conexión directa con una línea de transmisión (microtira, coplanar), una mayor facilidad de diseño y un tamaño reducido con respecto a las celdas SRR, CSRR y a los diseños convencionales basados en resonadores distribuidos.

Los objetivos planteados en esta tesis buscan lograr avances tecnológicos significativos en filtros RF/microondas. Estos avances tecnológicos conciernen los cristales electromagnéticos (*Electromagnetic Bandgap*, EBG) y los medios de Veselago, dando lugar a dos bloques de objetivos específicos que se describen a continuación:

- Objetivos para los filtros RF/microondas basados en cristales electromagnéticos:
 - O.1. Desarrollo de estructuras microtira-EBG (*Electromagnetic Band Gap*) no convencionales con un coeficiente radio-periodo $r/a \geq 0.5$ y análisis de su respuesta en frecuencia.
 - O.2. Desarrollo de estrategias de reducción de tamaño para estructuras microtira-EBG con un coeficiente $r/a \geq 0.5$.
 - O.3. Desarrollo de estrategias que mejoren la respuesta en frecuencia de las estructuras microtira-EBG con un coeficiente $r/a \geq 0.5$.
 - O.4. Desarrollo de una nueva metodología de diseño de filtros paso-banda de altas prestaciones basados en estructuras EBG y en tecnología SIW (*Substrate Integrated Waveguide*), con un coeficiente $r/a \geq 0.5$.
- Objetivos para los filtros RF/microondas basados en medios de Veselago:
 - O.5. Desarrollo de una nueva celda inspirada en el resonador de anillos SRR (*Split Ring Resonator*) de tipo bi-planar para el diseño de filtros compactos microtiras de tipo paso-banda: Estructura, análisis, circuito equivalente e implementación.
 - O.6. Desarrollo de una nueva celda inspirada en el resonador de anillos SRR para el diseño de filtros compactos rechazo-banda en tecnología planar (microtira y guía coplanar): Estructura, análisis, circuito equivalente e implementación.

Estos objetivos han originado los siguientes artículos en revistas científicas de calidad:

- A. Juan de Dios Ruiz, Félix L. Martínez, and Juan Hinojosa: “1D Koch fractal electromagnetic bandgap microstrip structure with r/a ratios higher than 0.5”. *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 53, No. 3, pp. 646-649, March 2011. (JCR-ISI, índice de impacto: 0,623, Q4).
- B. Juan de Dios Ruiz, Félix L. Martínez, and Juan Hinojosa: “Novel compact wide-band EBG structure based on tapered 1-D Koch fractal patterns”. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 10, pp. 1104-1107, 2011. (JCR-ISI, índice de impacto: 1,948, Q2).
- C. Juan de Dios Ruiz, Félix L. Martínez, and Juan Hinojosa: “Optimization of chirped and tapered microstrip Koch fractal electromagnetic band-gap (KFEBG)

- structures for improved low-pass filter design”. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 9, pp 889-897, Jun. 2015. (JCR-ISI, índice de impacto: 0,969, Q3).
- D.** Juan de Dios Ruiz, Félix L. Martínez, Alejandro Álvarez Melcón and Juan Hinojosa: “Substrate integrated waveguide (SIW) with Koch fractal electromagnetic bandgap structures (KFEBG) for bandpass filter design”. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 25, pp. 160-162, March 2015. (JCR-ISI, índice de impacto: 2.236, Q1).
- E.** Juan de Dios Ruiz and Juan Hinojosa: “Double-sided open split ring resonator for compact microstrip band-pass filter design”. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 6, pp. 846-853, June 2012. (JCR-ISI, índice de impacto: 0,969, Q3).
- F.** Juan de Dios Ruiz, Juan Hinojosa, and Alejandro Álvarez Melcón: “Microstrip notch filters based on open interconnected Split ring resonators (OISRRs)”. *Applied Physics A (Materials Sciences & Processing)*, vol. 112, pp. 263-267, August 2013. (JCR-ISI, índice de impacto: 1.694, Q2)
- G.** Juan de Dios Ruiz and Juan Hinojosa: “A shunt series LC circuit for compact CPW notch filter design”. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 8, pp. 125-129, January 2014. (JCR-ISI, índice de impacto: 0,969, Q3)

Los filtros basados en los objetivos O1-O4 están recogidos en los **artículos A** hasta **D**, mientras que los **artículos E** hasta **G** cubren los objetivos O.5 y O.6.

Este trabajo de investigación se ha redactado siguiendo el formato de “Compendio de publicaciones” del Reglamento de estudios oficiales de máster y doctorado de la Universidad Politécnica de Cartagena en su artículo 33, aprobado por el Consejo de Gobierno el 13 de abril de 2011 y modificado en el Consejo de Gobierno el 11 de julio de 2012. Una vez expuesto los objetivos del trabajo de investigación, se detallan los capítulos de este manuscrito de tesis en los siguientes puntos:

- El capítulo 2 es relativo al “estado del arte” de este trabajo de investigación. Se realiza una introducción acerca de los metamateriales y se presentan las estructuras en tecnología planar y las principales propiedades electromagnéticas de las dos clases de metamateriales utilizadas en este trabajo: los crista-

les electromagnéticos (*Electromagnetic Bandgap*, EBG) y los medios de Veselago.

- El capítulo 3 contiene los resúmenes de cada una de las publicaciones que constituyen el compendio de esta tesis. En ellos, se abordan y alcanzan todos los objetivos planteados en este capítulo. Los resúmenes se agrupan en dos bloques. El primer bloque incluye artículos relativos al análisis y diseño de filtros basados en nuevas estructuras EBG (*Koch Fractal Electromagnetic Band Gap*), mientras que el segundo apartado contiene un bloque de artículos con el análisis y diseño de filtros basados en nuevas estructuras con resonadores de anillos abiertos de tipo SRR (*Split Ring Resonator*). En cada bloque se introduce los conceptos comunes de los artículos con el fin de facilitar la lectura y comprensión de estos. Cada resumen incluye la metodología utilizada, los resultados y principales aportaciones y las conclusiones. Al final de este capítulo, se incluye una copia de las publicaciones.
- El capítulo 4 expone las conclusiones y las futuras líneas de investigación.

Los documentos acreditativos del índice de calidad y el rango en la categoría de las revistas científicas (ingeniería eléctrica y electrónica, física aplicada) en las cuales se publicaron los artículos, se recogen en el anexo A. Esta documentación acreditativa se obtuvo del *Journal Citation Reports* (JCR) de 2014. El JCR es una publicación anual, donde se evalúa el impacto y la relevancia de las principales revistas científicas en los campos de las ciencias aplicadas y sociales. Esta publicación ha sido realizada por el Instituto para la Información Científica (*Institute for Scientific Information*, ISI) que actualmente forma parte de la empresa *Thomson Scientific*.

El trabajo llevado a cabo para la elaboración de esta tesis se ha realizado dentro del grupo de Dispositivos y Diseño Microelectrónico del departamento de Electrónica, Tecnología de los Computadores y Proyectos de la Universidad Politécnica de Cartagena. Este trabajo ha sido financiado por diferentes proyectos. Entre ellos, cabe destacar el proyecto del Plan Nacional CATEMAS (TEC2013-47037-C5-5-R) del Ministerio de Economía y Competitividad con el título: *Nuevos circuitos y antenas en tecnologías híbridas con materiales avanzados para satélites*.

2

CAPITULO 2. Estado del arte

A comienzos del siglo XXI, aparecen nuevas estructuras artificiales, denominadas **metamateriales**, que impulsaron considerablemente las líneas de investigación de diversos campos: electrónica, electromagnetismo, física, óptica, telecomunicaciones, etc. La revista SCIENCE consideró los metamateriales como uno de los diez grandes avances para este siglo XXI [16].

Hoy en día, dado el reciente descubrimiento de este tipo de estructuras artificiales, todavía existen divergencias entre investigadores acerca de una definición única en la denominación de metamaterial. Desde un punto de vista semántico, el prefijo *meta* tiene dos connotaciones. En el antiguo griego significaba emergente, mientras que en la actualidad *meta* se refiere a *más allá* de lo conocido hasta ahora. Por consiguiente, se puede decir que semánticamente un metamaterial es un material emergente o bien un material que va más allá de los materiales. En [17], se define metamaterial de una forma amplia “una disposición artificial de elementos estructurales, diseñada para lograr unas propiedades ventajosas e inusuales”. Por otro lado, la *Metamorphose Network of Excellence by the European Union* propone la siguiente definición “los metamateriales son aquellos materiales electromagnéticos, artificiales y funcionales, diseñados para satisfacer unos requisitos previos”. Tras sopesar diferentes definiciones, entre las que se incluyen las citadas anteriormente, A. Shilova [18] define los metamateriales como “materiales que exhiben propiedades que no se encuentran en sus elementos constituyentes ni han sido observadas en la Naturaleza”.

Del mismo modo que la materia está constituida por átomos, un metamaterial (Fig. 2.1) está formado por elementos estructurales artificiales, que pueden considerarse como ‘átomos’ o celdas bases. Estas celdas se agrupan de forma periódica, formando una red similar a la red ordenada de un cristal. El comportamiento electromagnético de un metamaterial se puede describir mediante dos propiedades efectivas del medio [17]: la permitividad eléctrica ϵ y la permeabilidad magnética μ . Las celdas se diseñan con el fin de buscar un propósito específico, como el caso de la celda insertada en el círculo rojo de la Fig. 2.1: el resonador de anillos abiertos (SRR). Esta celda fue la base de la primera implementación de medios electromagnéticos no convencionales [10], descritos por V. Veselago [9], para conseguir partes reales de permitividad y permeabilidad simultáneamente negativas.

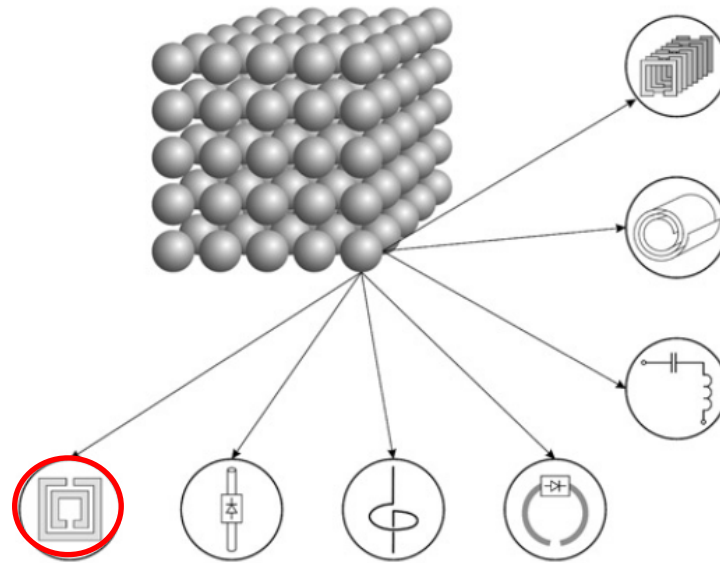


Figura 2. 1: Ilustración del concepto de metamaterial según su elemento periódico constitutivo. Figura extraída de [17].

De manera similar a la definición de metamaterial, existen diversas propuestas de clasificación de estas estructuras artificiales. La más conocida es la presentada en [18], donde atendiendo a los diferentes tipos de celda base que se utiliza para formar su estructura, se identifican nueve clases de metamateriales: dieléctricos artificiales, materiales magnéticos artificiales, materiales quirales, medios anisótropos y bianisótropos, medios de Veselago, medios de parámetros extremos, medios PEMC (*Perfect Electromagnetic Conductor*), medios guía-ondas y, finalmente, cristales electromagnéticos.

Estos metamateriales ofrecen nuevas posibilidades de dispositivos y aplicaciones. La más mediática es, sin duda, la capa de invisibilidad. La primera capa de invisibilidad se consiguió con un metamaterial de dos dimensiones (2-D) en el rango de frecuencias de microondas [19], mientras que la capa 3-D en el rango de longitudes de onda de la luz visible era una utopía hasta este año 2015 [20]. En el rango de frecuencias de microondas y en el campo de las telecomunicaciones, los metamateriales se aplican principalmente en:

- Realización de antenas y *arrays* de antenas [21].
- Metamateriales ajustables [22].
- Control de propagación de ondas [23].
- Diplexores y multiplexores [24].

- Filtros [4].

En esta tesis, se desarrollan nuevas celdas pertenecientes a los cristales electromagnéticos o a los medios de Veselago y se aplican al diseño original de filtros compactos de microondas en tecnología planar (microtira y guía coplanar) y SIW (*Substrate Integrated Waveguide*). Por ello, nos centraremos en ambas clases de metamateriales en los dos apartados siguientes.

2.1 Cristales Electromagnéticos (EC)

Los metamateriales EC (*Electromagnetic Crystal*) son medios artificiales, compuestos de elementos periódicos (celdas), que presentan unas características de respuesta en frecuencia interesantes cuando interaccionan con ondas electromagnéticas (EM). Estas estructuras son capaces de permitir o impedir la propagación de ondas EM en determinadas bandas de frecuencia. Además, poseen un periodo entre celdas de valor proporcional a la longitud de onda λ_g en la que se produce la inhibición de la señal EM (en el caso de los EC empleados en esta tesis ese valor es $\lambda_g/2$) [25]. La denominación de cristal se debe a que la prohibición que sufren ciertas longitudes de onda al atravesar un EC es similar a la inhibición que sufren ciertas ondas asociadas a electrones en el interior de una estructura cristalina.

Desde un punto de vista histórico, el concepto de EC se generó a partir de los trabajos relativos al comportamiento de ondas EM en estructuras periódicas desarrollados por L. Brillouin a mitad del siglo XX [26], [27]. Sin embargo, no fue hasta 1987 cuando se demostró que la inserción de huecos de manera periódica en el interior de un material dieléctrico, genera una estructura denominada de banda prohibida (*band gap*) que impide la propagación de ondas EM a determinadas frecuencias [28], [29]. Para ello, se aplicó la condición de Bragg en la construcción de una estructura que bloquee la propagación de ondas ópticas a ciertas longitudes de onda [30], [31]. Posteriormente en 1993, se presentó la primera estructura periódica de banda prohibida diseñada para rechazar señales ópticas en determinadas longitudes de onda en las tres dimensiones del espacio: la Yablanovita [32]. Dado que estas primeras publicaciones se centraban en el rango óptico, se denominaron a esas nuevas estructuras cristales fotónicos o PBG (*Photonic Band Gap*). A finales del siglo XX, aparecen los primeros trabajos de estructuras de banda prohibida con periodos milimétricos y submilimétricos [7], [33] - [38]. Esto obliga a adaptar la denominación de esas estructuras para que no induzca a confusión sobre los rangos de frecuencia donde es posible su funcionamiento [39]. Por ello, en las publicaciones actuales aparecen como cristales electromagnéticos o EBG (*Electromagnetic Band Gap*) [40].

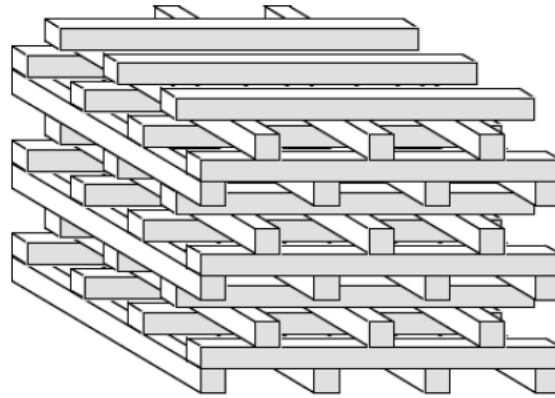


Figura 2.2: Ejemplo de estructura EC tridimensional. Figura extraída de [41].

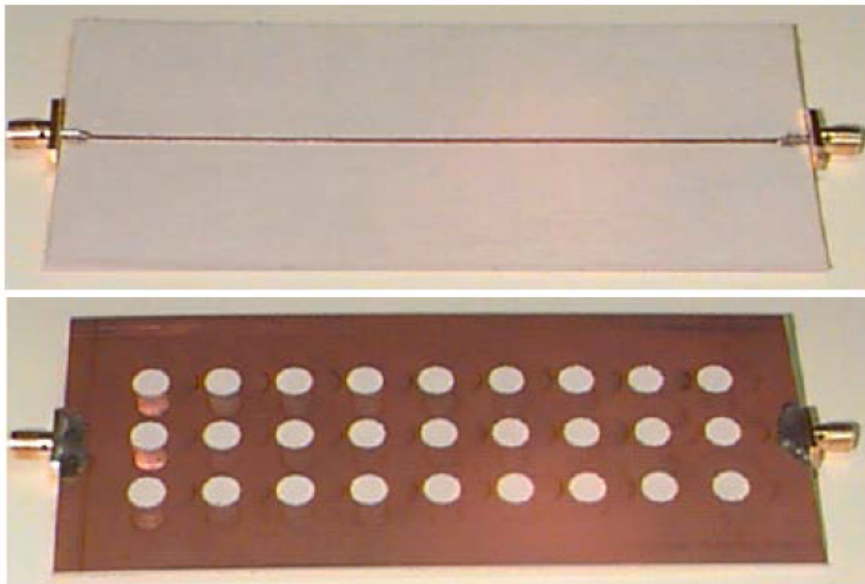


Figura 2.3: Fotografías del plano superior (fotografía superior) y del plano de masa (fotografía inferior) de una estructura 2D-EBG en tecnología microtira. Figura extraída de [23].



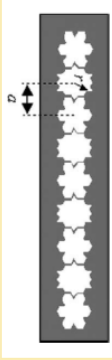
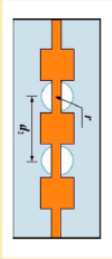

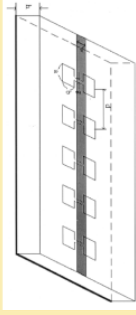
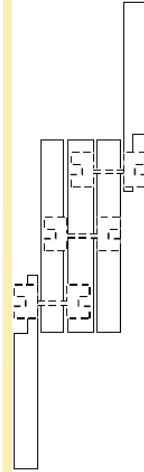
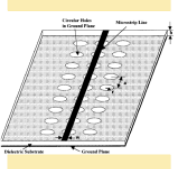
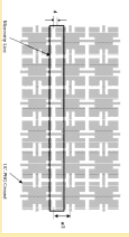
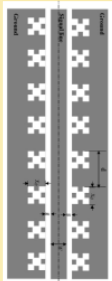
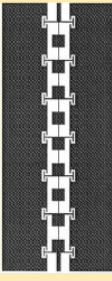
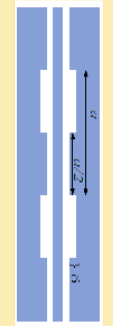
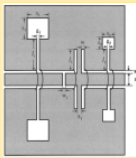
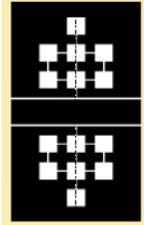
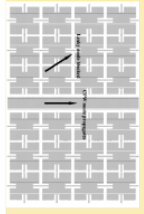
Figura 2.4: Plano de masa de una estructura 1D-EBG en tecnología microtira (el plano superior es una línea conductora como en la Fig. 2.3). Figura extraída de [8].

Las estructuras EC se pueden clasificar según las posibles direcciones del espacio en la que se controla la propagación de ondas EM como: tridimensionales (Fig. 2.2),

bidimensionales (Fig. 2.3) o unidimensionales (Fig. 2.4). Las estructuras EC tridimensionales (Fig. 2.2) presentan elementos periódicos en las tres dimensiones del espacio. Estos elementos están diseñados para inhibir en determinadas bandas de frecuencias la propagación EM, sin importar el ángulo de incidencia. Los EC tridimensionales son difíciles de fabricar e integrar debido principalmente a su tamaño. Las estructuras EC bidimensionales (Fig. 2.3) presentan elementos periódicos a lo largo de dos de sus ejes. En este caso, la propagación EM estará prohibida para determinadas bandas de frecuencias en cualquier ángulo de incidencia contenido en el plano formado por estos dos ejes. Las estructuras EC bidimensionales son más sencillas de fabricar e integrar que las estructuras tridimensionales. Por último, las estructuras EC unidimensionales (Fig. 2.4) presentan periodicidad en una sola dimensión. En la Fig. 2.4, se muestra una estructura unidimensional en tecnología microtira [8], basada en la matriz bidimensional (Fig. 2.3) propuesta originalmente en [35]. Esta reducción de tamaño y dimensiones es posible porque los niveles de los campos eléctrico y magnético están confinados alrededor de la línea microtira y son despreciables fuera de ella [8].

La integración de estructuras EC (bidimensionales y unidimensionales) en tecnología planar (microtira, CPW) fue un gran hito, dado que originó el desarrollo de dispositivos de banda prohibida (EBG) en el rango de frecuencias de microondas. Estos nuevos dispositivos tienen la capacidad de guiar y controlar ondas EM de manera eficiente. Por ello, se suelen integrar en antenas, mezcladores u osciladores [40] con el fin de mejorar las prestaciones de estos dispositivos en cuanto a diagrama de radiación y disminución de ruido y pérdidas en transmisión. Las estructuras EC en tecnología planar están creadas a partir de patrones periódicos realizados en el metal o en el sustrato. En esta tesis, nos centraremos en patrones formados por huecos grabados en superficie metálica.

La Fig. 2.5 presenta una clasificación de diferentes configuraciones de estructuras EC en tecnología planar con patrones grabados en superficie metálica. Esta clasificación es una adaptación de aquellas presentadas en [42] y [43]. En la Fig. 2.5, se clasifican diferentes estructuras EC microtira y coplanar, acorde con la forma del patrón EC

Cristales Electromagnéticos aplicados en tecnología planar						
Unidimensionales (1D)				Bidimensionales (2D)		
Fractal	Híbrida	Conven- cional	DGS	DGS	conven- cional	UC-PBG
						
(a)	(b)	(c)	(d)	(e)	(f)	(g)
						
(h)	(i)	(j)	(k)	(l)	(m)	

microtira

CPW

Figura 2.5: Clasificación de las estructuras EC en tecnología planar con patrones grabados en superficie metálica. Figuras extraídas del artículo A para (a), [44] (b), [45] (c), [46] (d), [47] (e), [35] (f), [48] (g) y (m), [49] (h), [50] (i), [51] (j), [52] (k) y [53] para (l).

y si éste se repite en una o dos dimensiones del espacio. Dentro de las estructuras EC bidimensionales, se encuentran las estructuras UC-PBG (*Uniplanar Compact Photonic Band Gap*) [48]. Estas estructuras se basan en la repetición periódica de una celda metálica denominada UC (*Uniplanar Compact*), formando una matriz bidimensional. Esta matriz se ubica en el plano de masa de una línea microtira (Fig. 2.5(g)) o de una guía CPW (Fig. 2.5(m)). Las celdas UC están unidas entre sí a través de un brazo metálico. Las estructuras UC-PBG (Fig. 2.5 (g) y (m)) presentan una respuesta de filtro paso-bajo de tipo onda lenta [48]. La celda UC también se puede aplicar a guías SIW [54] o antenas [55]. La segunda estructura EC bidimensional es la denominada convencional (Fig. 2.5(f)). Esta estructura está formada por patrones circulares grabados en el plano de tierra de una línea microtira, aunque también pueden tener distintas formas: rectangular, triangular, etc. La estructura EC con patrones circulares de la Fig. 2.5(f) se comporta como un reflector de Bragg [30], [31] y ésta se diseña acorde a su coeficiente radio/periodo (r/a). El comportamiento como reflector de Bragg es óptimo cuando $r/a = 0.25$. El umbral constructivo de las estructuras convencionales se encuentra en $r/a = 0.45$ [35]. La tercera y última estructura bidimensional (Fig. 2.5(e) y (l)) presentada en esta clasificación es la formada por celdas DGS (*Defected Ground Structure*). Las celdas DGS se componen de huecos de distintas formas (circular, cuadrado, etc.) conectados entre sí a través de brazos y grabados en el plano de masa de una línea de transmisión. El diseño de dispositivos, mediante celdas DGS, bajo unos determinados criterios previos es más sencillo que con el resto de celdas presentadas, dado que las celdas DGS se comportan como resonadores LC en paralelo y, por lo tanto, es bastante simple extraer su modelo equivalente. Las estructuras DGS se utilizan en el diseño de filtros de tipo paso-bajo [46], [53]. Las celdas convencionales y DGS también se pueden encontrar en estructuras EC unidimensionales (Figs. 2.5(c) y (j) para convencional y Figs. 2.5(d) y (k) para DGS). Las estructuras unidimensionales híbridas (Figs. 2.5(b) e (i)) tienen celdas grabadas en el plano de masa y en el plano superior de una línea de transmisión. Estas estructuras dan lugar a dispositivos más compactos [44]. Finalmente, las últimas estructuras unidimensionales (Figs. 2.5(a) y (h)) presentadas en esta clasificación son las basadas en patrones fractales, grabados en el plano de masa de la línea de transmisión. Estas estructuras EC fractales presentan un comportamiento en frecuencia similar a las estructuras EC convencionales cuando el coeficiente r/a es inferior a 0.5. Sin embargo, la estructura de la Fig. 2.5(a), propuesta por primera vez en esta tesis, utiliza celdas con geometrías basadas en el fractal de Koch de nivel 1 y creadas a partir de

una configuración hexagonal. Estas celdas KFEBG permiten superar el límite del coeficiente r/a en estructuras microtira-EBG convencionales, definido en 0.45 [35]. Cuando el coeficiente r/a es superior a 0.5, la estructura microtira-KFEBG (Fig. 2.5(a)) ya no se comporta como un reflector de Bragg, sino que presenta una respuesta en frecuencia con una amplia banda de rechazo y, por consiguiente, esta estructura podría ser útil en el diseño de filtros de tipo paso-bajo. En los artículos que componen esta tesis por compendio (**artículos A hasta D**), se desarrollan estructuras KFEBG en líneas de transmisión microtira y SIW para conseguir, respectivamente, filtros EC compactos de microondas paso-bajo y paso-banda con prestaciones superiores a otros filtros de reciente publicación [8], [54], [56] - [58].

2.2 Medios de Veselago

Entre las diferentes clases de metamateriales, los medios de Veselago han suscitado un gran interés por la comunidad científica. En 1968, un físico de origen soviético, Victor Veselago [9], propuso por primera vez la posibilidad teórica, aunque antinatural, de que un medio presentara a la vez propiedades electromagnéticas de permitividad real ϵ y permeabilidad real μ con valores negativos. Este medio tendría las siguientes propiedades:

- Velocidad de fase y grupo antiparalelas.
- Cambio de sentido del efecto Doppler.
- Cambio de sentido de la radiación de Vavilov- Cerenkov.
- Inversión de las condiciones de contorno relativas a los componentes normales de los campos eléctricos y magnéticos en la superficie entre un medio diestro ($\epsilon > 0$ y $\mu > 0$) y un medio zurdo ($\epsilon < 0$ y $\mu < 0$).
- Inversión de la ley de Snell.
- Índice de refracción negativo en la superficie entre un medio diestro ($\epsilon > 0$ y $\mu > 0$) y un medio zurdo ($\epsilon < 0$ y $\mu < 0$).
- Focalización mediante una “lente zurda plana”: Aplicando la ley de Snell dos veces a un medio zurdo intercalado entre dos medios diestros, se obtiene un efecto de doble enfoque. Dicho de otro modo, si se aplica una fuente puntual desde un medio diestro a un medio zurdo intercalado entre dos medios diestros, se consigue una transformación de una fuente puntual en una imagen puntual en el segundo medio diestro.
- Cambio de los efectos de convergencia y divergencia en lentes cóncavas y convexas, respectivamente, cuando las lentes están fabricadas con un medio zurdo.
- Fenómenos de tipo resonante ante plasmones.

Estos últimos años se han diseñado estructuras resonantes que son capaces de mostrar algunas de estas propiedades, aunque en una banda de frecuencia muy estrecha. Los medios de Veselago también se denominan como medios de índice de refracción negativo (*negative refractive index*, NRI), medios de índice negativo (*negative index*, NI), medios doble negativos (*double-negative*, DNG), medios con velocidad de fase negativa (*Backward BW*) o medios zurdos (*left-handed material*, LHM).

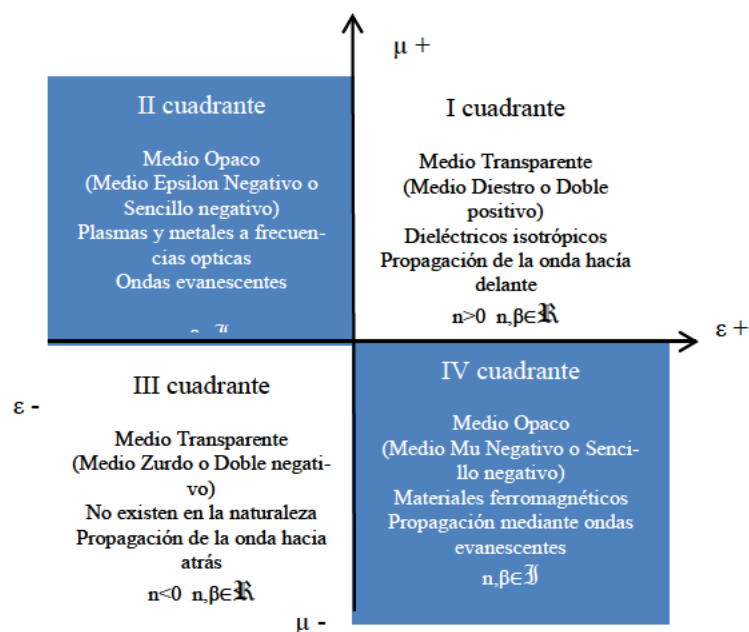


Figura 2.6: Clasificación de los medios y principales características según el signo de la parte real de ϵ y μ .

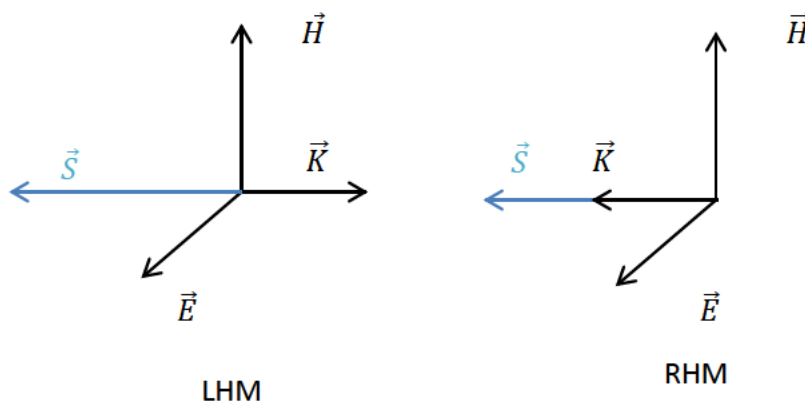


Figura 2.7: Relación de los vectores para un medio convencional diestro (RHM) y un medio zurdo (LHM).

Los medios de Veselago son medios efectivos. En un medio efectivo, la longitud de onda electromagnética es mayor que la estructura de celdas que componen el metamaterial y, por consiguiente, la señal que viaja a través de ella la percibe como un medio homogéneo. Por lo tanto, se puede definir una permitividad efectiva ϵ_{eff} y una permeabilidad efectiva μ_{eff} para la totalidad del medio [4]. Según el signo de la permitividad real ϵ y de la permeabilidad real μ se pueden distinguir cuatro combinaciones que coinciden con los cuatro cuadrantes de la Fig. 2.6. De las cuatro combinaciones posibles que se

muestran en la Fig. 2.6, las tres combinaciones representada por $(\epsilon+, \mu+)$, $(\epsilon+, \mu-)$ y $(\epsilon-, \mu+)$ son bastante conocidas dentro de los materiales convencionales, mientras que la combinación $(\epsilon-, \mu-)$ representa a los medios zurdos [9]. La denominación de medio zurdo (LHM) se debe a que en un material con partes reales negativos, los vectores de los campos eléctricos \vec{E} y magnéticos \vec{H} y el número de onda \vec{K} componen una triada zurda (Fig. 2.7) en vez de una triada diestra como en un medio convencional (RHM). Esto es consecuencia de la influencia del signo negativo en las partes reales de ϵ y μ en las ecuaciones de Maxwell [5], [59]:

$$\vec{K} \times \vec{E} = \omega\mu\vec{H} \quad (2.1)$$

$$\vec{K} \times \vec{H} = -\omega\vec{E} \quad (2.2)$$

Estas ecuaciones han sido obtenidas por reducción de las ecuaciones de Maxwell y las ecuaciones constitutivas al considerar la propagación de una onda monocromática (ω es la frecuencia de la radiación monocromática). Además en un medio zurdo, la dirección de propagación de una onda es opuesta a la dirección de propagación en un medio convencional (Fig. 2.7), como se desprende del vector de Poynting:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (2.3)$$

El primer medio zurdo se sintetizó a finales de la década de los años noventa [10], [60], [61]. Éste estaba compuesto mediante la superposición de dos matrices de celdas (Fig. 2.8) que se repetían de manera periódica:

- La primera matriz (Fig. 2.8(a)) estaba formada por varillas metálicas equidistantes (*Thin Wire*, TW). Aportaba una permitividad real negativa y una permeabilidad real positiva.
- La segunda matriz (Fig. 2.8(b)) estaba constituida por resonadores metálicos basados en anillos metálicos y abiertos en oposición (*Split Ring Resonator*, SRR). Se caracterizaba por una permitividad real positiva y una permeabilidad real negativa.

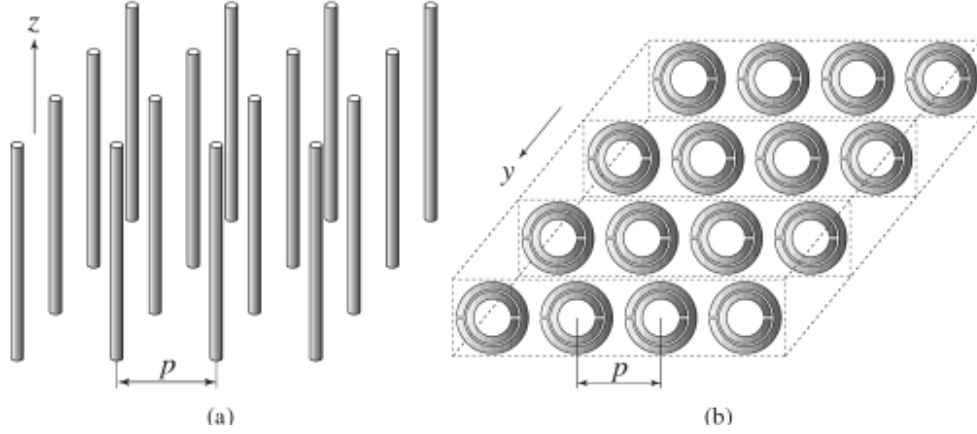


Figura 2.8: Estructura LHM. (a) Matriz de TWs. (b) Matriz de SRRs. Figura extraída de [4].

El comportamiento en frecuencia de una matriz de celdas TW, excitada por un campo eléctrico \vec{E} paralelo al eje z (Fig. 2.8(a)), se puede explicar a través de la resonancia de plasma en un metal [60]. De manera ideal, este comportamiento puede expresarse según la siguiente ecuación:

$$\epsilon_r = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2 + j\omega\zeta} = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2 + \zeta^2} + j \frac{\zeta\omega_{pe}^2}{\omega(\omega^2 + \zeta^2)} \quad (2.4)$$

siendo:

$$\zeta = \epsilon_0 (p\omega_{pe}/a)^2 / \pi\sigma \quad (2.5)$$

$$\omega_{pe} = \sqrt{2\pi c^2 / (p^2 \ln(p/a))} \quad (2.6)$$

donde ω_{pe} , c , a , p y σ son, respectivamente, la frecuencia eléctrica en el plasma, la velocidad de la luz, el radio de las varillas, el periodo entre dos varillas y la conductividad del metal. A partir de la expresión (2.4), se deduce que si $\zeta=0$, entonces $\epsilon_r < 0$ para $\omega < \omega_{pe}$. Cuando una matriz de celdas SRR es excitada por un campo magnético \vec{H} perpendicular al plano donde se ubican las celdas SRR (eje y de la Fig. 2.8 (b)), se inducen corrientes en los resonadores que provocan la creación de un momento magnético, dado que se genera un dipolo magnético. La permeabilidad magnética depende de la geometría según la siguiente expresión [10]:



Figura 2.9: Primer prototipo de LHM. Figura extraída de [62].

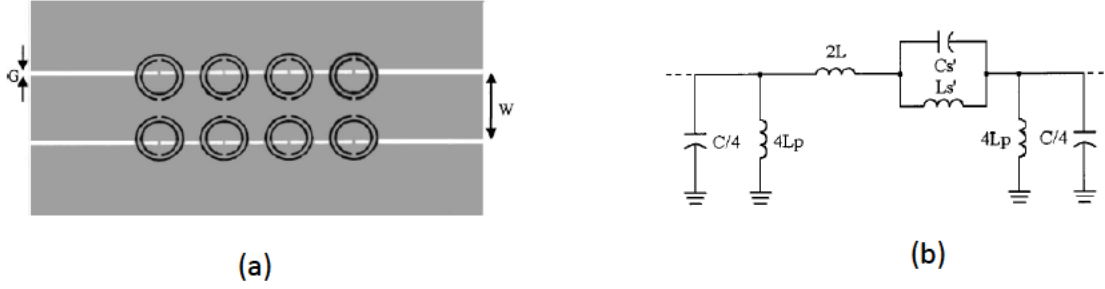


Figura 2.10: Línea de transmisión zurda en tecnología CPW. (a) Vista plano superior. (b) Circuito equivalente. Figura extraída de [12].

$$\mu_r(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_{om}^2 + j\omega\zeta} = 1 - \frac{F\omega^2(\omega^2 - \omega_{om}^2)^2}{(\omega^2 - \omega_{om}^2)^2 + (\omega\zeta)^2} + j \frac{F\omega^2\zeta^2}{(\omega^2 - \omega_{om}^2)^2 + (\omega\zeta)^2} \quad (2.7)$$

siendo:

$$F = \pi(a/p)^2 \quad (2.8)$$

$$\omega_{om} = c \sqrt{\frac{3p}{\pi \ln(2wa^3/\delta)}} \quad (2.9)$$

donde ω_{pm} , F , ω_{om} , p , a , w y δ corresponden, respectivamente, a la frecuencia magnética del plasma, un factor de forma, a la frecuencia de resonancia de la celda SRR, al periodo entre dos celdas SRR, al radio interior del anillo pequeño que forma la celda SRR, al ancho del anillo y a la ranura entre anillos, mientras que $\zeta = 2pR'/a\mu_0$, siendo R' la resis-

tencia del metal por unidad de longitud. A partir de la expresión (2.7), se deduce que si $\zeta=0$, entonces $\mu_r < 0$ para $\omega_{0m} < \omega < \omega_{pm} = \omega_{0m}/\sqrt{1-F}$. Si ambas matrices TW y SRR se colocan como en la Fig. 2.9 y se diseñan para conseguir aquellas frecuencias en las que la permitividad eléctrica y la permeabilidad magnética son simultáneamente negativas, se obtiene un medio zurdo [62].

El prototipo de la Fig. 2.9 tiene dos inconvenientes. En primer lugar, el ancho de banda en el que la permitividad eléctrica y la permeabilidad magnética son simultáneamente negativas es reducido y, en segundo lugar, la estructura es voluminosa, por lo que no es adecuada utilizarla en aplicaciones a frecuencias de microondas. Para superar estos inconvenientes, se hizo necesario la implementación de celdas en líneas de transmisión no resonantes [63] - [65], permitiendo la aparición de las primeras estructuras zurdas planares [66], [67]. En la Fig. 2.10, se muestra una línea de transmisión zurda en guía coplanar. Para obtener el medio zurdo, se utilizan celdas SRR e inductancias en derivación [12]. Las estructuras metamateriales basadas en medios de Veselago propuestas en esta tesis están inspiradas en la línea de transmisión zurda de la Fig. 2.10. La cantidad de publicaciones [3] - [5], [68] - [77], basadas en medios zurdos implementados en tecnología planar, denota la importancia de este avance para los modernos sistemas de comunicaciones. También han sido publicadas un gran número de tesis doctorales, sólo en España caben destacar las siguientes: [24], [51], [78] - [83].

En la literatura, se pueden encontrar diferentes celdas (Fig. 2.11) basadas en resonadores de anillos. Entre éstas, hay que destacar la celda CSRR (*Complementary Split Ring Resonator*) [13] que surgió para implementar estructuras zurdas en tecnología microtira. La celda CSRR (Fig. 2.11) está formada por dos ranuras circulares no metalizadas grabadas en una superficie metálica con la misma forma que la celda SRR. Según el principio de Babinet [84], la celda CSRR presenta un comportamiento complementario con respecto a la celda SRR. De esta manera, los campos y corrientes magnéticas que excitan la celda SRR se intercambian por campos y corrientes eléctricas en la celda CSRR. Además, una celda CSRR presenta una frecuencia de resonancia similar a una celda SRR, pero con valores negativos de permitividad efectiva [84]. Las celdas SRR y CSRR constituyen las dos líneas evolutivas sobre las que se desarrollan el resto de cel-



Figura 2.11: Taxonomía lineana propuesta para celdas basadas en resonadores de anillos abiertos. Las figuras se han extraído de: SRR, CSRR, NB-SRR (*Nonbianisotropic Split Ring Resonator*), SR (*Spiral Resonator*), DSRR (*Double-slit Split Ring Resonator*) de [85]; OSRR (*Open Split Ring Resonator*) de [14]; MSR (*Multiple Split Ring Resonator*) de [86], ICSRR (*Inductively Connected Split Ring Resonator*) de [87]; BC-SRR (*Broadside Couple Split Ring Resonator*) de [88]; BC-SR (*Broadside Couple Spiral Resonator*) y BC-SR2 (*Broadside Couple Two Spiral Resonator*) de [89]; OCSRR (*Open Complementary Split Ring Resonator*) de [15]; NB-CSRR (*Nonbianisotropic Complementary Split Ring Resonator*) de [90]; CSR (*Complementary Spiral Resonator*) de [91] y ASR (*Archimedean Split Resonator*) de [92].

das basadas en resonadores de anillos. Con el fin de clasificar todas estas nuevas propuestas de celdas, se propone una taxonomía de tipo linneana (Fig. 2.11) [93], [94]. En esta taxonomía, los dos órdenes principales están constituidos por los resonadores basados en SRR y los basados en su complementario. Para cada miembro del orden de los resonadores SRR, se espera que exista un equivalente en el orden de los complementarios (CSRR). En los casos en que no existe aún, se ha situado un interrogante a la espera

de que en próximas publicaciones aparezcan “especímenes” para esa línea evolutiva. Se propone dos familias, atendiendo si los resonadores poseen una configuración abierta (*Open*) o no [14]. La configuración abierta requiere de un terminal de entrada y otro de salida conectados directamente al resonador para que este sea excitado por una fuente de corriente o tensión. El género también está dividido en dos: los resonadores mono-planares, que son aquellos resonadores que poseen todos sus elementos constitutivos en el mismo plano y, por otro lado, los bi-planares que presentan elementos constitutivos en dos planos diferentes.

Las líneas de transmisión zurda en tecnología planar tienen dos características que las hacen interesantes para el desarrollo de nuevos dispositivos a frecuencias de microondas. Por un lado, su reducido tamaño dado que son medios efectivos y, por otro lado, su facilidad para controlar las características eléctricas del dispositivo (como la impedancia de Bloch o la longitud eléctrica) a través de sus parámetros geométricos (ancho del anillo, separación entre anillos, radio del anillo,...). Las principales aplicaciones de las líneas de transmisión zurda en tecnología planar son: divisores de potencia compactos [95], [96] y el diseño de filtros compactos [97].

En los artículos que constituyen esta tesis por compendio (**artículos E** hasta **G**), se desarrollan nuevas celdas basadas en resonadores SRR para obtener filtros compactos de microondas en tecnología planar (microtira y coplanar). En el **artículo E**, se analiza la celda DOSRR (*Double-Sided Open Split Ring Resonator*) y se utiliza en el diseño de filtros de tipo paso-banda en tecnología microtira. Esta celda es el primer espécimen publicado dentro de los resonadores basados en anillos abiertos, no complementarios y de género bi-planar. En los **artículos F** y **G** se analiza la celda OISRR (*Open Interconnected Split Ring Resonator*) y se aplica a filtros de tipo rechazo-banda altamente selectivos (*notch*) en tecnologías microtira y coplanar. La celda OISRR se identifica como un resonador de anillos abiertos, no complementario y de género monoplanar. Para ambas celdas (DOSRR y OISRR), se obtienen filtros compactos con prestaciones superiores a otros filtros de reciente publicación [14], [98] - [100].

3

CAPITULO 3. Relación de artículos

En este capítulo se recogen los resúmenes de los artículos que componen esta tesis, según marca el Reglamento de estudios oficiales de máster y doctorado de la Universidad Politécnica de Cartagena en su artículo 33, apartado nº3, aprobado por el Consejo de Gobierno el 13 de abril de 2011 y modificado en el Consejo de Gobierno el 11 de julio de 2012. Los artículos de esta tesis por compendio se agrupan en dos apartados. El primer apartado incluye los resúmenes de los artículos A hasta D y el segundo apartado abarca los resúmenes de los artículos E hasta G. En el primer apartado de artículos se analizan y diseñan filtros basados en estructuras KFEBG (*Koch Fractal Electromagnetic Band Gap*), mientras que en el segundo apartado se analizan y diseñan filtros basados en estructuras inspiradas en resonadores de anillos abiertos SRR (*Split Ring Resonator*). En cada apartado, se introducen los conceptos comunes de los artículos, con el fin de facilitar la lectura y comprensión de éstos. Cada resumen incluye la metodología aplicada, los resultados alcanzados, las principales aportaciones y las conclusiones. Al final de cada apartado, se incluye un subapartado de conclusiones. El último apartado de este capítulo contiene la copia completa de cada uno de los artículos que a continuación citamos:

- A. Juan de Dios Ruiz, Félix L. Martínez, and Juan Hinojosa: “1D Koch fractal electromagnetic bandgap microstrip structure with r/a ratios higher than 0.5”. *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 53, No. 3, pp. 646-649, March 2011. (JCR-ISI, índice de impacto: 0,623, Q4).
- B. Juan de Dios Ruiz, Félix L. Martínez, and Juan Hinojosa: “Novel compact wide-band EBG structure based on tapered 1-D Koch fractal patterns”. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 10, pp. 1104-1107, 2011. (JCR-ISI, índice de impacto: 1,948, Q2).
- C. Juan de Dios Ruiz, Félix L. Martínez, and Juan Hinojosa: “Optimization of chirped and tapered microstrip Koch fractal electromagnetic band-gap (KFEBG) structures for improved low-pass filter design”. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 9, pp 889-897, Jun. 2015. (JCR-ISI, índice de impacto: 0,969, Q3).
- D. Juan de Dios Ruiz, Félix L. Martínez, Alejandro Álvarez Melcón and Juan Hinojosa: “Substrate integrated waveguide (SIW) with Koch fractal electromagnetic bandgap structures (KFEBG) for bandpass filter design”. *IEEE Microwave and*

Wireless Components Letters, Vol. 25, pp. 160-162, March 2015. (JCR-ISI, índice de impacto: 2.236, Q1).

- E. Juan de Dios Ruiz and Juan Hinojosa: “Double-sided open split ring resonator for compact microstrip band-pass filter design”. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 6, pp. 846-853, June 2012. (JCR-ISI, índice de impacto: 0,969, Q3).
- F. Juan de Dios Ruiz, Juan Hinojosa, and Alejandro Álvarez Melcón: “Microstrip notch filters based on open interconnected Split ring resonators (OISRRs)”. *Applied Physics A (Materials Sciences & Processing)*, vol. 112, pp. 263-267, August 2013. (JCR-ISI, índice de impacto: 1.694, Q2)
- G. Juan de Dios Ruiz and Juan Hinojosa: “A shunt series LC circuit for compact CPW notch filter design”. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 8, pp. 125-129, January 2014. (JCR-ISI, índice de impacto: 0,969, Q3)

Los artículos citados cubren los objetivos de esta tesis, clasificados en dos bloques:

- Objetivos para los filtros RF/microondas basados en cristales electromagnéticos:
 - O.1. Desarrollo de estructuras microtira-EBG (Electromagnetic Band Gap) no convencionales con un coeficiente radio-periodo $r/a \geq 0.5$ y análisis de su respuesta en frecuencia.
 - O.2. Desarrollo de estrategias de reducción de tamaño para estructuras microtira-EBG con un coeficiente $r/a \geq 0.5$.
 - O.3. Desarrollo de estrategias que mejoren la respuesta en frecuencia de las estructuras microtira-EBG con un coeficiente $r/a \geq 0.5$.
 - O.4. Desarrollo de una nueva metodología de diseño de filtros paso-banda de altas prestaciones basados en estructuras EBG y en tecnología SIW (*Substrate Integrated Waveguide*), con un coeficiente $r/a \geq 0.5$.
- Objetivos para los filtros RF/microondas basados en medios de Veselago:
 - O.5. Desarrollo de una nueva celda inspirada en el resonador de anillos SRR (*Split Ring Resonator*) de tipo bi-planar para el diseño de filtros compactos microtiras de tipo paso-banda: Estructura, circuito equivalente, análisis e implementación.

- O.6. Desarrollo de una nueva celda inspirada en el resonador de anillos SRR para el diseño de filtros compactos rechazo-banda en tecnología planar (microtira y guía coplanar): Estructura, análisis, circuito equivalente e implementación.

De manera más específica, el **artículo A** cubre el objetivo O.1. Los objetivos O.2 y O.3 se desarrollan en los **artículos B** y **C**. El último objetivo O.4 del primer bloque se completa en su totalidad con el **artículo D**. El objetivo O.5 se desarrolla en el **artículo E**, mientras que los **artículos F** y **G** cubren el objetivo O.6.

3.1 Estructuras de filtros EBG basados en fractales de Koch

3.1.1. Introducción

En este primer bloque de artículos, se analizan y diseñan nuevas estructuras EBG (*Electromagnetic Band Gap*), basadas en patrones formados con fractales de Koch [101] [102]. Las estructuras EBG surgen al escalar el tamaño de las estructuras PBG (*Photonic Bandgap*), utilizadas en aplicaciones ópticas, a frecuencias de microondas. Por ello, en algunas publicaciones científicas [39] es usual que estas estructuras se denominen indistintamente de ambas formas: EBG o PBG. También se pueden encontrar en la literatura como EC (*Electromagnetic Crystal*). Por otro lado, un fractal presenta una configuración auto-similar que se repite a diferente escala. Debido a esta peculiaridad, los fractales pueden ser útiles para desarrollar nuevos patrones que permitan superar límites de diseño en estructuras EBG convencionales.

Cuando en un medio homogéneo se elimina material de forma periódica como en la Fig. 3.1, se pueden conseguir EBGs de una dimensión (1-D), de dos dimensiones (2-D) y de tres dimensiones (3-D) [103], [104]. Estas perturbaciones en el medio homogéneo provocan variaciones periódicas de la constante dieléctrica y, por consiguiente, del índice de refracción en una, dos o las tres dimensiones del espacio. La interacción de estos medios con ondas electromagnéticas da lugar a la aparición de bandas de frecuencias prohibidas que impiden la propagación de éstas. Este comportamiento es conocido como reflector de Bragg [30], [31].

Las perturbaciones en los EBGs propuestos en esta tesis están creadas por huecos grabados en una estructura metalizada, depositada en un sustrato con permitividad constante (ϵ_r). La estructura EBG convencional (Figs. 3.2-3.3) a frecuencias de microondas [8], [35] utiliza una línea de transmisión microtira, formada por patrones circulares periódicos grabados en el plano de masa. Inicialmente, se empleaba una matriz bidimensional de patrones circulares (Fig. 3.2). Posteriormente, se cambió a una única fila de patrones (Fig. 3.3), debido a que los niveles de los campos eléctrico y magnético están confinados alrededor de la línea microtira y son despreciables fuera de ella. Por ello, y por facilidad constructiva, las estructuras EBG presentadas en este apartado de resúmenes de artículos tienen una única fila de perturbaciones periódicas [8].

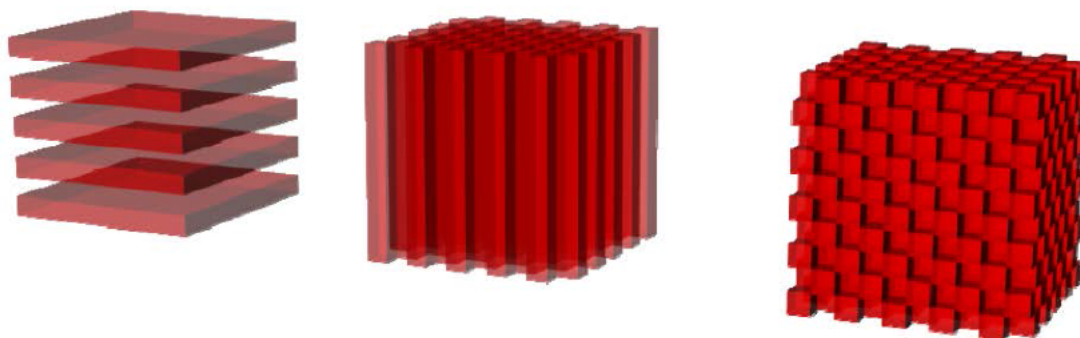


Figura 3.1: Estructuras EBG unidimensional (1-D), bidimensional (2-D) y tridimensional (3-D). Figura extraída de [104].

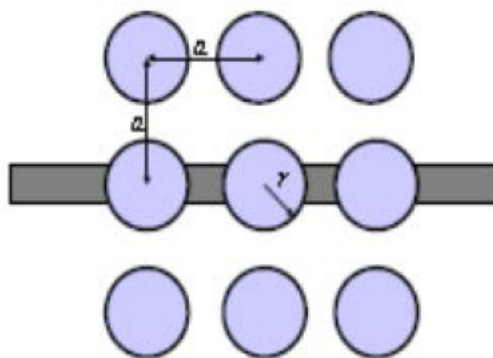


Figura 3.2: Estructura microtira-EBG bidimensional (2-D). Figura extraída de [51].

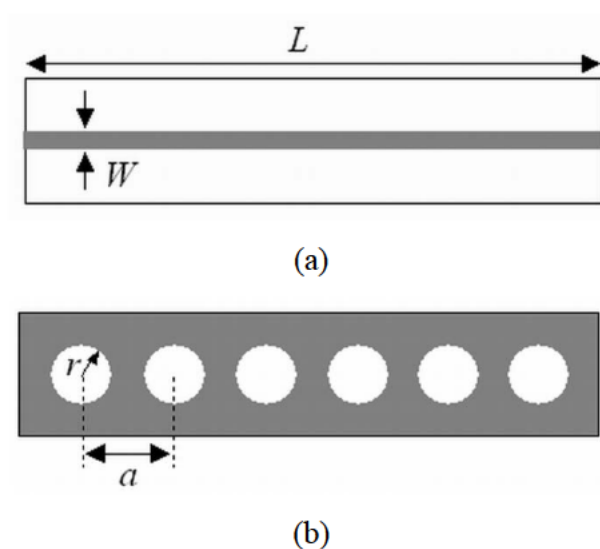


Figura 3.3: Estructura microtira-EBG unidimensional (1-D) convencional con seis círculos grabados en el plano de masa. (a) Vista superior. (b) Vista inferior (plano de masa).

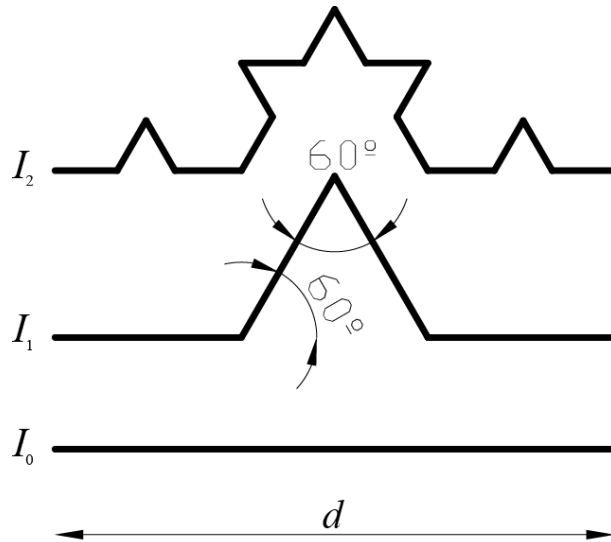


Figura 3.4: Proceso de construcción hasta el orden 2 de curvas de Koch a partir de una línea recta inicial (I_0).

El diseño de una estructura EBG convencional de una dimensión en tecnología microtira (Fig. 3.3) está desarrollado en las referencias [8], [35], [56], [105]. Los parámetros de diseño de la estructura EBG son los siguientes:

1. El periodo a medido entre los centros de dos círculos. Este parámetro permite controlar la frecuencia central de la banda de rechazo.
2. El radio r de los círculos. Permite regular el nivel de la banda de rechazo.
3. El número N de círculos periódicos. Controla el ancho del periodo entre bandas rechazadas consecutivas así como la profundidad de rechazo.
4. El coeficiente (radio/periodo) r/a . Permite optimizar la respuesta en frecuencia. Cuando $r/a = 0.25$, el comportamiento como reflector de Bragg es óptimo en estructuras EBG convencionales con patrones circulares. El límite superior de este coeficiente es $r/a = 0.45$. Por encima de este valor, los patrones circulares se solapan entre sí [35].

La frecuencia central de la primera banda de rechazo en un EBG convencional se calcula a partir de la condición de Bragg. La condición de Bragg relaciona la longitud de la onda guiada λ_g en la línea de transmisión con el periodo a entre círculos mediante la siguiente expresión [30], [31]:

$$\lambda_g = 2 \cdot a \quad (3.1)$$

Las estructuras EBG propuestas, en este apartado de resúmenes de artículos, sustituyen los huecos circulares por geometrías fractales de Koch de nivel 1. Estos últimos

años, se han utilizado ampliamente los fractales en el diseño de antenas y filtros [106] - [110]. Sin embargo, ninguno de estos trabajos ha presentado la respuesta en frecuencia de una estructura EBG con un coeficiente $r/a > 0.5$. Las geometrías fractales propuestas en este bloque de artículos permiten superar el límite constructivo $r/a > 0.45$. Estas geometrías se construyen sobre el perímetro de un hexágono regular, dando lugar a una nueva estructura EBG. La Fig. 3.4 muestra el proceso de construcción hasta nivel 2 de curvas de Koch a partir de una línea recta inicial. Los pasos a seguir son los siguientes:

1. La iteración inicial I_0 corresponde a una la línea recta.
2. Para obtener la primera iteración I_1 , se divide I_0 en tres partes iguales, y se sustituye el segmento central por otros dos de la misma longitud. Estos dos segmentos deben formar un ángulo de 60° como se puede apreciar en la Fig. 3.4. Como consecuencia, la longitud de la curva de Koch resultante en esta primera iteración se ha incrementado en $1/3$.
3. La iteración I_2 se obtiene al repetir el proceso descrito en el paso anterior en cada uno de los cuatro segmentos que dan lugar a la curva de Koch en la iteración I_1 .

La longitud final l de la curva fractal de Koch se calcula atendiendo a la longitud inicial d y al número de iteraciones n según la siguiente expresión:

$$l = d \cdot \left(\frac{4}{3}\right)^n \quad (3.2)$$

3.1.2. Resumen del artículo A: 1D Koch fractal electromagnetic bandgap microstrip structure with r/a ratios higher than 0.5

En este artículo, se aplican, por primera vez, fractales de Koch a una estructura microtira-EBG de una dimensión (*1-D Koch Fractal Electromagnetic Bandgap, 1-D KFEBG*). Esta estructura se obtiene sustituyendo los círculos convencionales grabados periódicamente en el plano de masa de una línea de transmisión microtira (Fig. 3.3) por geometrías fractales de Koch de nivel 1 (Fig. 3.4), creadas a partir de una configuración hexagonal. Estas geometrías fractales permiten superar el límite del coeficiente r/a en estructuras microtira-EBG convencionales con patrones circulares periódicos [35], definido en 0.45. En este artículo, se diseñan estructuras microtira-EBG convencionales y fractales (KFEBG) con diferentes valores de coeficiente r/a , con el objetivo de analizar sus respuestas en frecuencia. Para valores de coeficientes r/a inferiores a 0.45, las estructuras EBG convencionales y KFEBG muestran respuestas en frecuencia similares, con características de filtro de tipo reflector de Bragg. Sin embargo, cuando el coeficiente r/a es superior a 0.5, la estructura microtira-KFEBG presenta una respuesta en frecuencia con

una amplia banda de rechazo y, por consiguiente, esta nueva configuración de estructura podría ser útil para diseñar filtros EBG originales de tipo paso-bajo.

Metodología:

En este artículo, se analizan diferentes estructuras microtira-KFEBG según el valor del coeficiente r/a (Fig. 3.5). Para diseñar los patrones fractales, se aplica la primera iteración I_1 del proceso de construcción de una curva de Koch (Fig. 3.4) a cada uno de los segmentos que conforman el perímetro de un hexágono regular. Como se puede observar en la Fig. 3.5, surgen dos geometrías fractales diferentes, debido a que el ángulo de rotación de 60° que forman los dos nuevos segmentos que sustituyen al segmento central del fractal de Koch, puede girarse en un ángulo positivo o en un ángulo negativo (Fig. 3.4). Gracias a la combinación de estas dos geometrías, es posible crear estructuras EBG con un coeficiente $r/a > 0.5$ sin que los patrones fractales se solapen entre sí. En la Fig. 3.5, se representan las circunferencias ficticias (línea discontinua) en las que se inscriben los hexágonos que dan lugar a las diferentes geometrías fractales según el coeficiente r/a .

La Fig. 3.6 muestra el plano de masa de una estructura microtira con fractales de Koch (KFEBG) y un coeficiente $r/a = 0.55$. Para el diseño de la estructura microtira-KFEBG se consideró:

- Una frecuencia central de la banda de rechazo de 4.2 GHz.
- Un sustrato con una constante dieléctrica $\epsilon_r = 10.2$, espesor de dieléctrico $h = 0.635$ mm y espesor de cobre $t = 17.5$ μm .

A partir de la condición de Bragg (3.1), la frecuencia central de rechazo deseada (4.2 GHz) y la permitividad efectiva en la línea microtira ($\epsilon_{\text{reff}} = 6.4$), se determina el valor del periodo a entre patrones fractales. El número de patrones fractales se fijó en $N = 9$ como en las referencias [56], [111]. Ese valor corresponde al número óptimo de patrones en una estructura EBG convencional. En la parte superior de la estructura microtira-KFEBG (Fig. 3.6(a)), se sitúa una línea con un ancho $W = 0.594$ mm. Este ancho de línea se ajusta a una impedancia característica de una línea de transmisión microtira de 50Ω .

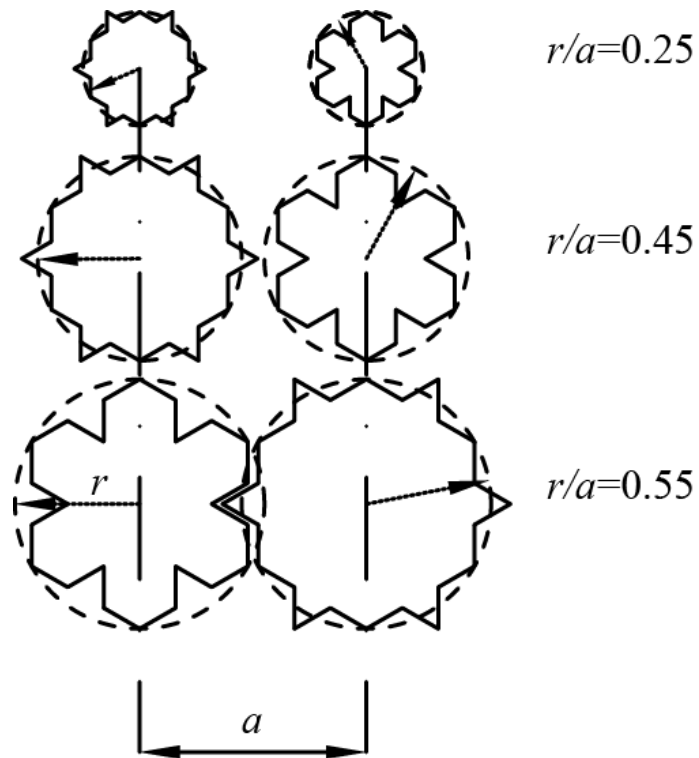


Figura 3.5: Patrones fractales de Koch de orden 1 con diferentes coeficientes r/a , obtenidos a partir de una configuración hexagonal (los trazos discontinuos representan círculos ficticios asociados a cada patrón fractal).

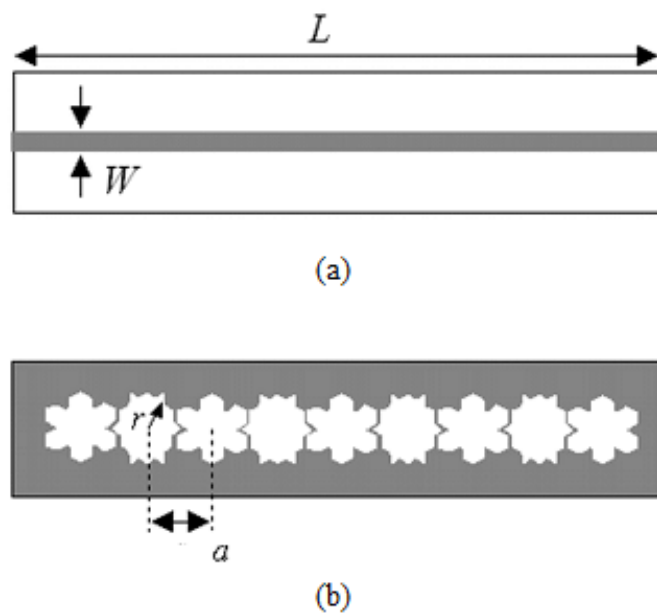


Figura 3.6: Estructura microtira-KFEBG unidimensional. (a) Vista superior. (b) Vista inferior (plano de masa).

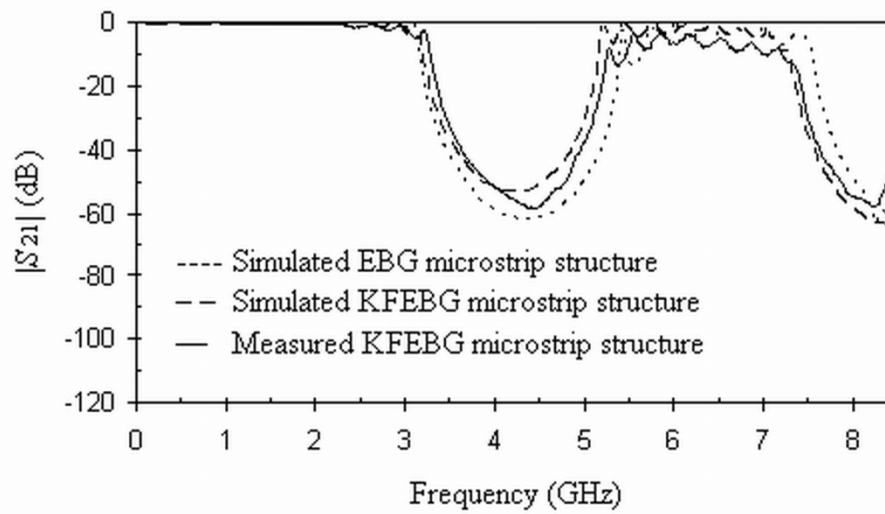


Figura 3.7: Respuestas en frecuencia (simuladas y medidas) del parámetro S_{21} obtenidas en estructuras microtira-EBG convencionales y microtira-KFEBG con $r/a = 0.25$.

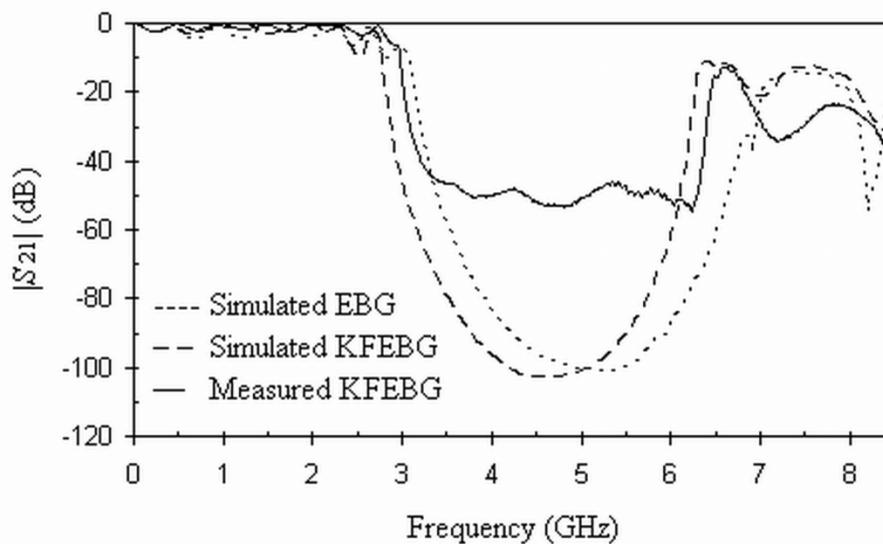


Figura 3.8: Respuestas en frecuencia (simuladas y medidas) del parámetro S_{21} obtenidas de estructuras microtira-EBG convencionales y microtira-KFEBG con $r/a = 0.45$.

Resultados y principales aportaciones:

Con el fin de realizar un estudio comparativo de la respuesta en frecuencia entre 300 KHz y 8.5 GHz de las estructuras EBG convencional y KFEBG, se llevaron a cabo simulaciones electromagnéticas y medidas de ambas estructuras con diferentes valores de coeficiente r/a . Las simulaciones EM se obtuvieron a partir de un simulador comercial HFSS (ANSYS). Los prototipos se fabricaron en un sustrato de tipo Rogers RO3010 ($\epsilon_r = 10.2$ y $\text{tg}\delta = 0.0023$ a 10 GHz) mediante microfresadora (LPKF protomat S62) y las medidas se realizaron con un analizador de redes vectorial (Agilent E5071B).

Las Figs. 3.7 y 3.8 muestran las respuestas en frecuencia (simuladas y medidas) obtenidas en estructuras microtira-EBG circulares y microtira-KFEBG con coeficientes $r/a = 0.25$ y $r/a = 0.45$. Para un coeficiente $r/a = 0.25$, la Fig. 3.7 muestra que ambas estructuras tienen una respuesta similar con un comportamiento igual a un reflector de Bragg. La primera banda de rechazo está centrada en 4.2 GHz con un ancho de banda de 2.1 GHz, considerando valores de $|S_{21}|$ inferiores a 20 dB. La segunda banda de rechazo está situada aproximadamente en dos veces la frecuencia central (4.2 GHz) de la primera banda eliminada. El nivel de rechazo máximo en la primera banda es superior a 60 dB. Cuando se incrementa el coeficiente r/a a 0.45, se puede observar en la Fig. 3.8 que ambas estructuras (EBG circular y KFEBG) tienen también una respuesta en frecuencia similar, aunque con ciertas diferencias con respecto a aquellas respuestas obtenidas con un coeficiente $r/a = 0.25$. Para el coeficiente $r/a = 0.45$, el nivel de rizado en la banda de paso, el ancho de banda de la primera banda eliminada y el nivel de rechazo aumentan considerablemente. Cuando el coeficiente r/a aumenta, la tendencia es suprimir la banda de paso existente entre las dos bandas de rechazo y conseguir una amplia banda eliminada. Las medidas confirman los resultados obtenidos mediante simulaciones electromagnéticas, excepto en los niveles de rechazo por debajo de 40 dB. Estas diferencias son debidas a:

- Las pérdidas dieléctricas y metálicas no se han tenido en cuenta durante las simulaciones electromagnéticas.
- Las prestaciones de los adaptadores que realizan la transición coaxial-microtira para las medidas de las estructuras microtira-EBG (convencional y fractal) con el analizador de redes.

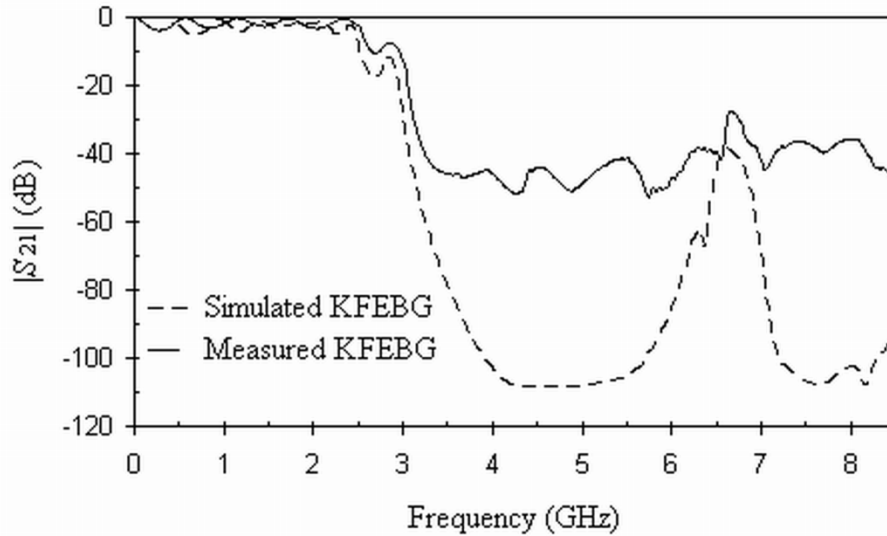


Figura 3.9: Respuesta en frecuencia (simulada y medida) del parámetro S_{21} obtenida en una estructura microtira-KFEBG con $r/a=0.55$.

- Errores de repetitividad, debidos al montaje y desmontaje de las diferentes estructuras.
- Tolerancia de fabricación de las estructuras microtira-EBG convencionales y microtira-KFEBG.

La Fig. 3.9 muestra los resultados de las simulaciones EM y medidas del parámetro S_{21} obtenidos en una estructura microtira-KFEBG con coeficiente $r/a = 0.55$. Como se puede observar en la Fig. 3.9, se aprecia un cambio en el comportamiento en frecuencia de la estructura microtira-KFEBG con $r/a > 0.5$ con respecto a aquellas estructuras con r/a inferiores a 0.5 (Figs. 3.7 y 3.8). Este cambio consiste en la supresión de la banda de paso existente entre dos bandas de rechazo consecutivas. La estructura KFEBG con $r/a = 0.55$ presenta una amplia banda de rechazo con una alta atenuación (< -30 dB). Como consecuencia, la estructura KFEBG con $r/a = 0.55$ ya no se comporta como un reflector de Bragg, sino como un filtro de tipo paso-bajo. Las medidas confirman los resultados obtenidos en las simulaciones, excepto en los niveles de rechazo de la banda eliminada. Las diferencias se deben a las mismas causas especificadas anteriormente para estructuras KFEBG con $r/a < 0.5$.

Conclusiones:

En este artículo se aplican, por primera vez, patrones periódicos basados en fractales de Koch a una estructura microtira EBG de una dimensión (*1-D Koch Fractal Electromagnetic Bandgap, 1-D KFEBG*). Esta estructura se obtiene sustituyendo los círculos convencionales grabados en el plano de masa de una línea de transmisión microtira por geometrías fractales de Koch de nivel 1, obtenidas a partir de una configuración hexagonal. Estas geometrías fractales permiten superar el límite del coeficiente (radio/periodo) r/a definido en 0.45 en estructuras microtira-EBG convencionales con patrones circulares periódicos. Además, se analiza la respuesta en frecuencia de estas nuevas estructuras microtira-KFEBG con diferentes valores de coeficiente r/a . Para coeficientes r/a inferiores a 0.5, la estructura microtira-KFEBG se comporta como un reflector de Bragg, mientras que la estructura microtira-KFEBG con un coeficiente r/a superior a 0.5 consigue una amplia banda de rechazo y, por consiguiente, esta última estructura podría ser útil en el diseño original de filtros EBG de tipo paso-bajo.

3.1.3. Resumen del artículo B: Novel Compact Wide-Band EBG Structure Based on Tapered 1-D Koch Fractal Pattern

En este artículo, se aplica por primera vez, una nueva estrategia de diseño en dispositivos microtira-KFEBG (*Koch Fractal Electromagnetic Band Gap*) con coeficientes $r/a > 0.5$ (**artículo A**), basada en una función de apodización con distribución Kaiser [112]. La estructura microtira-KFEBG (Fig. 3.6) es una modificación de la estructura microtira-EBG (*Electromagnetic Band Gap*) convencional. Esta modificación consiste en la sustitución de los patrones circulares periódicos (Figs. 3.2-3.3) por geometrías fractales de Koch, creados en hexágonos regulares (Fig. 3.4). En el **artículo A**, se demostró que estas geometrías fractales permiten conseguir un coeficiente $r/a \geq 0.5$ y que una estructura microtira-KFEBG con $r/a \geq 0.5$ se comporta como un filtro de tipo paso-bajo. La Fig. 3.9 muestra la respuesta en frecuencia de tipo paso-bajo de una estructura microtira-KFEBG con $r/a = 0.55$. Como se puede observar en la Fig. 3.9, la banda de paso presenta un elevado rizado, limitando la aplicación de dicha estructura como filtro. Con la nueva estrategia de diseño presentada en este **artículo B**, se pretende:

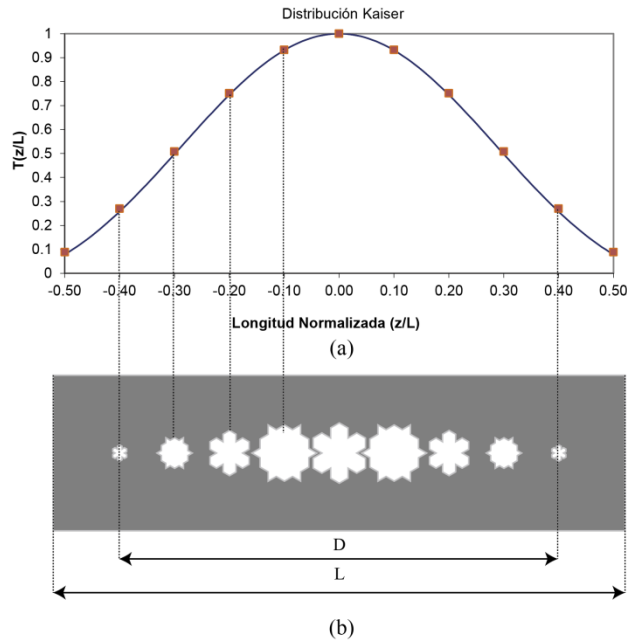


Figura 3.10: Diseño de una estructura microtira-KFEBG apodizada a partir de una distribución de Kaiser. (a) Representación de la distribución de la función Kaiser según la ecuación (3.4). (b) Vista inferior de la estructura microtira-KFEBG con 9 patrones fractales apodizada según la distribución de Kaiser.

- Por un lado, mejorar la respuesta en la banda de paso de la estructura microtira-KFEBG con $r/a > 0.5$, con el fin de que sea útil para el diseño de filtros EBG de tipo paso-bajo.
- Por otro lado, reducir el tamaño de la estructura microtira-KFEBG sin que eso afecte negativamente a la respuesta en la banda de rechazo [113].

Esta estrategia de diseño consiste en aplicar una función de apodización al tamaño de los patrones fractales situados en el plano de masa y al ancho de la línea microtira. Una estrategia similar se empleó en el diseño de filtros FIR (*Finite Impulse Response*) mediante el método de ventanas [114]. Los filtros FIR se utilizan en el tratamiento de señales discretas. Posteriormente, este método de diseño por ventanas se aplicó como función de apodización en dispositivos ópticos como los FBG (*Fiber Bragg Grating*) [115] - [117]. Debido a que tanto los dispositivos FBG como las estructuras EBG con $r/a < 0.5$ se comportan como reflectores de Bragg [118], esta metodología de diseño es susceptible de aplicarse en estructuras EBG convencionales con $r/a < 0.5$ [111]. Como resultado de la apodización, se obtiene una mejora de la respuesta en frecuencia. Esta mejora es debida a que se consigue una adaptación progresiva de la impedancia caracte-

rística de la estructura microtira-KFEBG apodizada con la impedancia característica (50Ω) de entrada y de salida [23].

Cuando se aplica una función de apodización en el plano de masa a una estructura KFEBG con $r/a = 0.55$, se reducen las dimensiones de los patrones fractales (r_i) según la posición que ocupen éstos. Como consecuencia, el coeficiente r/a ya no es constante e igual a 0.55, sino que disminuye cuando nos alejamos del centro de la estructura. La disminución del valor de r/a provoca la degradación de la respuesta en frecuencia de la banda de rechazo. Para mantener el valor r/a constante e igual a 0.55 en toda la longitud del plano de masa de la estructura KFEBG, se debe aplicar una función de modulación del periodo a entre patrones fractales. Esta modulación del periodo junto con la apodización consiguen que la estructura microtira-KFEBG sea más compacta y que su respuesta en frecuencia mejore tanto en la banda de paso como en la banda de rechazo.

Metodología:

Las geometrías fractales de Koch aplicadas a hexágonos regulares permiten que las estructuras microtira-KFEBG puedan alcanzar coeficientes r/a superiores a 0.5. En este artículo, las estructuras microtira-KFEBG (Fig. 3.6) presentan un coeficiente r/a igual a 0.55. Para diseñar los patrones fractales (Fig. 3.5), se considera r como el radio de la circunferencia donde se inscriben los hexágonos que sirven de base para construir las curvas fractales de Koch de orden 1. El número de patrones fractales grabados en el plano de masa es igual a 9, como en las referencias [35], [56], [111]. La distancia entre patrones fractales $a = 14.1$ mm ($r/a = 0.55$) está relacionada con la frecuencia central de la banda de rechazo mediante la expresión (3.2). En este artículo, se consideró una frecuencia central de la banda de rechazo de 4.2 GHz, un sustrato de material Arlon AD1000 con una permitividad $\epsilon_r = 10.2$ ($\text{tg}\delta = 0.0023$ a 10 GHz) de espesor $h = 0.635$ mm y un espesor de cobre $t = 17.5$ μm .

De manera similar a trabajos previos realizados con el fin de mejorar la respuesta en frecuencia de estructuras EBG convencionales con técnicas de apodización [111], se aplica una distribución Kaiser (fig. 3.10) al radio r de cada patrón fractal de la estructura KFEBG descrita en el **artículo A** (Fig. 3.6). La Fig. 3.10 muestra la vista inferior de la estructura microtira-KFEBG apodizada según una distribución de Kaiser. La nueva distribución de los radios de los patrones fractales sigue la siguiente ecuación:

$$r_i = r_{\max} \cdot T(z_i / L) \quad i = 0, 1, \dots \quad (3.3)$$

donde r_i es el radio del i -ésimo patrón fractal, r_{\max} es el radio del patrón fractal central y T es la función de apodización aplicada a la posición i -ésima. En el caso de una distribución de Kaiser, esta función viene dada por la siguiente expresión:

$$T(z/L) = \frac{I_0(4\sqrt{1-(2z/L)^2})}{I_0(4)} \quad (3.4)$$

donde I_0 es la función de Bessel modificada de primera especie [112], z/L es la posición longitudinal normalizada en la estructura (Fig. 3.10 (a)), L es la longitud del circuito y D es la distancia entre los centros del primer y último patrón fractal (Fig. 3.10 (b)).

La longitud real del dispositivo L viene definida por la expresión:

$$L = N \cdot a \quad (3.5)$$

donde N es el número de patrones y a la distancia entre dos patrones sin apodización. Del mismo modo que para las estructuras FBG [116], cuando se aplica una función de apodización sobre una estructura EBG se modifica su longitud por una longitud efectiva L_{eff} según la siguiente ecuación [23], [111], [118]:

$$L_{\text{eff}} = L \cdot A_{\text{eq}} = L \int_{-0.5}^{0.5} T(z/L) d(z/L) \quad (3.6)$$

donde A_{eq} corresponde al valor normalizado del área bajo la curva de la función de apodización (Fig. 3.10(a)). El valor máximo de A_{eq} se obtiene cuando no hay apodización. En este caso, A_{eq} es igual a 1 y, por consiguiente, L es igual a L_{eff} . Cuando se aplica la distribución de Kaiser, A_{eq} es igual a 0.68 y L es superior a L_{eff} . Con la finalidad de igualar ambas longitudes y mantener el cociente r/a constante cuando se aplica la apodización de tipo Kaiser, se propone la siguiente modulación de la distancia a entre patrones fractales:

$$a_i = r_{i-1} / C \quad i = 1, 2, \dots \quad (3.8)$$

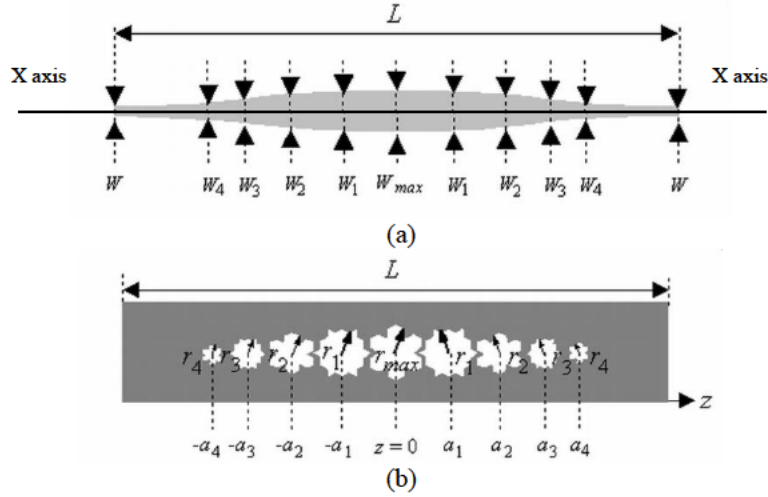


Figura 3.11: Dispositivo microtira-KFEBG doblemente apodizado con modulación del periodo a . (a) Vista superior. (b) Vista inferior (plano de masa).

donde C es un valor constante e igual al valor del coeficiente r/a utilizado en el diseño de la estructura KFEBG sin apodizar. En este artículo, C es igual a 0.55. Como consecuencia de la modulación de la distancia a , la estructura se vuelve más compacta. También se puede aplicar una distribución de Kaiser al ancho de la línea microtira W del mismo modo que se varía el radio de los patrones fractales (3.3) según la siguiente expresión:

$$W_i = W_{\max} T(z/L) \quad i = 0, 1, \dots \quad (3.9)$$

donde W_{\max} es el ancho máximo de la línea microtira. En este artículo, W_{\max} es igual a 2 mm. Se obtuvo mediante una optimización inicial. En la Fig. 3.11, se observa el efecto de la apodización Kaiser tanto en los patrones fractales como en la línea microtira.

Resultados y principales aportaciones:

Con el objetivo de realizar un estudio comparativo de la respuesta en frecuencia de estructuras microtira-KFEBG con y sin apodización, se simularon mediante un simulador EM (HFSS) y se midieron con un analizador de redes vectorial (Agilent E5071B) las siguientes estructuras:

- Estructura 1: Circuito microtira-KFEBG del **artículo A** (Fig. 3.6).
- Estructura 2: Circuito creado a partir de la estructura 1, aplicando una distribución de Kaiser a los patrones fractales mediante las ecuaciones (3.3) y (3.4). La Fig. 3.10(b) muestra la parte inferior de la estructura 2. La parte

Dimensiones	Estructura 1 (Fig. 3.6)	Estructura 2 (Fig. 3.10)	Estructura 3 (Fig. 3.11)
W (mm)	0.594	0.594	Variable según (3.9)
a (mm)	14.1	14.1	Variable según (3.8)
r (mm)	7.755	Variable según (3.3)	Variable según (3.3)
D (mm)	112.8	112.8	89.94
r_{max} (mm)	7.755	7.755	7.755
W_{max} (mm)	0.594	0.594	2
C	No se aplica	No se aplica	0.55

Tabla 3.1: Dimensiones de las tres estructuras microtira-KFEBG propuestas.

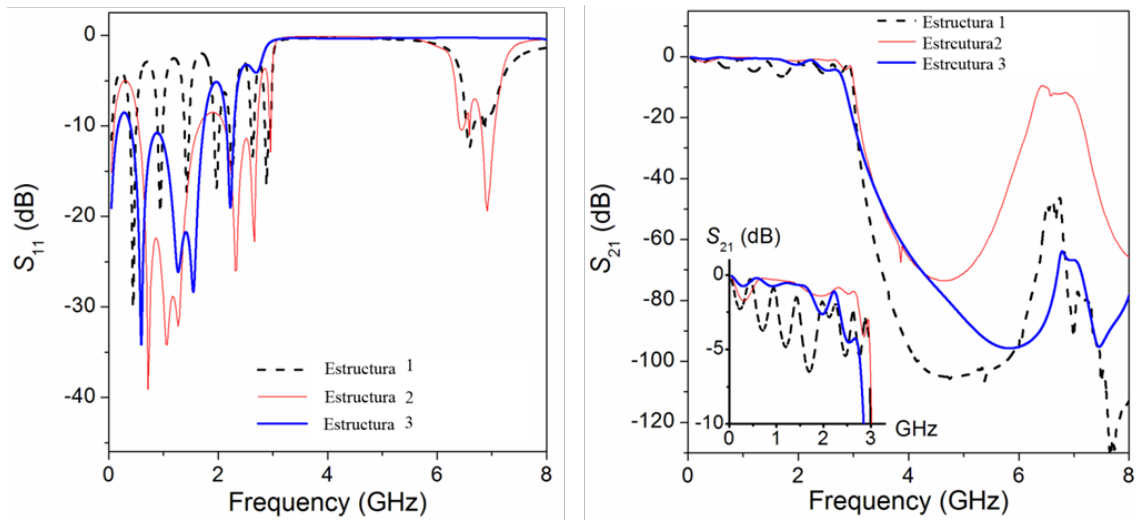


Figura 3.12: Respuestas en frecuencia (simulaciones EM) de los parámetros S , obtenidos de las tres estructuras microtira-KFEBG definidas en la Tabla 3.1.

	Rizado (dB)	Pérdidas por Radiación (%)	Reducción de Tamaño (%)
Estructura 1	2.98	21.9	0
Estructura 2	1.36	15.4	0
Estructura 3	0.81	4.7	≈ 20

Tabla 3.2: Comparación de los resultados obtenidos con las tres estructuras microtira-KFEBG definidas en la Tabla 3.1.

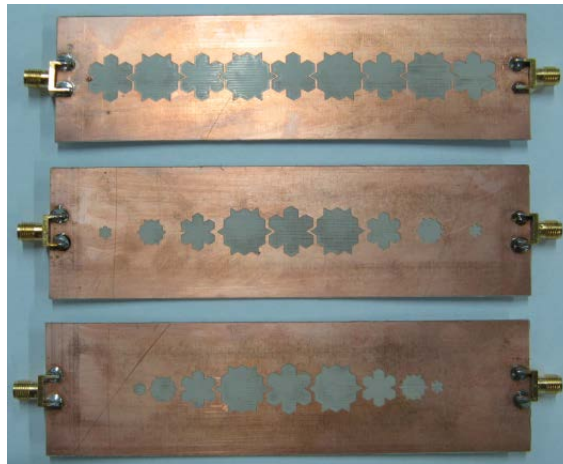


Figura 3.13: Fotografías de los planos de masa de las estructuras 1 (superior), 2 (centro) y 3 (inferior).

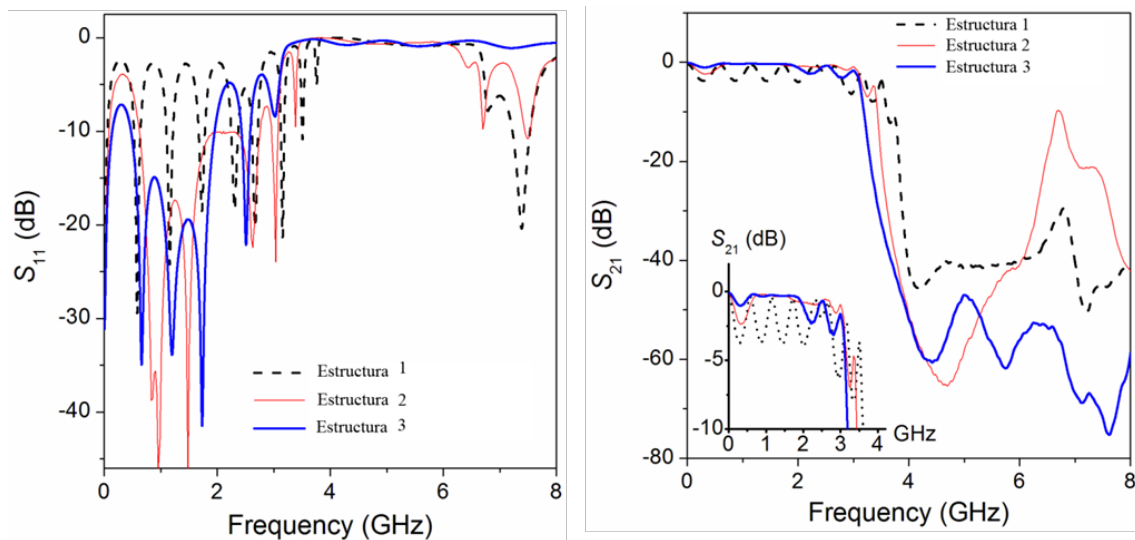


Figura 3.14: Medidas de los parámetros S , obtenidos de las tres estructuras microtira-KFEBG definidas en la Tabla 3.1.

superior es una línea de ancho constante $W= 0.594$, correspondiente a una línea de transmisión microtira convencional de 50Ω .

- Estructura 3: Circuito obtenido a partir de la estructura 1, aplicando una distribución de Kaiser y una modulación del periodo a a los patrones fractales y al ancho de la línea mediante las ecuaciones (3.3) a (3.9). La Fig. 3.11 representa la estructura 3 correspondiente a un circuito microtira-KFEBG doblemente apodizado con una modulación del periodo a .

La Tabla 3.1 recoge las dimensiones de las tres estructuras y la Fig. 3.12 muestra los resultados obtenidos en las simulaciones EM. A partir de las respuestas de estas estructuras, se extraen las siguientes conclusiones:

1. Las tres estructuras presentan características de filtro EBG de tipo paso-bajo.
2. La estructura 1 presenta un elevado rizado en la banda de paso y una excelente respuesta S_{21} de la banda de rechazo, siendo de las tres estructuras la que alcanza un mayor nivel de rechazo.
3. La estructura 2 tiene un rizado menor en la banda de paso, gracias a la técnica de apodización aplicada. Sin embargo, presenta la peor respuesta en la banda de rechazo de las tres estructuras. Cuando se aplica la función de apodización a los patrones fractales, el radio r se reduce conforme nos alejamos del centro de la estructura y, por consiguiente, el coeficiente r/a también va disminuyendo, provocando una degradación en la respuestas de la banda de rechazo, dado que $r/a < 0.5$.
4. La estructura 3 muestra un bajo nivel de rizado en la banda de paso y una amplia banda eliminada con un alto nivel de rechazo, gracias a las apodizaciones realizadas en los patrones KFEBG y en la línea microtira, así como la modulación aplicada al periodo a entre celdas para mantener el coeficiente $r/a = 0.55$.

En la Tabla 3.2, se comparan tres parámetros obtenidos de las respuestas en frecuencia para cada una de las tres estructuras microtira-KFEBG definidas en la Tabla 3.1. Estos parámetros son:

1. El rizado en la banda de paso (dB). Corresponde a la diferencia entre los valores máximo y mínimo de S_{21} en la banda de paso.
2. El valor medio de las pérdidas por radiación. Se obtiene a partir de la ecuación $1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2$ y se calcula entre 300 KHz hasta 8 GHz. Cuanto más pequeño es el valor mejor será la respuesta del filtro.
3. La reducción de tamaño (%). Se calcula a partir del coeficiente D/D_{max} (Tabla 3.1), siendo $D_{max} = 112.8$ mm la distancia máxima entre los centros del primer y último fractal para la estructura 1.

A partir de los valores de la Tabla 3.2, se deduce que la apodización de los patrones fractales de Koch disminuye considerablemente las pérdidas por radiación, siendo la

estructura 3 doblemente apodizada con una modulación del periodo a la que tiene menos pérdidas. Además, este último diseño proporciona bajos niveles de rizado en la banda de paso y una reducción de tamaño de aproximadamente el 20% con respecto a las otras dos estructuras estudiadas. Estos resultados confirman que la estructura 3 presenta las mejores prestaciones entre las tres estructuras.

Las medidas de los parámetros S de los tres prototipos (Fig.3.13), definidos en la Tabla 3.1, se muestran en la Fig. 3.14. Como se puede observar en la Fig. 3.14, las medidas corroboran los resultados obtenidos en las simulaciones (Fig. 3.12), excepto los niveles en la banda de rechazo. Las diferencias son debidas a:

- Las pérdidas dieléctricas y metálicas que no se han tenido en cuenta durante las simulaciones electromagnéticas.
- Las prestaciones de los adaptadores que realizan la transición coaxial-microtira para las medidas de la estructura microtira-KFEBG con el analizador de redes.
- Errores de repetitividad, debidos al montaje y desmontaje de las diferentes estructuras.
- Tolerancia de fabricación de las estructuras microtira-KFEBG.

Conclusiones

En este artículo, se aplican patrones periódicos basados en geometrías fractales de Koch a estructuras microtira-EBG (*Electromagnetic Band Gap*) unidimensionales. Además, se analiza la respuesta en frecuencia de una apodización Kaiser en las dimensiones y la periodicidad de los patrones fractales y en la anchura de la línea microtira. Las geometrías fractales de Koch permiten realizar estructuras microtira-KFEBG (*Koch Fractal Electromagnetic Band Gap*) con coeficientes r/a superiores a 0.5, siendo este valor el límite superior de una estructura microtira-EBG convencional. Como consecuencia de exceder este límite con la estructura microtira-KFEBG uniforme, se consigue una amplia banda de rechazo. El rizado que aparece en la banda de paso se reduce aplicando una apodización Kaiser a los patrones fractales de Koch y a la anchura de la línea microtira, mientras que se aumenta el tamaño de la banda de rechazo, modulando el periodo entre patrones fractales con la misma función Kaiser. Como resultado, se obtiene una estructura microtira-KFEBG doblemente apodizada y modulada con una distribución Kaiser. Este diseño presenta un tamaño más compacto y una mejor respuesta en frecuencia con respecto a una estructura microtira-KFEBG uniforme con $r/a = 0.55$.

3.1.4. Resumen del artículo C: *Optimisation of chirped and tapered microstrip Koch fractal electromagnetic bandgap structures for improved low-pass filter desig*

En este artículo, se aplican y comparan diferentes funciones de apodización con el fin de optimizar la respuesta en frecuencia de estructuras microtira-KFEBG (*Koch Fractal Electromagnetic Band Gap*) con un coeficiente $r/a = 0.5$. En el apartado 3.1.2 (**artículo A**), se mostró que una estructura microtira-KFEBG cambia de comportamiento de reflector de Bragg a un filtro de tipo paso-bajo, cuando el coeficiente r/a pasa de ser inferior a superior a 0.5. También se pudo observar que la respuesta en frecuencia de la estructura microtira-KFEBG con $r/a \geq 0.5$, correspondiente al filtro de tipo paso-bajo, no es óptima, dado que presenta un elevado nivel de rizado en la banda de paso.

En este artículo, se aplican una técnica de apodización al radio r de los fractales periódicos grabados en el plano de masa de estructuras KFEBG en función de diferentes distribuciones matemáticas, junto con una modulación del periodo a entre los centros de los fractales con el fin de mantener un coeficiente r/a constante e igual a 0.5. También se aplican las diferentes funciones de apodización, con un factor de escalado K , a la anchura de la línea microtira. Combinando las diferentes funciones de apodización a los tamaños de los fractales en el plano de masa y a la anchura de la línea microtira, se consigue una respuesta óptima en la banda de paso del filtro paso-bajo. El análisis y comparación de las diferentes estructuras se realizaron de acuerdo con los siguientes parámetros: reducción de tamaño, nivel de rizado, pérdidas de retorno, valor medio del parámetro S_{11} en la banda de paso y ancho de la banda de paso. Como resultado de este análisis comparativo, se presentan las respuestas en frecuencia de dos estructuras óptimas con $r/a = 0.5$. Se comparan estas estructuras óptimas, con otras estructuras EBG publicadas recientemente [8], [56], [111], [119], [120] y, también, con un filtro paso-bajo clásico [57].

Metodología:

Las técnicas de apodización han sido ampliamente utilizadas para mejorar la respuesta en frecuencia de estructuras EBG convencionales [111] y no convencionales [118], debido a que se consigue una adaptación progresiva de la impedancia de Bloch [23] a la impedancia característica de 50Ω de entrada y de salida. En el apartado 3.1.3 (**artículo**

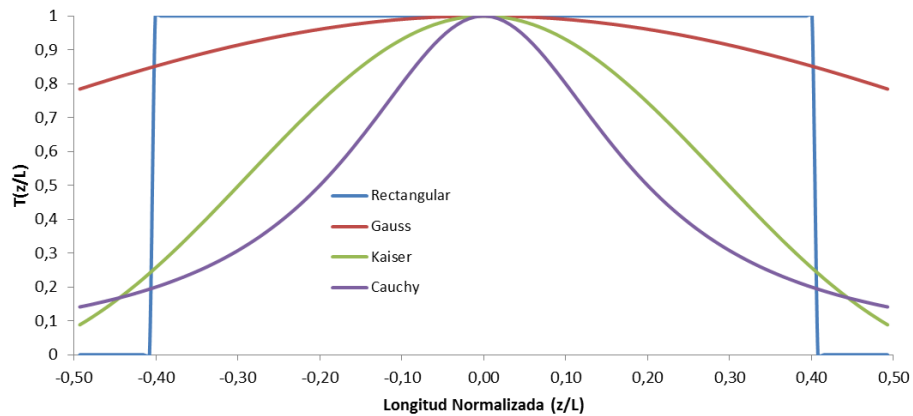


Figura 3.15: Representación de las diferentes distribuciones $T(z/L)$ utilizadas como funciones de apodización en este artículo C según la posición longitudinal normalizada (z/L).

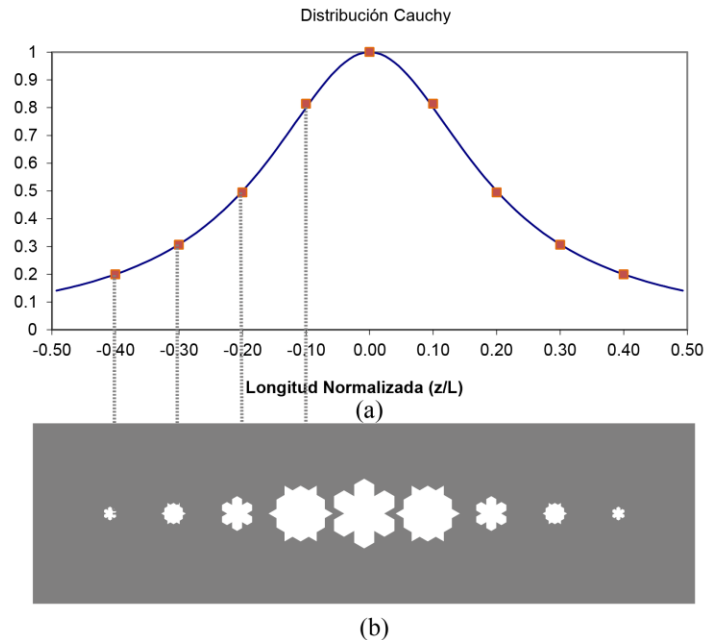


Figura 3.16: Diseño de una estructura KFEGB apodizada con una distribución de Cauchy. (a) Representación de la función Cauchy según la ecuación (3.10). (b) Vista inferior de la estructura KFEGB apodizada Cauchy con 9 celdas.

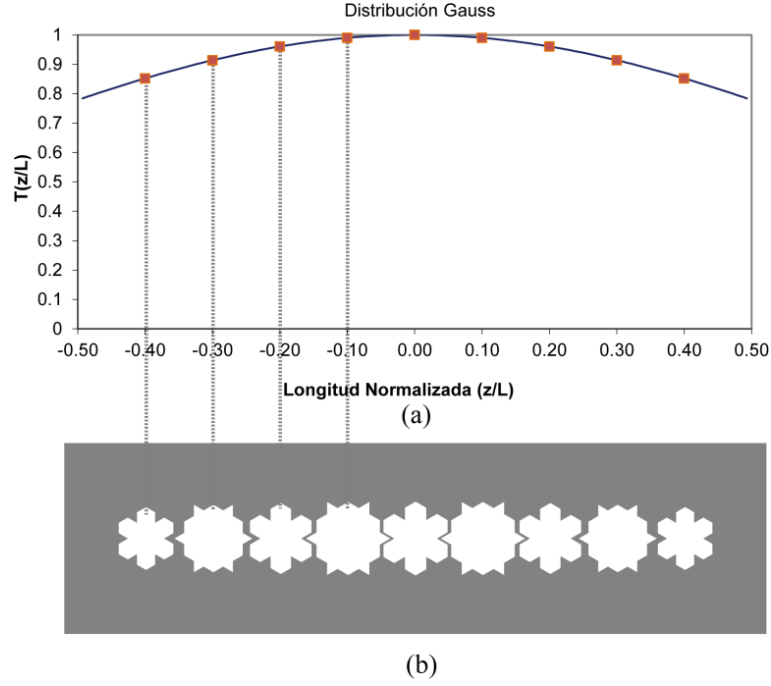


Figura 3.17: Diseño de una estructura KFEBC apodizada según la distribución de Gauss. (a) Representación de la función Gauss según la ecuación (3.11). (b) Vista inferior de la estructura KFEBC apodizada Gauss con 9 celdas.

B), se describe el procedimiento para aplicar una función de apodización a una estructura KFEBC según la ecuación (3.3). En este artículo, se aplican cuatro funciones de distribución: Cauchy, Kaiser, Gauss y la función rectangular o uniforme [23], [111], [114]. La Fig. 3.15 representa cada una de estas funciones. La distribución de Cauchy (Fig. 3.16) viene dada por:

$$T(z/L) = \frac{1}{1 + \left(5 \frac{z}{L}\right)^2} \quad (3.10)$$

donde T es la función de apodización, z/L es la posición longitudinal normalizada en la estructura (Fig. 3.16 (a)) y L es la longitud del circuito. La distribución de Kaiser (Fig. 3.10) sigue la ecuación (3.4) presentada en el apartado 3.1.3. Por otro lado, la distribución de Gauss (Fig. 3.17) responde a la siguiente ecuación:

$$T(z/L) = e^{-(z/L)^2} \quad (3.11)$$

Finalmente, la distribución rectangular o uniforme (Figs. 3.6 (b) y 3.15) viene dada por:

$$\left. \begin{aligned} T(z/L) &= 1 \text{ si } -0.4 \leq (z/L) \leq 0.4 \\ T(z/L) &= 0 \text{ en los demás casos} \end{aligned} \right\} \quad (3.12)$$

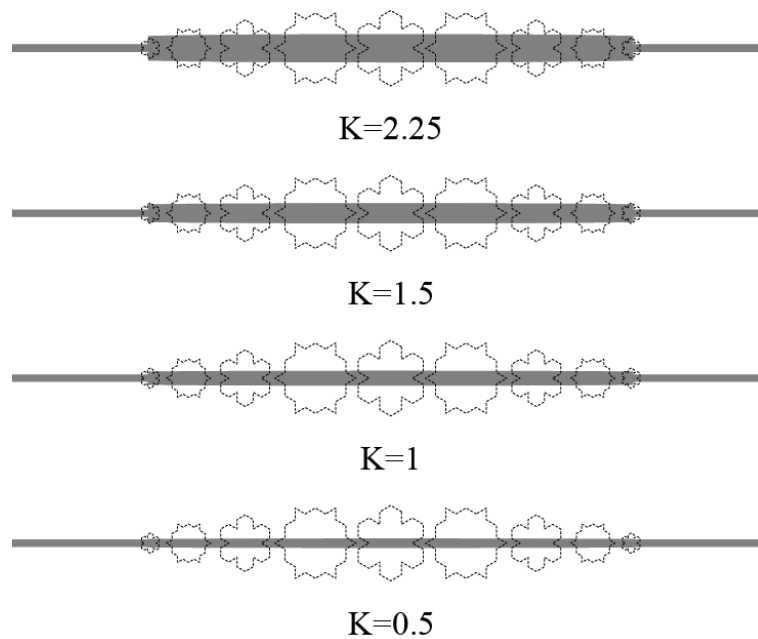


Figura 3.18: Representación de diferentes estructuras microtira-KFEBG. El ancho de la línea microtira y los patrones KFEBG en el plano de masa tienen, respectivamente, una distribución de Gauss con diferentes valores de K y una apodización de Kaiser.

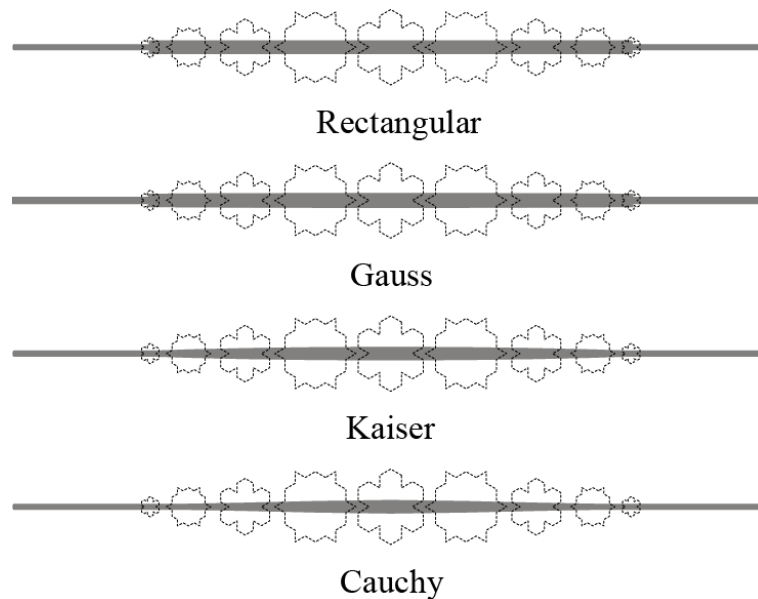


Figura 3.19: Representación de diferentes estructuras microtira-KFEBG doblemente apodizados con $r/a = 0.5$. Los patrones KFEBG presenta una apodización de Kaiser, mientras que el ancho de la línea microtira tiene cuatro diferentes distribuciones con $K=1$.

Del mismo modo que en el **artículo B**, se modifica tanto la distancia entre celdas fractales de acuerdo a la ecuación (3.8), como el ancho de la línea microtira según la ecuación (3.9), para evitar la degradación que provoca la apodización en la respuesta en frecuencia de la banda de rechazo.

$$W_i = K \cdot W_{\max} T(z/L) \quad i = 0, 1, \dots \quad (3.13)$$

donde W_{\max} es fijo e igual a 2 mm y K es un factor de ajuste que permite obtener una respuesta óptima de la banda de paso. La Fig. 3.18 muestra diferentes diseños de líneas de transmisión microtira con una distribución de Gauss y diferentes valores de K y una apodización Kaiser de los patrones KFEBG en el plano de masa (línea discontinua).

Resultados y principales aportaciones:

En este artículo, se realiza un estudio mediante simulaciones EM de la influencia de K , como factor de ajuste de la respuesta en frecuencia de una estructura microtira-KFEBG doblemente apodizada. Para todas las estructuras microtira-KFEBG se fijó el factor inicial $C = r/a$, definido en la ecuación (3.8), en 0.5. Las simulaciones EM se llevaron a cabo a partir de un simulador comercial (HFSS). Para todas las simulaciones se consideraron:

- Un sustrato de permitividad relativa $\epsilon_r = 10.2$ con un espesor de sustrato $h = 0.635$ mm y un espesor de cobre $t = 17.5$ μm .
- Patrones fractales de Koch (plano de masa) con un coeficiente $r_{\max}/a_{\max} = 0.5$ y un periodo $a_{\max} = 14.1$ mm, obtenidos al aplicar la ecuación (3.1) para conseguir una frecuencia de operación en 4.2 GHz.
- Un número N de celdas fractales igual a 9. El radio de las celdas varía según la ecuación (3.3) y la función de apodización seleccionada $T(z/L)$.
- Una línea microtira adaptada a 50Ω en los extremos ($W = 0.594$ mm). El ancho de la línea microtira varía según la expresión (3.13) y la función de apodización seleccionada $T(z/L)$.
- Un factor K que varía entre 0.5 y 2.25 con intervalos de 0.05. Para cada valor de K , hay dieciséis posibles estructuras, teniendo en cuenta la apodización en el plano de masa y en el ancho de la línea microtira. La Fig.3.19 muestra las cuatro apodizaciones posibles para el ancho de la línea microtira con $K = 1$ y una distribución Kaiser de los patrones KFEBG en el plano de masa (línea discontinua).

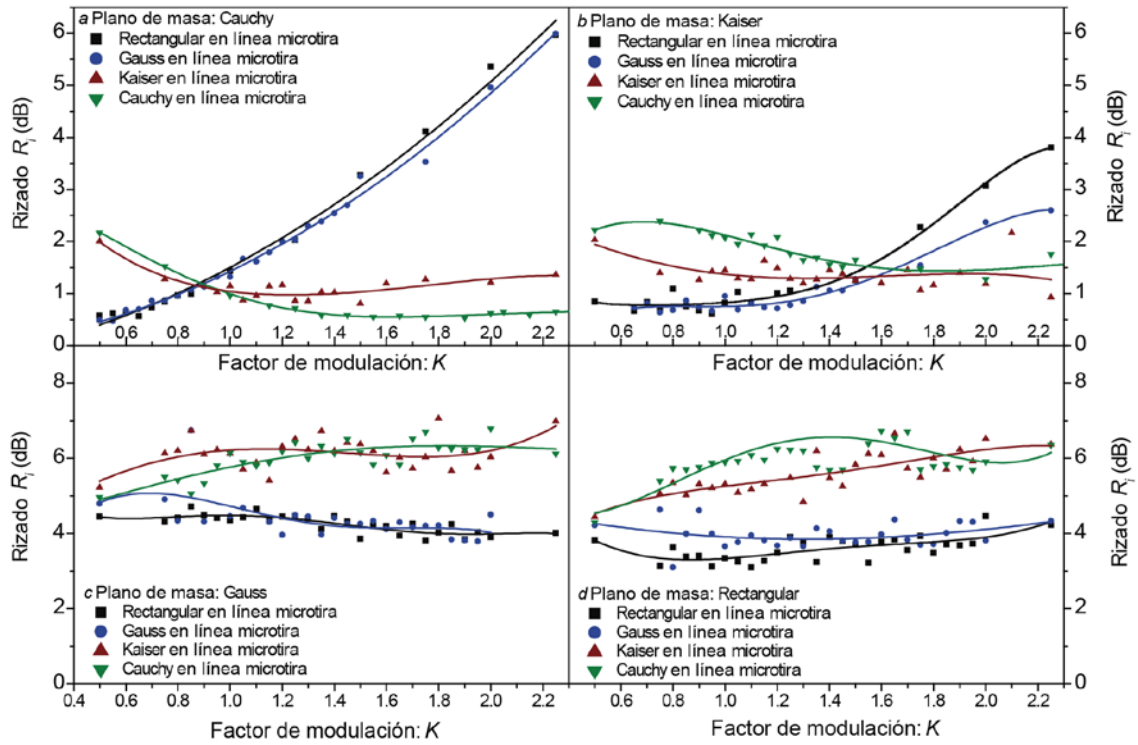


Figura 3.20: Comparación de R_i (dB) para cada estructura microtira-KFEBG en función del factor K .

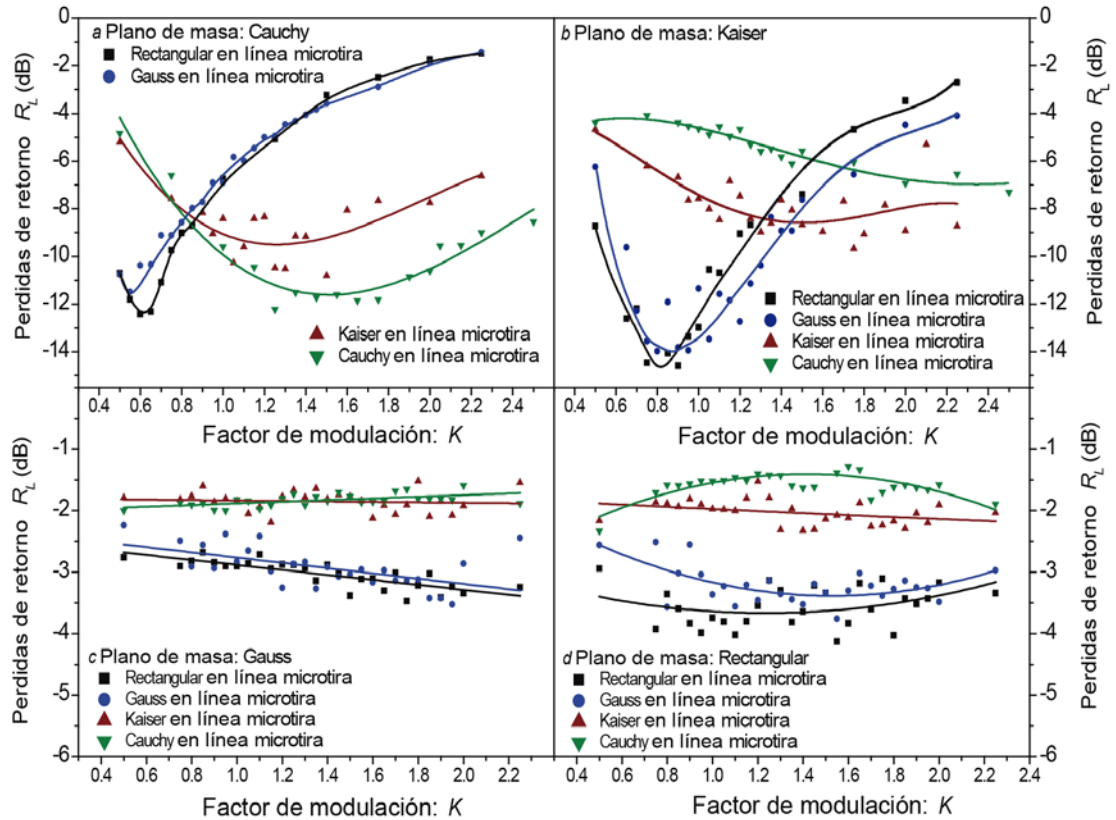


Figura 3.21: Comparación de R_L (dB) para cada estructura microtira-KFEBG en función del factor K .

A partir de este estudio, se seleccionó dos estructuras óptimas. Los prototipos de estas estructuras óptimas se fabricaron en un sustrato de tipo RO3010 ($\epsilon_r = 10.2$, $\text{tg}\delta = 0.0023$ a 10 GHz, espesor de sustrato $h = 0.635$ mm y espesor de cobre $t = 17.5$ μm) mediante microfresadora y se midieron con un analizador de redes vectorial (Rhode & Schwartz ZVA 67).

Para analizar la gran cantidad de simulaciones, se estableció un criterio comparativo de los resultados obtenidos. Para ello, se seleccionaron cuatro parámetros. El valor correspondiente a cada uno de estos parámetros se extrae de cada simulación. Estos parámetros son: el rizado (R_i), las pérdidas de retorno (R_L), el valor medio del parámetro S_{11} en la banda de paso ($MVPB$) y el ancho de banda de la banda de paso ($BWPB$). Junto con estos, se utilizó un quinto parámetro extraído del diseño del dispositivo: el factor de reducción de tamaño (R_S).

El rizado R_i (dB) se define como la diferencia entre los valores máximo y mínimo de S_{21} en la banda de paso. Cuanto menor sea el valor de R_i , mejor será la respuesta del filtro paso-bajo en la banda de paso. La Fig. 3.20 muestra la variación de los valores de R_i en función de K . A partir de la Fig. 3.20, se constata que las estructuras con apodizaciones Cauchy y Kaiser en el plano de masa (Figs. 3.20(a) y 3.20(b) respectivamente), combinadas con apodizaciones planas (Gauss y Rectangular) en el ancho de línea microtira con $K < 1$, presentan los mejores resultados. También es interesante resaltar la opción de las estructuras doblemente apodizadas con distribución de Cauchy y $K > 1$, debido a la tendencia decreciente de R_i cuando el factor K aumenta.

El parámetro de las pérdidas de retorno R_L (dB) corresponde al máximo valor del coeficiente de reflexión $|S_{11}|$ en la banda de paso. Del mismo modo que para R_i , la respuesta del filtro paso-bajo en la banda de paso será mejor para valores bajos de R_L . La Fig. 3.21 presenta la evolución de R_L en función de K para cada estructura analizada. El análisis de la Fig. 3.21 muestra que R_L alcanza los valores más bajos en estructuras KFEBG apodizadas con distribuciones de Cauchy y Kaiser en el plano de masa (Figs. 3.21(a) y (b)) y distribuciones planas (Gauss y Rectangular) para el ancho de la línea microtira. Para este parámetro, la estructura más interesante es aquella con $K = 1.25$ y una distribución de Cauchy en los patrones KFEBG y en la línea microtira. Como se verá más adelante, está será una de las estructuras elegidas como óptima.

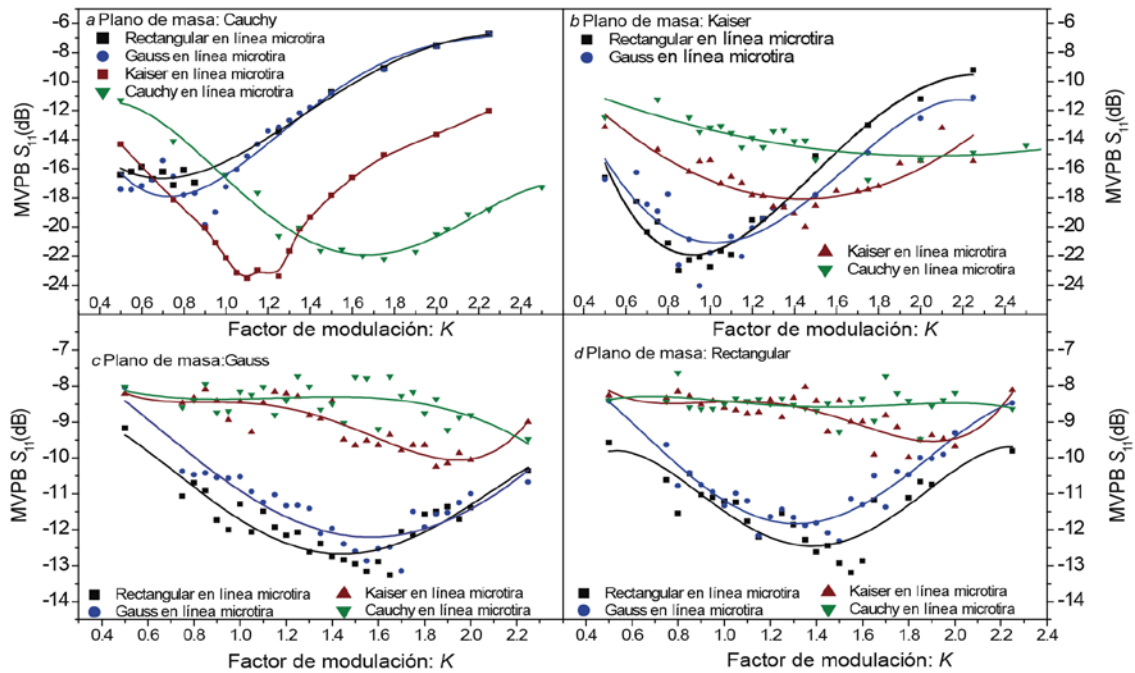


Figura 3.22: Comparación de MVPB en S_{11} (dB) para cada estructura microtira-KFEBG en función del factor K .

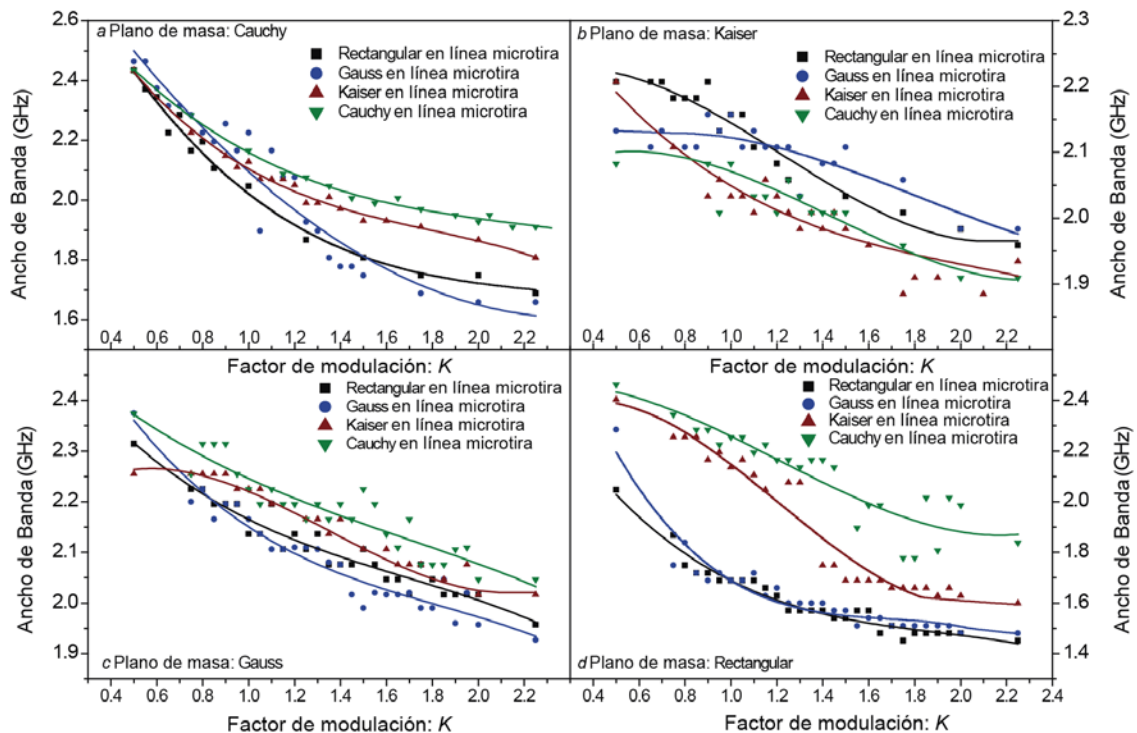


Figura 3.23: Comparación del ancho de la banda de paso (dB) para cada estructura microtira-KFEBG en función del factor K .

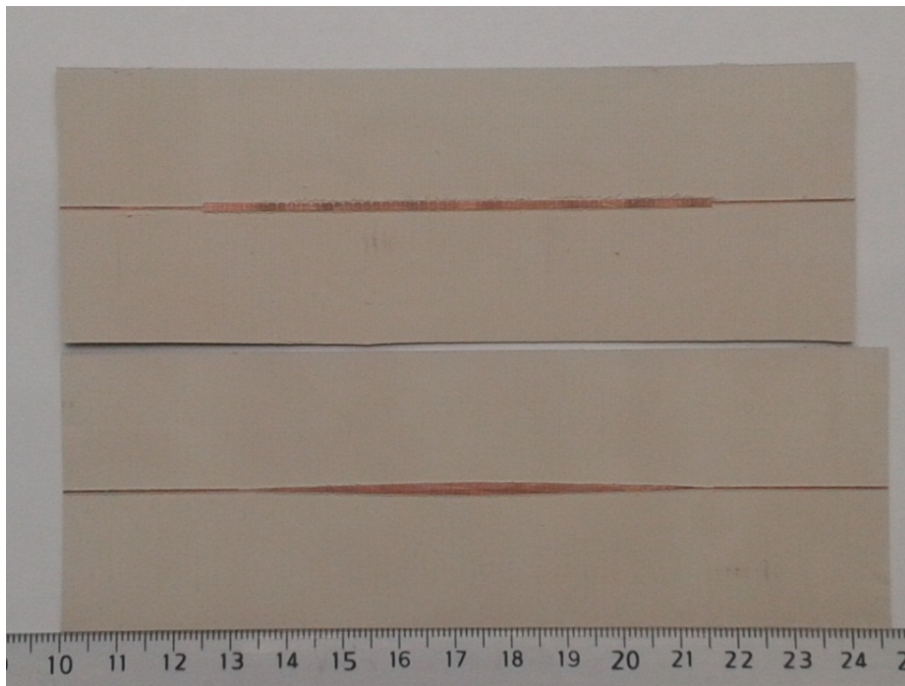
	Rectangular	Gauss	Kaiser	Cauchy
R_S	100%	91%	73.5%	63.5%

Tabla 3.3: Reducción de tamaño (%) para cada distribución utilizada en la apodización de la estructura microtira-KFEBG.

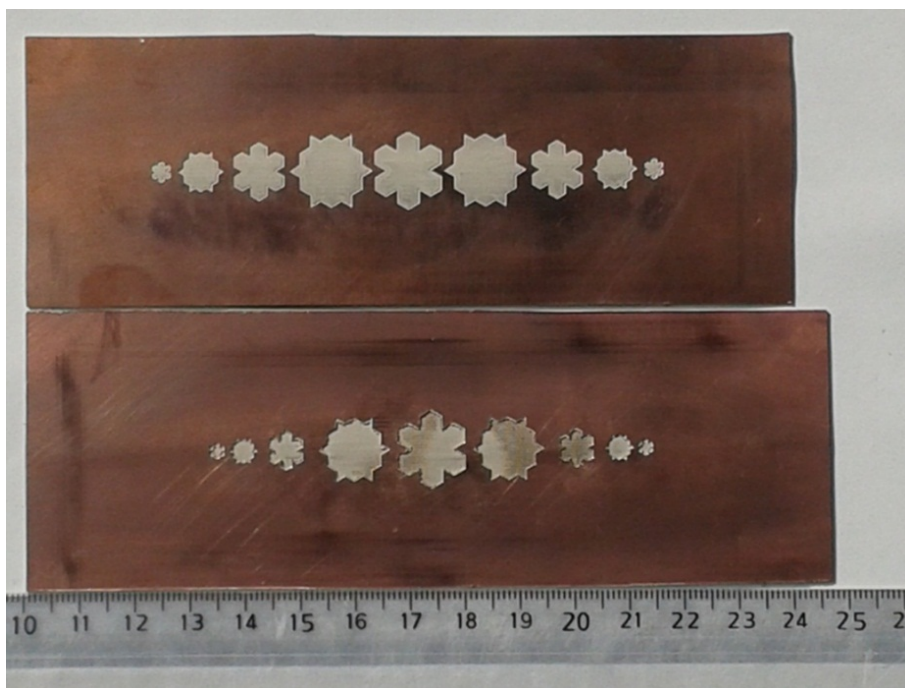
El siguiente parámetro es el valor medio de S_{11} en la banda de paso $MVPB$ (dB). Del mismo modo que para los parámetros anteriores, se consigue una mejor respuesta del filtro paso-bajo en la banda de paso para valores bajos de $MVPB$. La Fig. 3.22 muestra la tendencia de $MVPB$ en función del factor K y dieciséis posibles combinaciones de doble apodización. De nuevo, se consigue el valor mínimo de $MVPB$ para distribuciones en el plano de masa de tipo Kaiser y Cauchy (Figs. 3.22(a) y 3.22(b)). Como sucedió para R_L en la Fig. 3.21(b), la estructura con patrones KFEBG con una distribución de Kaiser tiene una mejor respuesta de la banda de paso en combinación con distribuciones de la línea microtira de tipo Gauss o rectangular. Por otro lado, la estructura con una distribución de Cauchy en los patrones KFEBG (Fig. 3.22(a)) presenta valores mínimos de $MVPB$ para líneas microtira con distribución Cauchy y Kaiser, siendo la mejor combinación aquella con $K=1.25$ y apodizaciones Cauchy para los patrones KFEBG y Kaiser para la línea microtira.

El último parámetro analizado mediante simulaciones es el ancho de banda de la banda de paso $BWPB$ (GHz). El valor de $BWPB$ se obtiene a partir del valor de la frecuencia en el que S_{11} corta en -3dB por primera vez. La Fig. 3.23 muestra los resultados de $BWPB$ en función de K para cada estructura analizada. A partir de la Fig. 3.23, se puede observar que $BWPB$ decrece cuando K aumenta. En un principio, valores pequeños de K son mejores para conseguir un ancho de banda mayor del filtro paso-bajo.

Para evaluar la reducción de tamaño de las distintas estructuras, se definió el parámetro R_S (%) como el coeficiente entre los tamaños de cada estructura y el tamaño de la estructura más grande, siendo esta última la de apodización rectangular. La Tabla 3.3 presenta los valores de R_S para las cuatro distribuciones. La función de distribución más aguda proporciona la estructura más compacta, siendo en nuestro estudio la distribución de Cauchy.



(a)



(b)

Figura 3.24: Fotografías de las dos estructuras óptimas seleccionadas: Estructura con una apodización Kaiser en el plano de masa combinada con una distribución rectangular de la línea microtira con $K = 0.9$ (parte superior de cada fotografía). Estructura con doble apodización Cauchy con $K = 1.25$ (parte inferior de cada fotografía). (a) Vista superior (línea microtira). (b) Vista inferior (plano de masa).

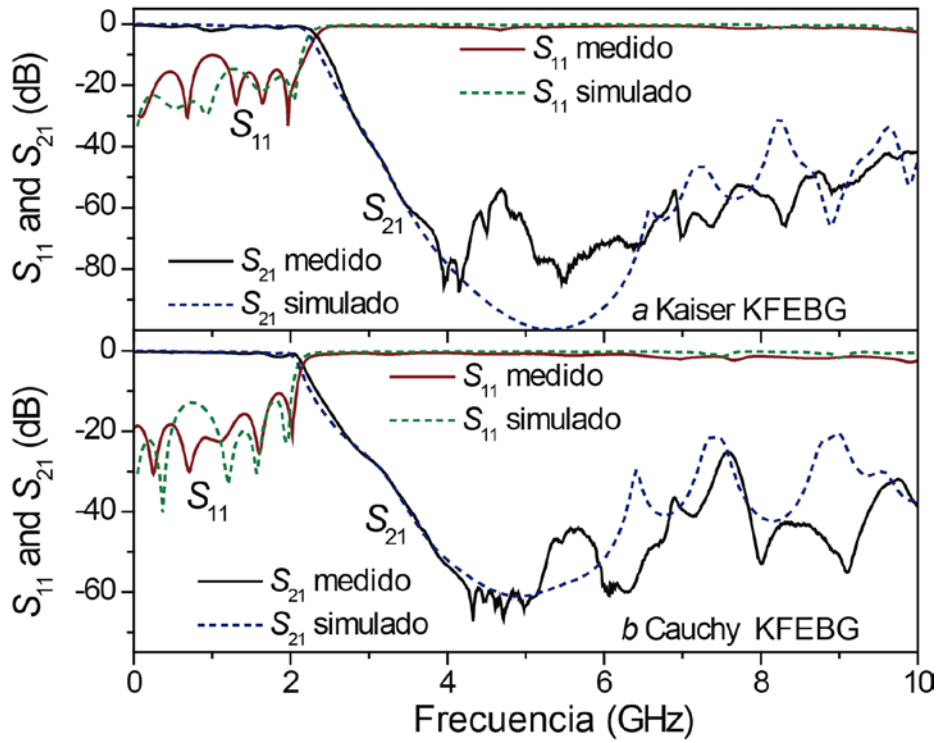


Figura 3.25: Resultados de las simulaciones EM y medidas de las dos estructuras óptimas seleccionadas. En la parte superior de la figura, estructura con apodización Kaiser en los patrones KFEBG combinada con una distribución rectangular de la línea microtira y $K = 0.9$. En la parte inferior de la figura, estructura con doble apodización Cauchy y $K = 1.25$.

Referencias	Tamaño (3D)	f_0 , GHz	R_i , dB	R_L , dB	20 dB RWB, GHz	SRL, dB
Fig. 3.25.(a)	$0.19 \lambda_0 \times 0.008 \lambda_0 \times 1.31 \lambda_0$	4.2	2.2	10.1	>7.7	80@5.2 GHz
Fig. 3.25 (b)	$0.19 \lambda_0 \times 0.008 \lambda_0 \times 1.07 \lambda_0$	4.2	1.6	10.6	>7.8	60.9@4.9GHz
Fig. 3.a [8]	$0.09 \lambda_0 \times 0.012 \lambda_0 \times 1.60 \lambda_0$	3	-	2	-	-
Fig. 3.b [8]	$0.17 \lambda_0 \times 0.012 \lambda_0 \times 1.68 \lambda_0$	3	-	1	-	-
Fig. 7 [56]	$0.1 \lambda_0 \times 0.01 \lambda_0 \times 1.79 \lambda_0$	2.5	8	1.4	1.5	60@3.2 GHz
Fig. 8 [56]	$0.1 \lambda_0 \times 0.01 \lambda_0 \times 1.79 \lambda_0$	2.5	8	1.4	1.3	49@3.2 GHz
Fig. 3.9	$0.21 \lambda_0 \times 0.008 \lambda_0 \times 1.79 \lambda_0$	4.2	3.4	-	>5.4	52@4.2 GHz
Fig. 3.13	$0.21 \lambda_0 \times 0.008 \lambda_0 \times 1.33 \lambda_0$	4.2	3	4	>4.7	60@4.3 GHz
Fig. 8 [111]	$0.11 \lambda_0 \times 0.016 \lambda_0 \times 1.24 \lambda_0$	4	1.3	15.5	0.9	25@4.6 GHz
Fig. 6 [119]	$0.22 \lambda_0 \times 0.026 \lambda_0 \times 2.23 \lambda_0$	5.2	2.3	5	>7.2	40@5.5 GHz
Fig. 10 [120]	$0.32 \lambda_0 \times 0.018 \lambda_0 \times 3.54 \lambda_0$	7	0.8	13	6.5	37.5@48 GHz
Fig. 10 [57]	$0.22 \lambda_0 \times 0.021 \lambda_0 \times 1.28 \lambda_0$	4.1	1	8	>2.2	35@4.1 GHz

Tabla 3.4: Comparación entre las estructuras óptimas y otros filtros de reciente publicación.

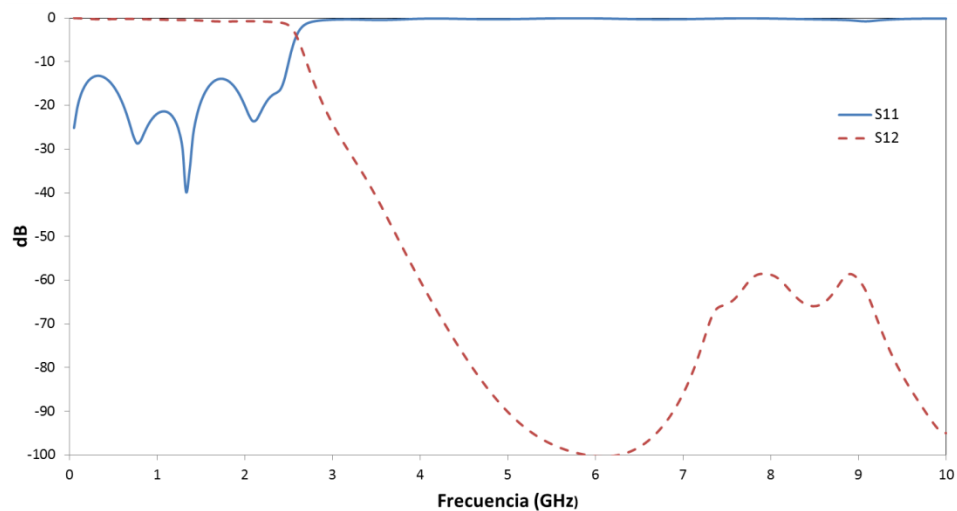


Figura 3.26: Resultados de las simulaciones EM de la estructura EBG convencional con apodización Kaiser de los patrones circulares en el plano de masa (Estructura 1: EBG circular).

A partir del análisis realizado, se seleccionó dos estructuras óptimas para su fabricación y medida. Estas estructuras seleccionadas presentan una respuesta en frecuencia óptima al alcanzar un compromiso entre los valores obtenidos para cada uno de los parámetros analizados. La Fig. 3.24 muestra las fotografías de ambas estructuras. El primer filtro paso-bajo (parte superior de cada fotografía) presenta una estructura KFEBG en el plano de masa apodizada con una distribución de Kaiser y una apodización rectangular en el ancho de la línea microtira con $K = 0.9$, mientras que el segundo filtro (parte inferior de cada fotografía) tiene una doble apodización Cauchy con $K = 1.25$. Los resultados de las simulaciones EM y medidas de ambas estructuras están representados en la Fig. 3.25. Las simulaciones EM muestran un excelente comportamiento de las estructuras seleccionadas como filtro paso-bajo, gracias a los bajos niveles de rizado y las altas pérdidas de retorno en la banda de paso. Las medidas confirman los resultados obtenidos en las simulaciones. Además, los dos filtros seleccionados presentan una elevada reducción de tamaño ($< 74\%$) con respecto a una estructura con una apodización rectangular en los patrones KFEBG.

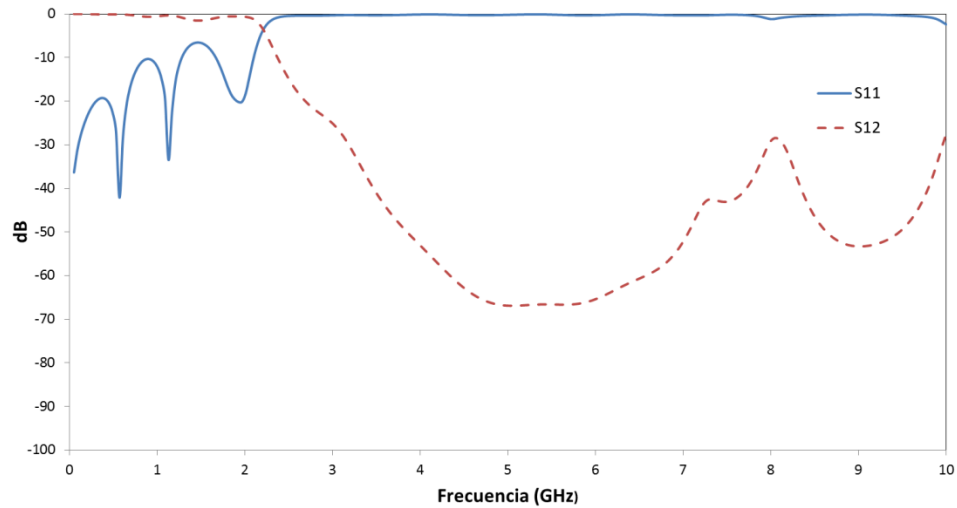


Figura 3.27: Resultados de las simulaciones EM de la estructura EBG convencional con apodización Cauchy de los patrones circulares en el plano de masa (Estructura 2: EBG circular).

	R_i (dB)	R_L (dB)	$MVPB$ (dB)	$BWPB$ (GHz)
Estructura 1: KFEBG	0.68	-14.59	-22.68	2.21
Estructura 1: EBG circular	0.79	-13.22	-20.33	2.53

Tabla 3.5: Comparación de los parámetros más relevantes entre el dispositivo microtira-KFEBG con apodización rectangular/Kaiser ($K=0.9$) y la estructura EBG circular equivalente.

	R_i (dB)	R_L (dB)	$MVPB$ (dB)	$BWPB$ (GHz)
Estructura 2: KFEBG	0.72	-12.21	-20.62	2.08
Estructura 2: EBG circular	1.52	-6.56	-17.13	2.17

Tabla 3.6: Comparación de los parámetros más relevantes entre la estructura microtira-KFEBG con doble apodización Cauchy ($K=1.25$) y la estructura EBG circular equivalente.

En la Tabla 3.4 se comparan los parámetros característicos de ambas estructuras seleccionadas óptimas con respecto a otros resultados obtenidos de filtros EBG y DGS (*Defected Ground Structure*) publicados recientemente y, también, con un filtro paso-

bajo clásico [8], [56], [57], [111], [119]. En esta tabla, λ_0 es la longitud de onda en el espacio libre a la frecuencia de trabajo (f_0) de la banda de rechazo. Se utiliza para obtener el tamaño normalizado en las tres dimensiones (3D) de las distintas estructuras. Cada tamaño normalizado de estructura en de la Tabla 3.4 ha sido calculado para 9 patrones. El parámetro 20 dB *RBW* corresponde al ancho de la banda en frecuencia de la banda de rechazo que se encuentra por debajo de 20 dB, mientras que *SRL* (dB) es el máximo nivel de rechazo en dicha banda. Ambos parámetros permiten evaluar el comportamiento de la banda de rechazo. A partir de la Tabla 3.4, se puede observar que las estructuras optimizadas en este artículo con respecto a otros filtros publicados recientemente consiguen bajos valores de rizado en la banda de paso, altos niveles de pérdidas de retorno (R_L) en la banda de paso, amplia banda de rechazo con un alto nivel de rechazo y un tamaño reducido. Si se compara el conjunto de todos los parámetros, se puede deducir que las estructuras optimizadas en este artículo presentan el mejor compromiso entre prestaciones y tamaño.

La técnica de apodización, como la presentada en este artículo, permite que las estructuras EBG convencionales (con celdas circulares) puedan tener un coeficiente $r/a = 0.5$. Con el fin de comparar las respuestas en frecuencia de las estructuras EBG convencionales con $r/a = 0.5$ con las respuestas de las estructuras KFEBG optimizadas (Fig. 3.25), se simularon dos estructuras EBG convencionales equivalentes a las dos estructuras microtira-KFEBG seleccionadas en este artículo (Fig. 3.24). Para ello, se sustituyeron las celdas fractales por celdas circulares con los mismos valores de radio (r_i), posición en el plano de masa (z/L) y periodos entre celdas (a_i). Los resultados de las simulaciones EM están representados, respectivamente, en las Figs. 3.26 y 3.27 para las estructuras EBG convencionales con apodizaciones Kaiser y Cauchy de los patrones circulares en el plano de masa. Los resultados de esta comparación se muestran en las Tablas 3.5 y 3.6. A partir de estas Tablas, se puede deducir que los dispositivos con estructuras fractales presentan mejores prestaciones que sus equivalentes convencionales, aunque se observa una ligera disminución de la banda de rechazo en los dispositivos fractales.

Conclusiones:

En este artículo, se aplican diferentes funciones de apodización a una estructura microtira-KFEBG (*Koch Fractal Electromagnetic Band Gap*) con un coeficiente $r/a = 0.5$ y se comparan sus respuestas en frecuencia con el fin de seleccionar las mejores estructuras

con un comportamiento de tipo paso-bajo. Para ello, se utilizaron cuatro distribuciones de apodización diferentes. Las funciones de apodización se aplicaron de forma combinada en los patrones fractales de Koch (situados en el plano de masa) y en el ancho de la línea microtira. Se varió la apodización del ancho de la línea microtira con un factor K para ajustar la respuesta en frecuencia del filtro paso-bajo. Para cada valor de K , se analizaron dieciséis posibles combinaciones de apodización con respecto a los siguientes parámetros: reducción de tamaño, nivel de rizado, pérdidas de retorno, valor medio del parámetro S_{11} en la banda de paso y ancho de la banda de paso. Dos estructuras presentaron prestaciones óptimas en la banda de paso y la banda de rechazo. La primera estructura se basa en una apodización con distribución de Kaiser en el plano de masa, combinada con una apodización de distribución rectangular del ancho de línea microtira con $K = 0.9$, mientras que la segunda estructura presenta una doble apodización Cauchy con $K = 1.25$. Las medidas obtenidas de los correspondientes prototipos confirmaron los resultados obtenidos en las simulaciones electromagnéticas.

3.1.5. Resumen del artículo D: Substrate Integrated Waveguide (SIW) with Koch fractal electromagnetic bandgap structures (KFEBG) for bandpass filter design

En este artículo, se proponen, por primera vez, filtros paso-banda de altas prestaciones basados en guías de transmisión de tipo SIW (*Substrate Integrated Waveguide*) y HMSIW (*Half Mode SIW*) con patrones periódicos KFEBG (*Koch Fractal Electromagnetic Band Gap*) grabados en la superficie de la guía. Se mejoran las respuestas de los filtros paso-banda, aplicando una técnica de apodización y modulación a los patrones KFEBG con un coeficiente radio-periodo $r/a \geq 0.5$. El procedimiento empleado en el diseño de estos filtros con patrones periódicos apodizados y modulados utiliza una metodología original, desarrollada para conseguir unas prestaciones óptimas.

Las guías de transmisión de tipo SIW aparecen por primera vez a principios de este siglo [121] - [124]. Desde entonces, han logrado una gran aceptación en la comunidad científica, debido a la cantidad de aplicaciones en la que pueden intervenir [125], [126]. Para entender el funcionamiento de las líneas de transmisión SIW, hay que remontarse a la tecnología de guía-ondas rectangulares (RW, *Rectangular Waveguides*). Los dispositivos basados en la guía RW se caracterizan por sus altas prestaciones, lo que explica su importancia en aplicaciones RF/microondas. Sin embargo, la guía RW

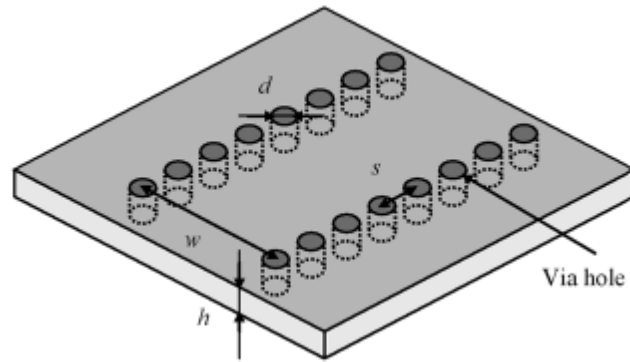


Figura 3.28: Guía de transmisión SIW. Figura extraída de [127].

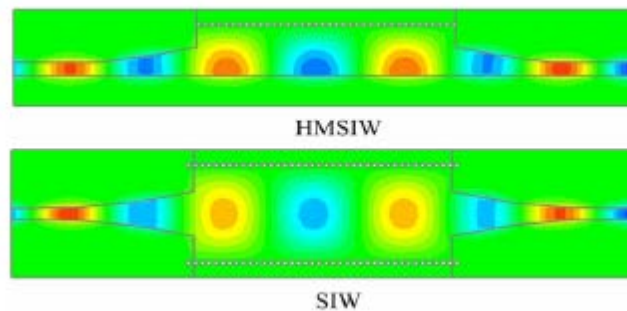


Figura 3.29 Distribución del campo eléctrico en las guías HMSIW y SIW para el modo dominante. Figura extraída de [128].

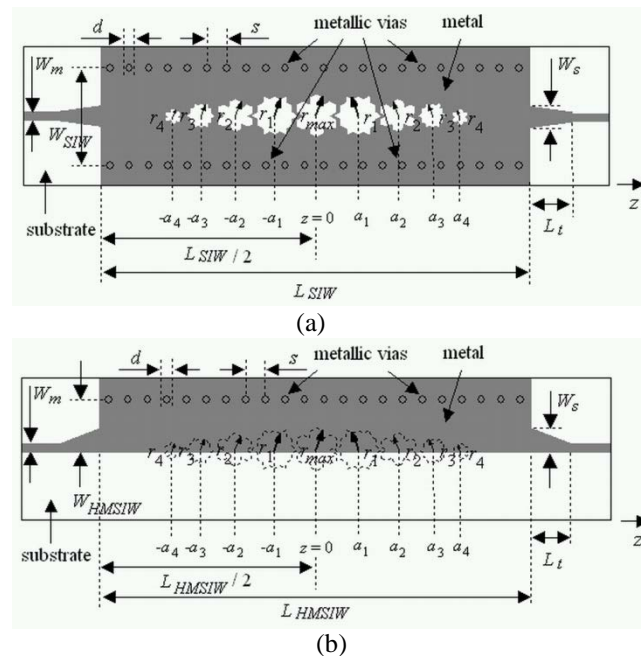


Figura 3.30: Filtros paso-banda propuestos. (a) SIW-KFEBG. (b) HMSIW-KFEBG.

requiere de transiciones de circuitos planos a no planos para la integración de componentes activos y pasivos. Además de poseer un excesivo tamaño y peso, tiene el incon-

veniente de necesitar ajustes mecánicos de alta precisión lo que impide su fabricación en masa. La tecnología SIW es de bajo coste y fácil de integrar con otros circuitos en tecnología planar. Además, las prestaciones de las guías SIW tales como pérdidas de inserción, el factor de calidad y la capacidad de manejar potencia son mejores que las presentadas por guías convencionales microtira y coplanar.

La Fig. 3.28 representa una línea de transmisión SIW. Sus principales elementos son [124]:

- Un sustrato dieléctrico de espesor h .
- Un plano metálico en la parte inferior, correspondiente a la pared inferior de una guía RW.
- Un plano metálico en la parte superior, correspondiente a la pared superior de una guía RW.
- Dos líneas de postes metálicos colocadas de manera equidistante. Estos postes atraviesan el dieléctrico y unen el plano inferior con el plano superior. Estas dos líneas de postes corresponden a las paredes laterales de una guía RW.

La guía HMSIW se obtiene cortando la guía SIW a lo largo de su eje de simetría y se caracteriza por tener solamente una pared lateral formada por postes metálicos ubicados de manera equidistante [128], [129]. Como consecuencia, la guía HMSIW presenta una reducción del ancho de aproximadamente el 50 % con respecto a una guía SIW con las mismas características en frecuencia (Fig. 3.29). En la Fig. 3.29, se puede observar la similitud de la distribución del campo eléctrico en ambas guías. Esto se debe a que en la guía HMSIW, la pared lateral sin postes metálicos actúa como un muro magnético [129], [130].

En este artículo, la respuesta en frecuencia de tipo paso-banda se obtiene combinando las características paso-alto de una guía SIW (HMSIW) [127], [131] con el comportamiento de tipo paso-bajo de una estructura KFEBG con coeficiente $r/a \geq 0.5$. Estos filtros paso-banda presentan un excelente nivel de rechazo debido al número de patrones fractales empleados. Sin embargo, presentan los siguientes inconvenientes: reducido ancho de la banda de rechazo, elevado rizado en la banda de paso y gran tamaño. Para mejorar estas características, como requieren los modernos sistemas microondas de

comunicaciones, se ha aplicado una técnica de apodización sobre la estructura KFEBG como las descritas en los **artículos B y C** de esta tesis (apartados 3.1.3 y 3.1.4).

Metodología:

Los parámetros de diseño que definen una guía de transmisión de tipo SIW (Fig. 3.30) son los siguientes [132]:

- El ancho entre las líneas de postes metálicos: W .
- El diámetro de los postes metálicos: d .
- La altura del substrato dieléctrico: h .
- La distancia entre dos postes metálicos: s .

Estos parámetros también son válidos para la guía HMSIW (Fig. 3.30), con la excepción de que el valor del ancho W_{HMSIW} es aproximadamente la mitad del ancho W_{SIW} .

Las guías SIW y HMSIW deben interconectarse con estructuras planas para proporcionar medios para las medidas y permitir la integración de componentes activos y pasivos y, por consiguiente, requieren de varios tipos de transición. Para facilitar las medidas de los filtros SIW-KFEBG y HMSIW-KFEBG, se utilizó una transición de línea microtira apodizada como en la Fig. 3.30 [133]. Los parámetros utilizados en el diseño de la transición para ambos tipos de guías son:

- El ancho de la línea microtira (diseñada para una impedancia de 50Ω): W_m .
- El ancho final de la apodización de la transición microtira: W_s .
- La longitud total de la transición microtira: L_t .

La guía SIW (HMSIW) tiene propiedades similares a la guía RW, aunque con ciertas diferencias en cuanto a estructura y propagación de ondas [127]. Sin embargo, el modo fundamental en una guía SIW (HMSIW) es equivalente al modo TE_{10} de una guía RW. Las frecuencias de corte del modo fundamental de la guía SIW (HMSIW) $f_{c,SIW}$ ($f_{c,HMSIW}$) se obtienen a partir de las siguientes expresiones [121], [127], [131]:

$$f_{c,SIW} = \frac{c}{2 W_{ef,SIW} \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.14)$$

$$f_{c,HMSIW} = \frac{c}{4 W_{ef,HMSIW} \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.15)$$

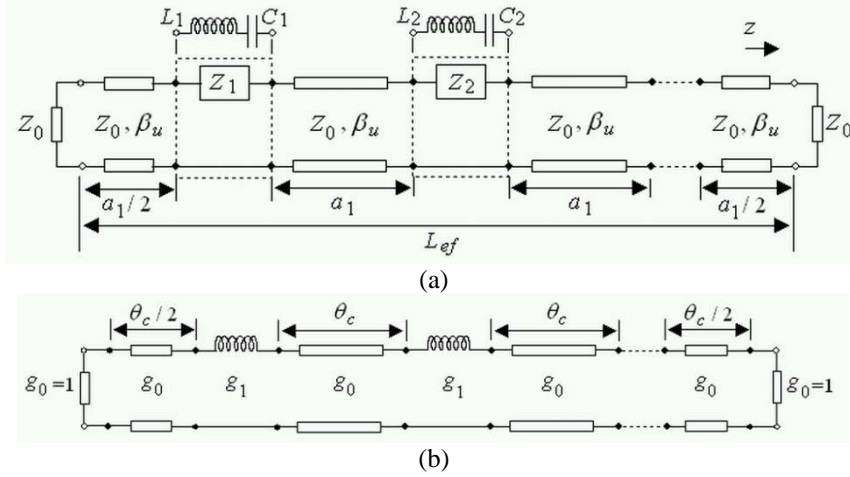


Figura 3.31: Representación de modelos de circuitos equivalentes generalizados. (a) Estructura periódica de un filtro paso-banda. (b) Estructura periódica de un prototipo paso-bajo.

donde c es la velocidad de la luz, ϵ_r es la permitividad relativa del sustrato de espesor h y $W_{ef,SIW}$ y $W_{ef,HMSIW}$ corresponden al ancho efectivo de las líneas SIW y HMSIW, respectivamente. Los anchos efectivos $W_{ef,SIW}$ y $W_{ef,HMSIW}$ se obtienen de los anchos del SIW y HMSIW mediante las siguientes relaciones [127], [131]:

$$W_{ef,SIW} = W_{SIW} - 1.08 \frac{d^2}{s} + 0.1 \frac{d^2}{W_{SIW}} \quad (3.16)$$

$$W_{ef,HMSIW} = \frac{W_{ef,SIW}}{2} + h \left(0.05 + \frac{0.3}{\epsilon_r} \right) \times \ln \left(0.79 \frac{W_{ef,SIW}^2}{4h^3} + \frac{104(W_{ef,SIW}/2) - 261}{h^2} + \frac{38}{h} + 2.77 \right) \quad (3.17)$$

Estas expresiones son válidas para: $s/d < 3$, $d/W_{SIW} < 1/5$, $2.5 \leq W_{HMSIW}(\text{mm}) \leq 10$, $0.254 \leq h(\text{mm}) \leq 2.54$ y $2.2 \leq \epsilon_r \leq 15$.

Los patrones fractales KFEBG se graban en el plano superior o en el plano inferior cuando se combinan, respectivamente, con la guía SIW (Fig. 3.30 (a)) o la guía HMSIW (Fig. 3.30 (b)). Los patrones KFEBG se apodizan mediante las expresiones (3.3) y (3.8), aplicando una distribución de Cauchy (3.10), dado que en el **artículo C** se mostró que mejora la respuesta en frecuencia de filtros paso-bajo basados en estructuras microtira-KFEBG con un coeficiente $r/a = 0.5$ y proporciona una mayor reducción de tamaño, con respecto a otras funciones de distribución.

Los filtros paso-banda propuestos se pueden modelar (Fig. 3.31(a)) mediante una línea de transmisión de longitud L_{ef} , cargada periódicamente de un número N_{eq} de

impedancias Z_i [134]. L_{ef} es la longitud efectiva y se calcula a partir de la expresión (3.6) mediante:

- La longitud L de la estructura KFEBG (patrones fractales) antes de realizar la apodización: $L = \sum_{i=1}^{(N+1)/2} 2a_i$, siendo a_i el periodo entre celdas, definido en la expresión (3.8).
- El área equivalente A_{eq} de la estructura KFEBG apodizada. Para una distribución Cauchy, A_{eq} es igual a 0.57.

Finalmente, N_{eq} es el número de celdas equivalentes tras el proceso de apodización. N_{eq} se obtiene a partir de la longitud efectiva L_{ef} y el periodo entre celdas a_i según la siguiente expresión:

$$N_{eq} = L_{ef} / a_1 \quad (3.18)$$

como consecuencia de haber aplicado la función de apodización con una distribución de Cauchy a la estructura KFEBG, los filtros paso-banda de la Fig. 3.30 se transforma en filtros paso-banda de orden reducido $N_{eq} < N$. El circuito equivalente del filtro paso-banda de la Fig. 3.31(a) no tiene en cuenta las pérdidas y los efectos parásitos entre resonadores. Z_0 y β_u corresponden, respectivamente, a la impedancia característica y la constante de fase de la estructura no alterada (sin KFEBG). La impedancia Z_i corresponde a un patrón fractal KFEBG y está constituida por un circuito serie $L_i C_i$ resonante. En este artículo, hemos elegido la opción de considerar el mismo circuito serie resonante $L_1 C_1$ para todos los patrones fractales KFEBG. De este modo, se puede introducir un procedimiento de diseño basado en el prototipo de filtro paso bajo de la Fig. 3.31(b) [1], donde la impedancia característica de toda la línea de transmisión está escalada al mismo valor que la impedancia de la fuente $g_0 = 1$. Debido a la periodicidad de la estructura SIW-KFEBG (HMSIW-KFEBG), cada patrón KFEBG está compuesta por un circuito resonante $L_1 C_1$ y posee el mismo valor de g_1 , mientras que cada sección de línea de transmisión con longitud a_1 tiene la misma inversión de fase θ_c . Las transformaciones de los parámetros eléctricos entre filtro paso-bajo y filtro paso-banda se obtiene a partir de las siguientes ecuaciones:

$$L_1 = Z_0 \left(\frac{1}{FBW \omega_0} \right) g_1 \quad (3.19)$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 L_1} \quad (3.20)$$

$$a_1 = \frac{\theta_c}{\beta_u} \Big|_{f_2} \quad (3.21)$$

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
W_{SIW}	20	W_m	0.594	r_3	1.708
W_{HMSIW}	10	W_s	2.2	r_4	1.110
D	1	L_t	11	a_1	11.103
S	2	r_{max}	5.551	a_2	9.771
L_{SIW}	66	r_1	4.441	a_3	6.107
L_{HMSIW}	66	r_2	2.776	a_4	3.838

Tabla 3.7: Parámetros geométricos de los filtros paso-banda SIW-KFEBG y HMSIW-KFEBG.

con $FBW = (f_2 - f_1)/f_0$ y $f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$ (f_1 y f_2 corresponden a las frecuencias que delimitan la banda de paso). Mientras que f_2 depende de a_1 , f_1 (la frecuencia del límite inferior de la banda de paso) está vinculada a la frecuencia de corte f_c de la guía SIW o de la guía HMSIW según las ecuaciones (3.16) y (3.17), y será optimizada durante el procedimiento de diseño de manera que $f_c < f_1$.

A partir de unas especificaciones de diseño dadas (ancho de banda, profundidad de la banda de rechazo, etc.) y de la selección de un sustrato, se propone el siguiente procedimiento de diseño de filtros paso-banda SIW-KFEBG (HMSIW-KFEBG):

- Paso 1) Simular el prototipo de filtro paso-bajo (Fig. 3.31(b)). Fijar un valor inicial de g_1 . Obtener N y θ_c optimizando el filtro paso-bajo de acuerdo con el nivel de la banda de rechazo deseado y la frecuencia angular a 3 dB normalizada ($\omega = 1$ rad/s).
- Paso 2) Extraer los parámetros de diseño de la guía SIW (HMSIW) mediante las expresiones (3.14) a (3.17) para $f_c < f_1$.
- Paso 3) Optimizar la transición entre la línea de transmisión microtira y la guía SIW (HMSIW) para $Z_0 = 50 \Omega$ mediante un simulador electromagnético (HFSS). Extraer las dimensiones de la transición (W_s , L_t), β_u (a través de ϵ_{ref}) y calcular L_1 , C_1 y a_1 mediante los valores obtenidos en el Paso 1) junto con las expresiones (3.19) a (3.21).

Paso 4) Extraer los parámetros geométricos del filtro SIW(HMSIW)-KFEBG apodizado mediante las expresiones (3.3), (3.8) y (3.10), junto con los datos extraídos en los pasos anteriores. Simular el filtro pasa-banda SIW(HMSIW)-KFEBG (Fig. 3.31(a)) con el valor de N_{eq} obtenido al aplicar la expresión (3.18). Si se han conseguido las especificaciones de diseño deseadas saltar al Paso 5), si no se han conseguido, variar g_1 y repetir el proceso desde el Paso 1).

Paso 5) Simular el filtro paso-banda SIW(HMSIW)-KFEBG de la Fig. 3.30 mediante un simulador electromagnético con los datos de diseño anteriores.

Paso 6) Finalizar el diseño, optimizando las dimensiones del filtro paso-banda obtenido en el paso anterior a través de un simulador electromagnético para mejorar la respuesta en frecuencia del filtro. Extraer los parámetros geométricos definitivos.

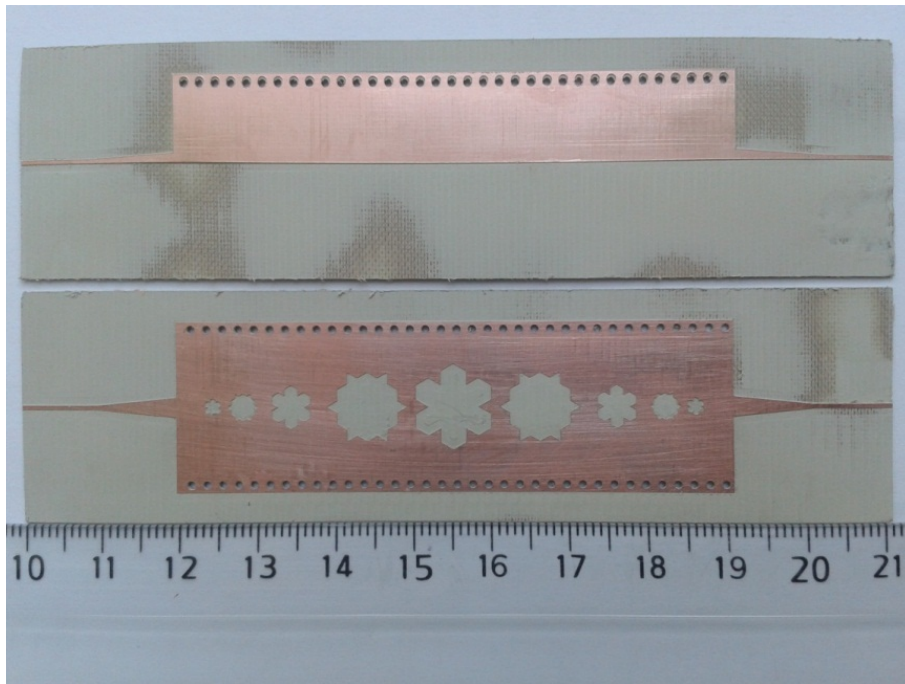
Resultados y principales aportaciones:

Los filtros paso-banda propuestos en este artículo D (Fig. 3.30) se diseñaron siguiendo la metodología descrita en la sección anterior, teniendo en cuenta:

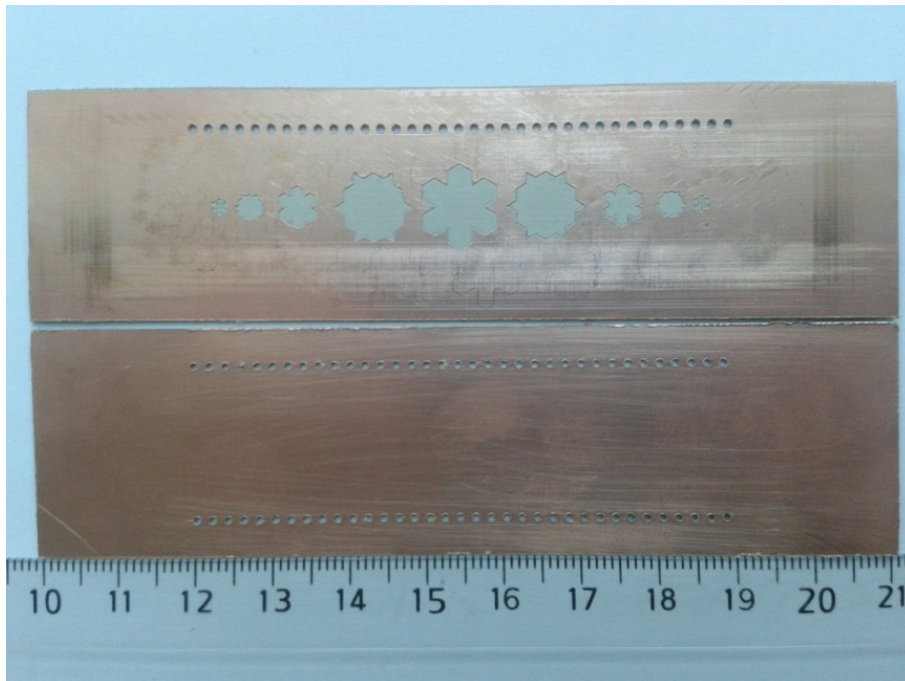
- Un coeficiente $r/a = 0.5$.
- Un sustrato Arlon AD1000 (permitividad $\epsilon_r = 10.2$, $\text{tg}\delta = 0.0023$ a 10 GHz, espesor de sustrato $h = 0.635$ mm y espesor de cobre $t = 17.5$ μm).

y las siguientes especificaciones de diseño:

- Rizado en la banda de paso < 1 dB.
- Pérdidas de inserción $IL < 2$ dB.
- Pérdidas de retorno $RL > 10$ dB.
- Nivel de la banda de rechazo $SRL > 35$ dB a una frecuencia $f_s = 5$ GHz.
- Frecuencia central de la banda de paso $f_0 = 3.4$ GHz.
- Ancho de la banda de paso a 3 dB para el filtro paso-banda SIW-KFEBG $BW = 0.65$ GHz.
- Ancho de la banda de paso a de 3 dB para el filtro paso-banda HMSIW-KFEBG $BW = 0.85$ GHz.

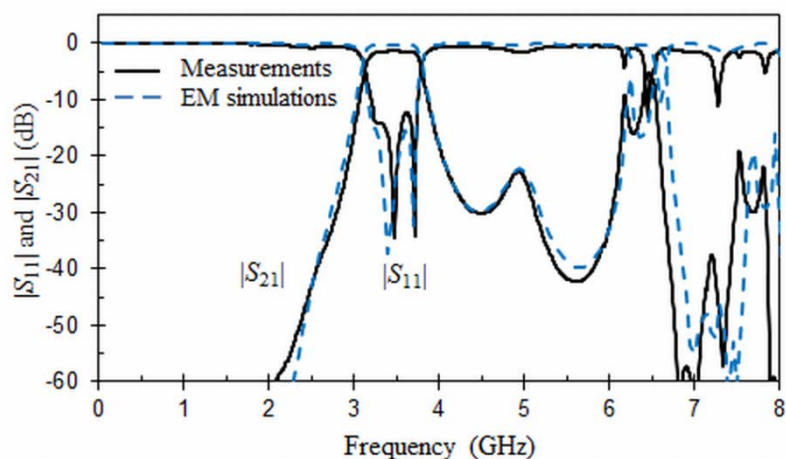


(a)

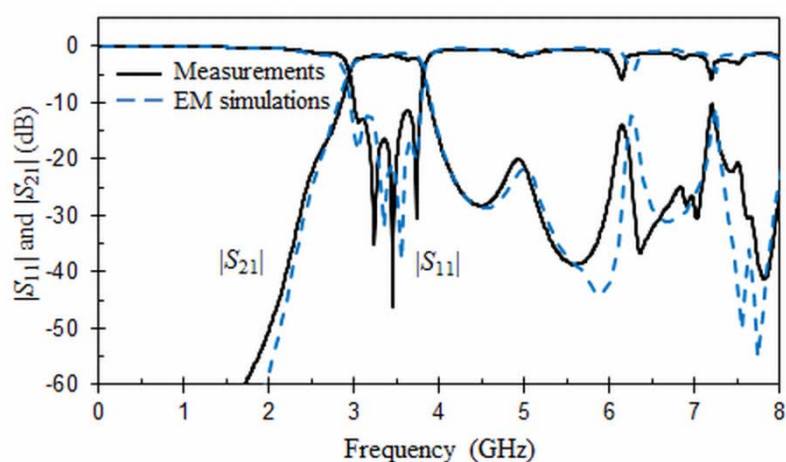


(b)

Figura 3.32: Fotografías de los dos filtros paso-banda propuestos: HMSIW-KFEBG (parte superior de la fotografía) y SIW-KFEBG (parte inferior de la fotografía). (a) Vista superior. (b) Vista inferior.



(a)



(b)

Figura 3.33: Resultados de las simulaciones EM (línea discontinua) y medidas (línea continua) de los filtros paso-banda propuestos. (a) SIW-KFEBG. (b) HMSIW-KFEBG.

	Tamaño	FBW (%)	Ripple (dB)	IL (dB)	RL (dB)	Banda de Rechazo (GHz)	SRL (dB)
Fig. 3(a)	$0.24\lambda_0 \times 0.008\lambda_0 \times 0.75\lambda_0$	18.9	0.5	1.4	12.3	2.4	42@5.6GHz
Fig. 3(b)	$0.15\lambda_0 \times 0.008\lambda_0 \times 0.75\lambda_0$	24.9	0.7	1.8	11.4	2.3	39@5.57GHz
Fig. 22 [54]	$0.52\lambda_0 \times 0.02\lambda_0 \times 1.24\lambda_0$	61.2	1.5	1.3	10	–	50@20GHz
Fig. 12 [58]	$0.33\lambda_0 \times 0.009\lambda_0 \times 0.75\lambda_0$	55	1.4	0.6	9	0.5	53@3.38Hz
Fig. 16 [58]	$0.29\lambda_0 \times 0.009\lambda_0 \times 0.75\lambda_0$	74	1.4	0.5	9	0.5	50@4GHz
Fig. 5 [135]	$0.31\lambda_0 \times 0.035\lambda_0 \times 1.22\lambda_0$	19.6	0.05	3.2	15	4	42@5.6GHz

Tabla 3.8: Comparación entre los filtros propuestos y otros filtros publicados.

A partir de la metodología de diseño se extraen, para ambos filtros, los siguientes datos intermedios: $g_1 = 1$, $N = 9$, $\theta_c = 114.74^\circ$, $\varepsilon_{ref} = 6.3$ y $N_{eq} = 4$. Los parámetros geométricos finales se muestran en la Tabla 3.7. Ambos filtros se fabricaron mediante una microfresadora y se midieron con un analizador de redes vectorial. La Fig. 3.32 muestra las fotografías de los prototipos fabricados.

La Fig. 3.33 muestra los resultados de las medidas y de las simulaciones EM (HFSS) de los filtros paso-banda SIW-KFEBG y HMSIW-KFEBG con los parámetros de diseño de la Tabla 3.7. Se puede observar que ambos filtros paso-banda presentan una buena correlación entre los resultados de las simulaciones EM y las medidas. La frecuencia central de la banda de rechazo $f_s = 5.6$ GHz es ligeramente superior a la propuesta en las especificaciones, ya que la constante de fase β_u se consideró constante e invariante en el modelo equivalente. El número de ceros de reflexión debe ser $N_{eq} = 4$. Sin embargo, el número de ceros de reflexión para el filtro SIW-KFEBG (Fig. 3.33(a)) no coincide con este valor. En este filtro, se producen acoplamientos débiles entre resonadores y, por ello, dos ceros se han volvieron complejos. En el caso del filtro HMSIW-KFEBG (Fig. 3.33(b)), los acoplamientos son más importantes, dado que los resonadores son atravesados por campos de efecto marginal. La frecuencia central de la banda de paso es aproximadamente $f_0 = 3.4$ GHz para ambos filtros paso-banda. Las medidas de las pérdidas de inserción para los filtros SIW-KFEBG y HMSIW-KFEBG son, respectivamente, $IL = 1.4$ dB e $IL = 1.8$ dB, incluyendo pérdidas adicionales de los adaptadores SMA. Las pérdidas de retorno RL son superiores a 11.4 dB para ambos filtros. El nivel de la banda de rechazo SRL es superior a 20 dB para ambos filtros paso-banda hasta que aparecen las bandas de espurios por encima de 6 GHz.

En la Tabla 3.8 se comparan las prestaciones de los filtros propuestos con otros diseños de filtros SIW-EBG [54], [58] y, también, con un filtro pasa banda SIW-Chebyshev [135]. En esta tabla, λ_0 es la longitud de onda en el espacio libre para la frecuencia central (f_0) de la banda de paso. Para poder comparar los tamaños de los distintos filtros, todas las estructuras se normalizan en las tres dimensiones con respecto a λ_0 y se calculan los tamaños para 9 patrones. A partir de la Tabla 3.8, se puede observar que los filtros propuestos en este artículo presentan mejores prestaciones en tamaño, rizado, pérdidas de retorno (RL) y ancho de banda de rechazo que los filtros SIW-EBG publicados [54], [58]. También presentan un menor tamaño y menos pérdidas de inserción (IL) que el filtro paso-banda SIW-Chebyshev [135].

Conclusiones

En este artículo, se aplica una nueva metodología de diseño de filtros paso-banda a guías SIW (*Substrate Integrated Waveguide*) y HMSIW (*Half Mode SIW*), con patrones periódicos KFEBG (*Koch Fractal Electromagnetic Band Gap*) grabados en la superficie de la guía. Estos patrones KFEBG permiten conseguir un coeficiente radio-periodo $r/a \geq 0.5$, imposible lograr con patrones convencionales circulares. La respuesta en frecuencia de tipo paso-banda se obtiene combinando las características paso-alto de la guía SIW (HMSIW) con las de paso-bajo de los patrones periódicos KFEBG con $r/a \geq 0.5$. Para mejorar la respuesta de estos filtros paso-banda (SIW-KFEBG y HMSIW-KFEBG), se aplica una técnica de apodización y se ajusta el periodo entre patrones fractales de Koch, según una función de distribución de Cauchy. Ambos filtros paso-banda SIW-KFEBG y HMSIW-KFEBG presentan interesantes prestaciones como mostraron las medidas de sus pérdidas de inserción ($IL < 1.7\text{dB}$) y pérdidas de retorno ($RL > 11.4$). Además, poseen un elevado nivel de rechazo ($SRL > 39\text{dB}$) en la banda eliminada gracias a la presencia de nueve patrones KFEBG.

3.1.6. Conclusiones primer bloque de artículo

En este primer bloque de artículos, se presentan por primera vez la estructura KFEBG (*Koch Fractal Electromagnetic Band Gap*). La estructura KFEBG es un EBG (*Electromagnetic Band Gap*) formado por patrones periódicos basados en curvas fractales de Koch de primer nivel. La estructura periódica KFEBG se puede diseñar con un coeficiente radio-periodo $r/a > 0.5$, imposible lograr con patrones convencionales. Además, se analiza y se mejora la respuesta en frecuencia de estructuras KFEBG con $r/a > 0.5$ cuando se combina con:

- Una línea de transmisión microtira.
- Una guía de transmisión SIW (*Substrate Integrated Waveguide*) y una guía de transmisión HMSIW (*Half Mode SIW*).

En el **artículo A**, se describe el proceso de construcción de una estructura KFEBG unidimensional (1D). Se analiza y compara su respuesta en frecuencia con respecto a estructuras microtira-EBG convencionales (con patrones circulares) en tecnología microtira, en función de diferentes valores del coeficiente r/a . Cuando el coeficiente $r/a < 0.5$, la estructura microtira-KFEBG presenta el mismo comportamiento que una estructura microtira-EBG convencional, mientras que cuando $r/a > 0.5$, la estructura

microtira-KFEBG presenta una amplia banda de rechazo que podría ser útil en el diseño de filtros de tipo paso-bajo.

En el **artículo B**, se analiza la respuesta en frecuencia de una estructura microtira-KFEBG unidimensional, apodizada mediante una distribución Kaiser con $r/a = 0.55$. También, se apodiza el ancho de la línea microtira y se modula el periodo entre celdas para mantener constante en el valor 0.55 el coeficiente r/a . La estructura doblemente apodizada y modulada presenta menor rizado en la banda de paso, menores pérdidas por radiación y una longitud menor que la estructura microtira-KFEBG inicial desarrollada en el **artículo A** (sin apodización), lo que la hace interesante como filtro EBG paso-bajo.

En el **artículo C**, de un modo similar al **artículo B**, se analiza la respuesta en frecuencia paso-bajo de distintas estructuras microtira-KFEBG 1D doblemente apodizadas y moduladas en el periodo entre patrones para mantener constante el coeficiente $r/a = 0.5$. El objetivo del análisis consiste en conseguir una excelente respuesta en frecuencia paso-bajo, al mismo tiempo que una reducción del tamaño del filtro. Para ello, se aplicó diferentes funciones de distribución moduladas tanto en los patrones KFEBG como en la anchura de la línea microtira. Como consecuencia del análisis, se pudo seleccionar dos filtros óptimos paso-bajo microtira-KFEBG. El primer filtro presenta una apodización Kaiser en el plano de masa y una apodización rectangular en el ancho de la línea microtira y el segundo posee una doble apodización Cauchy.

En el **artículo D**, se aplica una nueva metodología de diseño de filtros paso-banda, basados en guías SIW (*Substrate Integrated Waveguide*) y HMSIW (*Half Mode SIW*) con patrones periódicos KFEBG (*Koch Fractal Electromagnetic Band Gap*) grabados en sus superficies. Con el fin de mejorar las respuestas de los filtros paso-banda SIW-KFEBG y HMSIW-KFEBG, se utilizaron los conocimientos adquiridos en los artículos anteriores, realizando una apodización Cauchy a los patrones KFEBG con una modulación del periodo entre celdas para mantener el coeficiente $r/a = 0.5$. Ambos filtros paso-banda SIW-KFEBG y HMSIW-KFEBG presentan excelentes respuestas en frecuencia y un reducido tamaño con respecto a otros filtros SIW-EBG publicados.

3.2 Estructuras de filtros basados en resonadores de anillos abiertos de tipo SRR

3.2.1. Introducción

En este segundo bloque de artículos se analizan y diseñan nuevas estructuras metamateriales basadas en resonadores de anillos abiertos SRR (*Split Ring Resonator*) y en una variante de ésta denominada OSRR (*Open Split Ring Resonator*). En el capítulo 2, se definió la celda SRR como un resonador eléctricamente pequeño. Esta celda (Fig. 3.34) está formada por dos anillos metálicos concéntricos con aperturas en oposición.

El comportamiento electromagnético del SRR ha sido estudiado en los artículos [10], [85], [88], [136], [137]. En estos artículos, se muestra que si una celda SRR es excitada por un campo magnético externo (o local) variable en función de la frecuencia paralelamente al eje z (Fig. 3.34), aparecerá una fuerza electromotriz alrededor de los anillos. Dado que la celda es eléctricamente pequeña a la frecuencia de trabajo, las líneas de corrientes inducidas pasarán de un anillo a otro a través de los *gaps* capacitivos entre los anillos. La intensidad de la corriente total que fluye en ambos anillos es la misma para cualquier sección transversal de la celda SRR. Además, la celda SRR puede ser excitada por un campo eléctrico variable polarizado en el sentido del eje y (fig. 3.34(a)) [85]. La celda SRR se comporta como un circuito resonante LC paralelo que puede ser excitado por un campo magnético externo. L y C modelan, respectivamente, el comportamiento inductivo introducido por los conductores metálicos que conforman los anillos y la capacidad entre anillos metálicos. En la Fig. 3.34(b) se presenta el modelo equivalente propuesto en [85]. En este modelo, la frecuencia de resonancia f_0 puede ser calculada a partir de la inductancia L_s y la capacidad C_s . Los parámetros del circuito equivalente vienen dados por las siguientes expresiones:

$$C_0 = 2\pi r C_{pul} \quad (3.22)$$

$$C_s = \frac{\pi r C_{pul}}{2} \quad (3.23)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad (3.24)$$

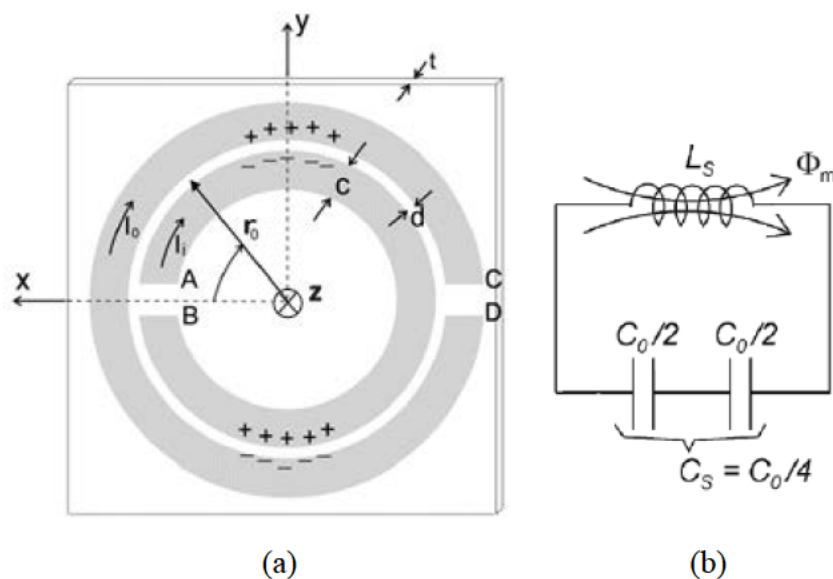


Figura 3.34: Celda SRR. (a) Vista superior. (b) Circuito equivalente. Figuras extraídas de [137] y [85], respectivamente.

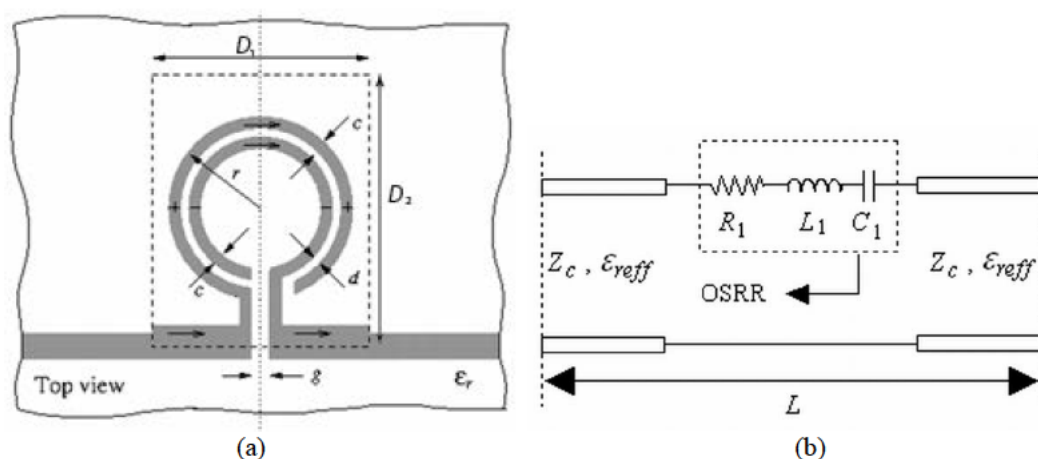


Figura 3.35: Celda OSRR excitada por una línea microtira. (a) Vista superior. (b) Circuito equivalente.

donde C_0 representa la capacidad total entre anillos, C_s la conexión serie de las capacidades de la mitad superior y la mitad inferior de la celda SRR. Tanto para el cálculo de C_0 como de C_s , se tiene en cuenta la capacidad estática por unidad de longitud C_{pul} entre dos secciones metálicas paralelas de ancho c y distancia d (Fig 3.34(a)) [10], [88]. La inductancia L_s se puede aproximar a la de un anillo con un radio r_0 (valor medio entre los radios exterior e interior de los anillos que forman la celda SRR y ancho c) [88]. Cuando se excita una celda SRR, ésta presenta varias frecuencias de resonancia, pero solamente la primera de ellas nos proporciona un resonador eléctricamente pequeño. La celda SRR se comportará como un resonador eléctricamente pequeño si el espacio entre

conductores d (*gap*) es lo suficientemente pequeño de manera que la capacidad C_s tome valores elevados. Como consecuencia, la longitud de onda a la frecuencia de resonancia f_0 será superior al tamaño de la celda SRR.

La celda OSRR (Fig.3.35(a)) [14] (*Open Split Ring Resonator*) es una evolución de la celda SRR. Presenta una topología abierta, de modo que para excitar el resonador mediante una fuente de corriente o de tensión, se necesita un terminal de entrada y otro de salida conectados directamente al resonador. En la Fig. 3.35 (a), la celda OSRR está compuesta por dos anillos concéntricos, abiertos en su parte inferior y conectados en serie con una línea de transmisión microtira. En el plano de masa, se abre una ventana $D_1 \times D_2$ situada por debajo de los anillos con el fin de no perturbar el comportamiento electromagnético de la celda OSRR. El modelo equivalente de una celda OSRR [14] se muestra en la Fig. 3.35(b). Este modelo está compuesto por un circuito resonante $R_1L_1C_1$ serie. Los valores de R_1 y L_1 son los mismos que para una celda SRR con sustrato (ϵ_r) y dimensiones (r , c , d) idénticos: $R_1 = R_{SRR}$ y $L_1 = L_{SRR}$. Cuando la celda OSRR es excitada, la capacidad entre los anillos interior y exterior se calcula a través de dos capacidades iguales ($2 C_1$), asociadas a cada mitad de la celda OSRR. Por ello, el valor de la capacidad para una celda OSRR (C_1) es cuatro veces mayor que para la celda SRR: $C_1 = 4 C_{SRR}$ [14]. Como consecuencia, la celda OSRR presenta una longitud eléctrica inferior a la celda SRR con sustrato y dimensiones idénticos. Esta reducción la hace idónea para su utilización en el desarrollo de filtros compactos en el rango de las microondas y en tecnología planar.

3.2.2. Resumen del artículo E: *Double-sided open Split ring resonator for compact microstrip band-pass filter design*

En este artículo, se presenta por primera vez una nueva celda metamaterial denominada DOSRR (*Double-Sided Open Split Ring Resonator*), excitada con una línea microtira. Esta estructura combina dos celdas OSRR (*Open Split Ring Resonator*) alineadas entre sí de manera opuesta en las dos caras de un sustrato (Fig. 3.36). La celda OSRR situada en el plano de masa se encuentra dentro de una ventana grabada en el mismo plano (Fig. 3.36(b)). Esta celda permite desarrollar nuevos filtros compactos paso-banda, compuestos por varias celdas DOSRR en cascada o en combinación con celdas OSRR.

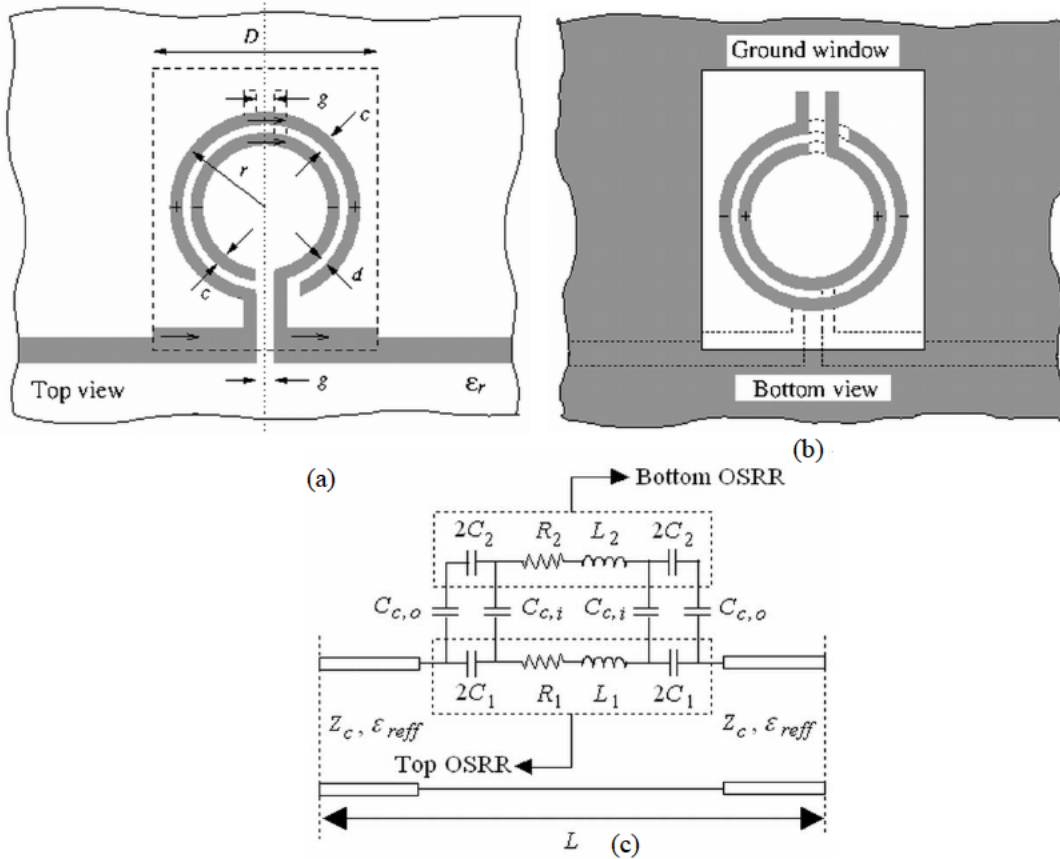


Figura 3.36: Celda DOSRR excitada por una línea microtira. (a) Vista superior. (b) Vista inferior (plano de masa). (c) Circuito equivalente.

El nivel de rechazo en los filtros paso-banda compuestos de varias celdas OSRR en cascada depende del número de celdas [14]. Por ello, para aumentar el nivel de rechazo, hay que incrementar la longitud del filtro. Con respecto a una celda OSRR, una celda DOSRR, con las mismas dimensiones, proporciona un cero de transmisión a una frecuencia superior a la frecuencia del polo de transmisión. Como consecuencia, los filtros paso-banda basados en varias celdas DOSRR en cascada presentarán un nivel de rechazo mayor que un filtro con idéntico número de celdas OSRR y, por consiguiente, requerirán menos celdas en cascada para alcanzar cualquier valor de éste. Sin embargo, la respuesta en frecuencia de un filtro paso-banda compuesto de varias celdas DOSRR en cascada presenta bandas de espurios a frecuencias superiores a la banda de paso. Para eliminar estas bandas de espurios sin aumentar el tamaño del filtro, se proponen dos estrategias de diseño:

- Por un lado, sustituir las ventanas cuadradas, grabadas en el plano de masa de las celdas DOSRR, por ventanas circulares. Esta estrategia permite des-

plazar las bandas de espurios a frecuencias superiores sin afectar al ancho de la banda de paso.

- Por otro lado, se graban ranuras en forma de U en la línea de transmisión microtira [138]. Estas ranuras permiten añadir nuevos ceros de transmisión de forma controlada.

La combinación de ambas estrategias ha permitido la implementación de un filtro microtira pasa-banda de tercer orden basado en tres celdas DOSRR en cascada, con una amplia y profunda banda de rechazo.

Metodología:

Del mismo modo que para la celda OSRR [14], la respuesta en frecuencia de una celda DOSRR se puede describir mediante un circuito equivalente como el que se muestra en la Fig. 3.36(c). En este circuito equivalente, el anillo exterior del OSRR situado en el plano superior es excitado por la línea microtira, mientras que el anillo interior (plano superior) es excitado por el desplazamiento de corriente que fluye a través de la ranura d entre ambos anillos. De esta manera, la celda OSRR superior trabaja como un circuito resonante $R_1L_1C_1$ serie, mientras que los anillos exterior e interior del OSRR situado en el plano de masa están acoplados con el plano superior a través de las capacidades de acoplo $C_{c,o}$ y $C_{c,i}$. El circuito serie $R_2L_2C_2$ serie corresponde a la celda OSRR inferior. En este modelo, ϵ_{reff} y Z_c representan la permitividad efectiva y la impedancia característica de la línea de transmisión, respectivamente. D es la longitud de la ventana grabada en el plano de masa y L es la longitud de la celda. Para obtener los valores de inductancia y capacitancia del modelo equivalente propuesto, se asume que ambos OSRRs (plano superior y plano de masa) tienen las mismas dimensiones y que los valores $R_iL_iC_i$ serie ($i = 1$ para el OSRR de la parte superior e $i = 2$ para el OSRR del plano de masa) son los mismos. Los valores $R_iL_iC_i$ se extraen a partir del modelo equivalente de la celda OSRR propuesto en [14]. Los valores de $C_{c,o}$ y $C_{c,i}$ se pueden calcular a partir de las siguientes expresiones [139]:

$$C_{c,o} = \frac{1}{4} \left[\frac{\epsilon_0 \epsilon_r \pi (r^2 - (r-c)^2)}{h} + \epsilon_0 \epsilon_r r \left(\ln \frac{16 \pi r}{h} - 1 \right) - \epsilon_0 \epsilon_r (r-c) \left(\ln \frac{16 \pi (r-c)}{h} - 1 \right) \right] \quad (3.25)$$

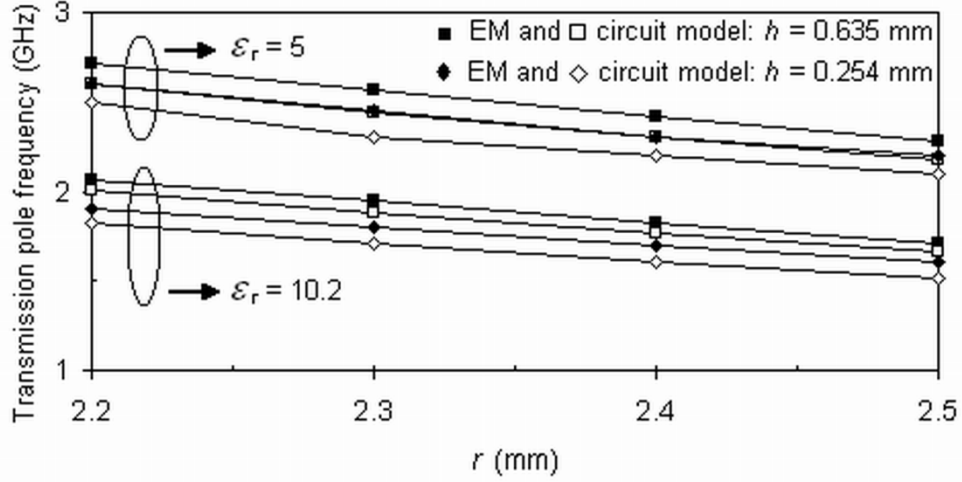


Figura 3.37: Frecuencias del polo de transmisión (f_p) obtenidas a partir de las simulaciones EM y del circuito equivalente para una celda DOSRR en función del radio exterior (r), del espesor de sustrato (h) y de la permitividad del sustrato (ϵ_r).

$$C_{c,i} = \frac{1}{4} \left[\frac{\epsilon_0 \epsilon_r \pi \left((r-c-d)^2 - (r-2c-d)^2 \right)}{h} + \epsilon_0 \epsilon_r (r-c-d) \right. \\ \left. \cdot \left(\ln \frac{16 \pi (r-c-d)}{h} - 1 \right) - \epsilon_0 \epsilon_r (r-2c-d) \left(\ln \frac{16 \pi (r-2c-d)}{h} - 1 \right) \right] \quad (3.26)$$

donde r , c , y d corresponden a las dimensiones de los anillos que componen ambos OSRR. Estas relaciones se consiguieron a partir de aquellas utilizadas en [139] para calcular, de manera aproximada, las capacidades de discos planos paralelos, excepto el factor de escala $1/4$ que se determinó a posteriori, después de realizar varias simulaciones electromagnéticas.

Resultados y principales aportaciones:

Para verificar el modelo equivalente propuesto para la celda DOSRR (Fig. 3.36.(c)), se realizaron varias simulaciones electromagnéticas y con circuitos equivalentes mediante herramientas comerciales de simulación (ADS y HFSS). En estas simulaciones se varió: el radio externo ($2.2 \text{ mm} \leq r \leq 2.5 \text{ mm}$), el espesor del sustrato ($h = 0.254$ y $h = 0.635$) y la permitividad relativa ($\epsilon_r = 5$ y $\epsilon_r = 10.2$). Para realizar las simulaciones, se asumió que la estructura DOSRR no tiene pérdidas ($R = 0 \Omega$) y se fijaron los siguientes valores: $c = 0.3 \text{ mm}$, $d = 0.25 \text{ mm}$, $g = 0.5 \text{ mm}$ y $D = 9 \text{ mm}$. La impedancia característica de la línea microtira fue de 50Ω .

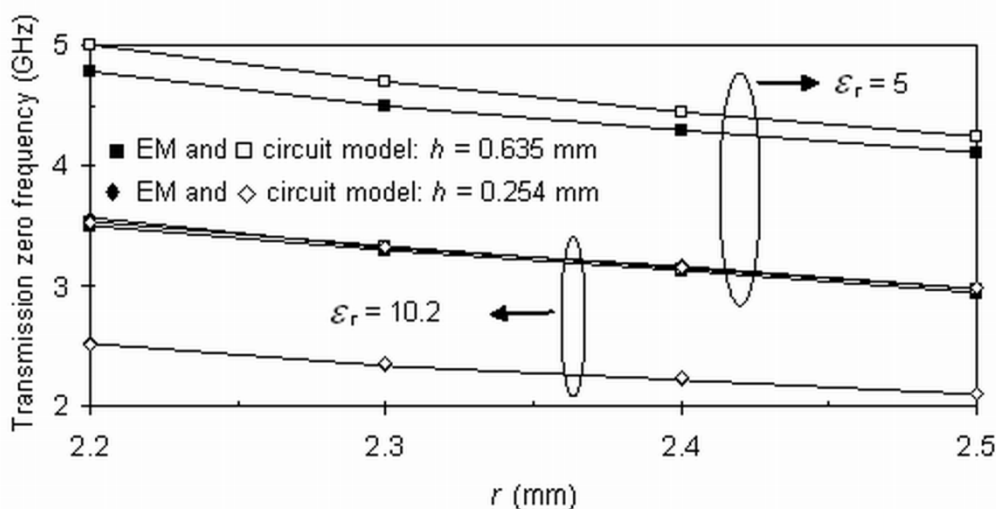


Figura 3.38: Frecuencias del cero de transmisión (f_z) obtenidas a partir de las simulaciones EM y del circuito equivalente para una celda DOSRR en función del radio exterior (r), del espesor de sustrato (h) y de la permitividad del sustrato (ϵ_r).

$\epsilon_r = 10.2$ y $h = 0.635$ mm					$\epsilon_r = 10.2$ y $h = 0.254$ mm			
r (mm)	L (nH)	C (pF)	$C_{c,o}$ (pF)	$C_{c,i}$ (pF)	L (nH)	C (pF)	$C_{c,o}$ (pF)	$C_{c,i}$ (pF)
2.2	7.487	0.864	0.165	0.132	7.487	0.72	0.377	0.289
2.3	8.038	0.916	0.172	0.14	8.038	0.76	0.394	0.306
2.4	8.595	0.964	0.179	0.147	8.595	0.804	0.411	0.323
2.5	9.158	1.012	0.186	0.154	9.158	0.844	0.428	0.34
$\epsilon_r = 5$ y $h = 0.635$ mm					$\epsilon_r = 5$ y $h = 0.254$ mm			
r (mm)	L (nH)	C (pF)	$C_{c,o}$ (pF)	$C_{c,i}$ (pF)	L (nH)	C (pF)	$C_{c,o}$ (pF)	$C_{c,i}$ (pF)
2.2	7.487	0.468	0.081	0.065	7.487	0.404	0.185	0.142
2.3	8.038	0.496	0.084	0.068	8.038	0.428	0.193	0.15
2.4	8.595	0.52	0.088	0.072	8.595	0.452	0.201	0.158
2.5	9.158	0.548	0.091	0.075	9.158	0.472	0.21	0.167

Tabla 3.9: Valores de L y C de los diferentes modelos de circuito equivalente de la celda DOSRR utilizados en las simulaciones (Figs. 3.37 y 3.38).

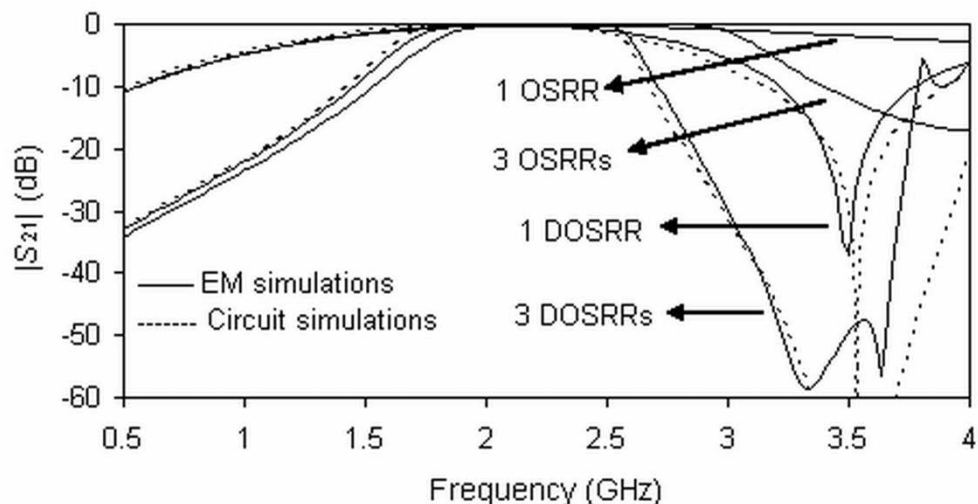


Figura 3.39: Resultados de S_{21} obtenidos para diferentes filtros paso-banda con celdas DOSRR y OSRR (en línea discontinua simulación circuital y en línea continua simulación EM).

Las Figs. 3.37 y 3.38 representan, respectivamente, la evolución de la frecuencia del polo de transmisión (f_p) y del cero de transmisión (f_z) en función del radio exterior (r), del espesor de sustrato (h) y de la permitividad del sustrato (ϵ_r). Para las simulaciones con el circuito equivalente (Fig. 3.36(c)), se utilizaron los valores de L y C de la Tabla 3.9. Los errores relativos medios entre ambos tipos de simulación para las frecuencias del polo de transmisión (f_p) y del cero de transmisión (f_z) son del 4 % y el 1.4 %, respectivamente. Como se puede comprobar en los resultados de las simulaciones de las Figs. 3.37 y 3.38, el cero de transmisión aparece siempre por encima de la frecuencia del polo de transmisión.

La celda DOSRR permite diseñar filtros paso-banda. Para ello, se sitúan varias celdas DOSRR en cascada, acopladas en serie a una línea microtira. La Fig. 3.39 muestra los resultados obtenidos a partir de las simulaciones (S_{21}) electromagnéticas y con circuitos equivalentes de una celda DOSRR y de tres celdas DOSRR en cascada. En la misma Fig. 3.39, se representa los resultados de las simulaciones EM de los respectivos filtros paso-banda con celdas OSRR (con las mismas dimensiones que las celdas DOSRR). Para los diseños del circuito equivalente, se consideraron las celdas DOSRR y OSRR sin pérdidas $R = 0 \Omega$ y los siguientes valores de elementos: $L = 7.487$ nH, $C = 0.864$ pF, $C_{c,o} = 0.165$ pF y $C_{c,i} = 0.132$ pF. Como se puede observar en la Fig. 3.39,

existe una buena correlación entre las simulaciones electromagnéticas y las simulaciones con el circuito equivalente para los filtros basados en celdas DOSRR hasta la frecuencia del cero de transmisión. A frecuencias superiores a la frecuencia del cero de transmisión aparecen diferencias, debido a que el modelo equivalente propuesto es demasiado simple (éste no tiene en cuenta efectos de orden superior). Con respecto a los filtros con celdas OSRR, los filtros basados en DOSRR presentan una reducción del ancho de banda. Para ambos filtros, la profundidad del nivel de rechazo depende del número de celdas en cascada. La celda DOSRR facilita el diseño de filtros paso-banda compactos, debido a que los filtros paso-banda OSRR necesitan un mayor número de celdas en cascada para conseguir la misma profundidad de rechazo que aquellos con celdas DOSRR. Para una frecuencia de resonancia $f_0 = 2$ GHz, la longitud de onda en la línea microtira es de $\lambda = 58$ mm ($\epsilon_{r,eff} = 6.7$) y la longitud del filtro con tres celdas DOSRR es $\lambda/2$, considerando $D = 9$ mm y dos secciones de línea microtira de 50Ω de 1 mm de longitud.

Para verificar las prestaciones de la celda DOSRR, se fabricaron y midieron dos filtros pasa-banda con las siguientes configuraciones:

- El primer filtro se compone de una línea microtira (50Ω), una celda OSRR, una celda DOSRR, una celda OSRR y una línea microtira (50Ω) en cascada. Este filtro se denotará en adelante OSRR-DOSRR-OSRR.
- El segundo filtro está formado por una línea microtira (50Ω), tres celdas DOSRR y una línea microtira (50Ω) en cascada. Este filtro se indicará en adelante DOSRR-DOSRR-DOSRR o tres celdas DOSRR en cascada.

Solamente se ha representado en la Fig. 3.40 el filtro DOSRR-DOSRR-DOSRR. Para la fabricación de ambos filtros, se utilizó un sustrato de Arlon AD1000 ($\epsilon_r = 10.2$, $\text{tg } \delta = 0.0023$ a 10 GHz, espesor de sustrato $h = 0.635$ mm y espesor de cobre $t = 17.5 \mu\text{m}$). Las dimensiones de las celdas DOSRR (Fig 3.36.(c)) y OSRR [14] se obtuvieron de sus respectivos modelos equivalentes, considerando las siguientes valores de elementos: $R = 0 \Omega$, $L = 7.487$ nH, $C = 0.864$ pF, $C_{c,o} = 0.165$ pF y $C_{c,i} = 0.132$ pF. Las dimensiones y la estructura del filtro DOSRR- DOSRR-DOSRR están representadas en la Fig.3.40. Las dimensiones de la Fig. 3.40 se preservaron para el filtro OSRR-DOSRR-OSRR. Las medidas se realizaron mediante un analizador de redes vectorial (R&S ZVA) y una transición coaxial-microtira (Anritsu 3680 K), calibrados entre 0.01 GHz y 6 GHz.

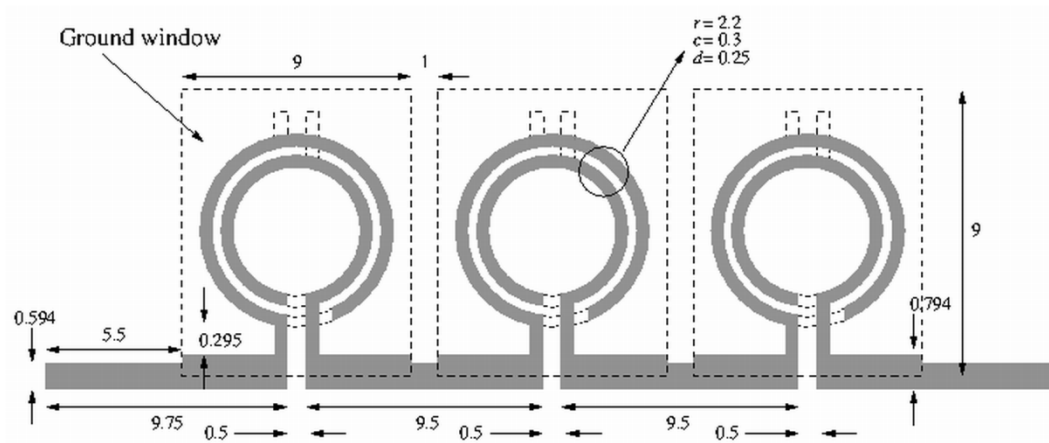


Figura 3.40: Filtro paso-banda con tres celdas DOSRR en cascada (dimensiones en mm).

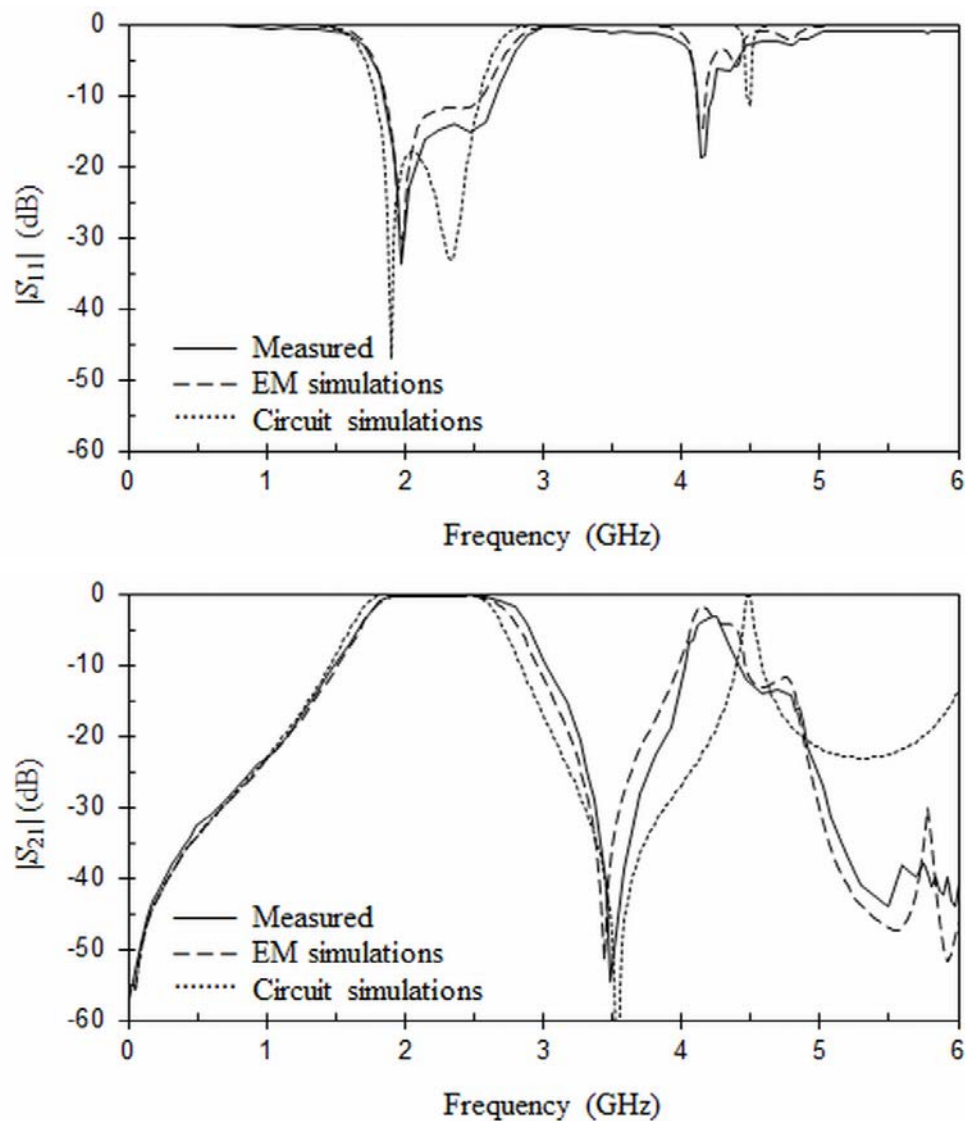


Figura 3.41: Parámetros S obtenidos a partir de simulaciones y medidas del filtro paso-banda con una configuración OSRR-DOSRR-OSRR.

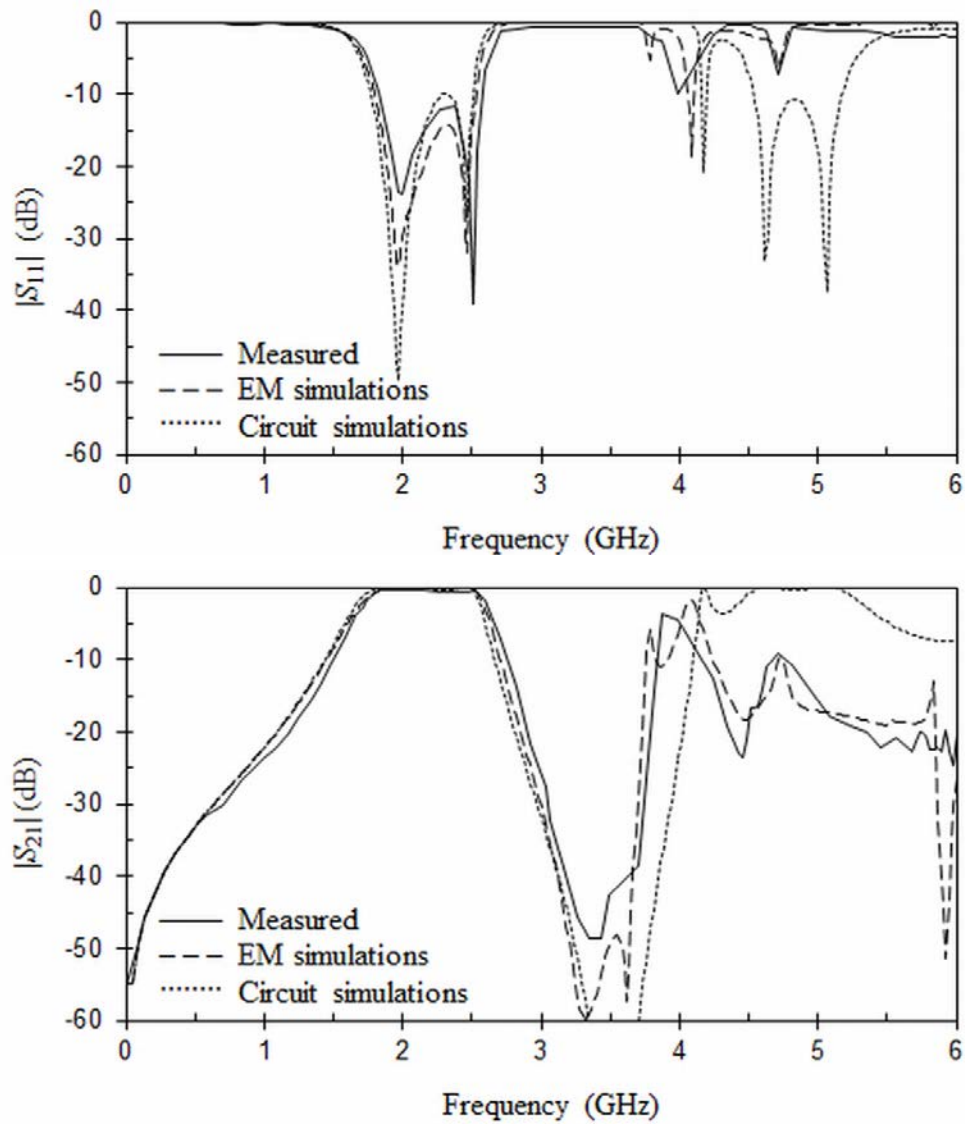


Figura 3.42: Parámetros S obtenidos a partir de simulaciones y medidas del filtro paso-banda con una configuración DOSRR-DOSRR-DOSRR.

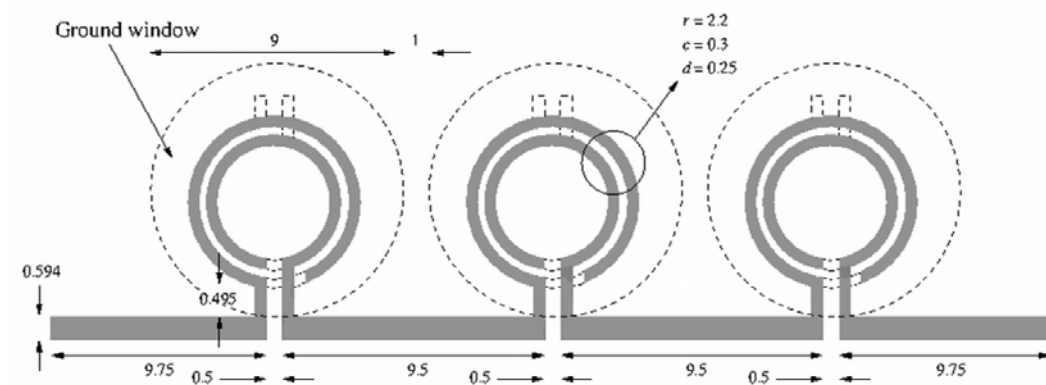


Figura 3.43: Filtro paso-banda con tres celdas DOSRR en cascada y ventanas circulares grabadas en el plano de masa (dimensiones en mm).

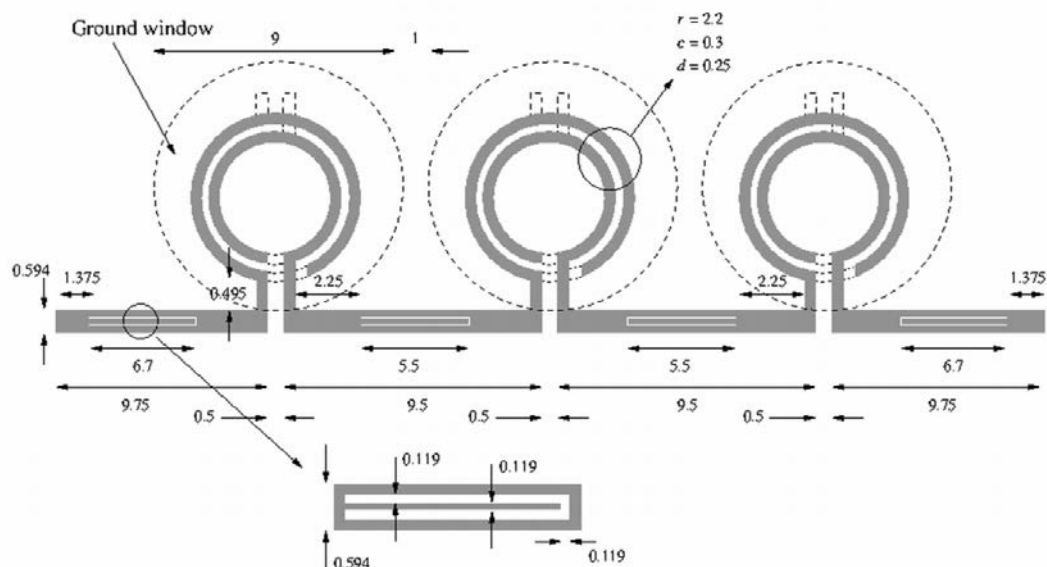


Figura 3.44: Filtro paso-banda con tres celdas DOSRR en cascada, ventanas circulares grabadas en el plano de masa y ranuras en forma de U en la línea microtira (dimensiones en mm).

Los resultados de las medidas para ambos filtros paso-banda (OSRR-DOSRR-OSRR y DOSRR-DOSRR-DOSRR), así como los resultados de las simulaciones EM y del circuito equivalente, están representados en las Figs. 3.41 y 3.42. En ambas figuras, se puede observar que las medidas y las simulaciones coinciden cuando la frecuencia es inferior a 4 GHz. A frecuencias superiores, aparecen bandas de espurios como en muchos filtros paso-banda con resonadores [14], [98]. El circuito equivalente no funciona, dado que numerosos fenómenos (inductancias mutuas, resonancias de orden superior, etc.) no han sido consideradas en el modelo. A pesar de ello, estos circuitos equivalentes son útiles para el diseño inicial de estos filtros. Las posibilidades de la celda DOSRR son evidentes, dado que una única celda situada entre dos celdas OSRR añade un polo de transmisión y un cero de transmisión por encima de la banda de paso, incrementando el nivel de rechazo sin aumentar el número de etapas y, por lo tanto, la longitud del filtro. Ambas configuraciones de filtros tienen un primer polo de transmisión a 2 GHz y un ancho de banda a 3 dB de aproximadamente 1 GHz. Los ceros de transmisión se encuentran alrededor de 3.5 GHz para ambos filtros. La presencia de espurios a frecuencias superiores al cero de transmisión deteriora las prestaciones de estos filtros paso-banda. Con el fin de mejorar la respuesta en frecuencia de estos filtros y eliminar la banda de espurios, se aplicaron dos estrategias sin necesidad de aumentar la longitud de los filtros:

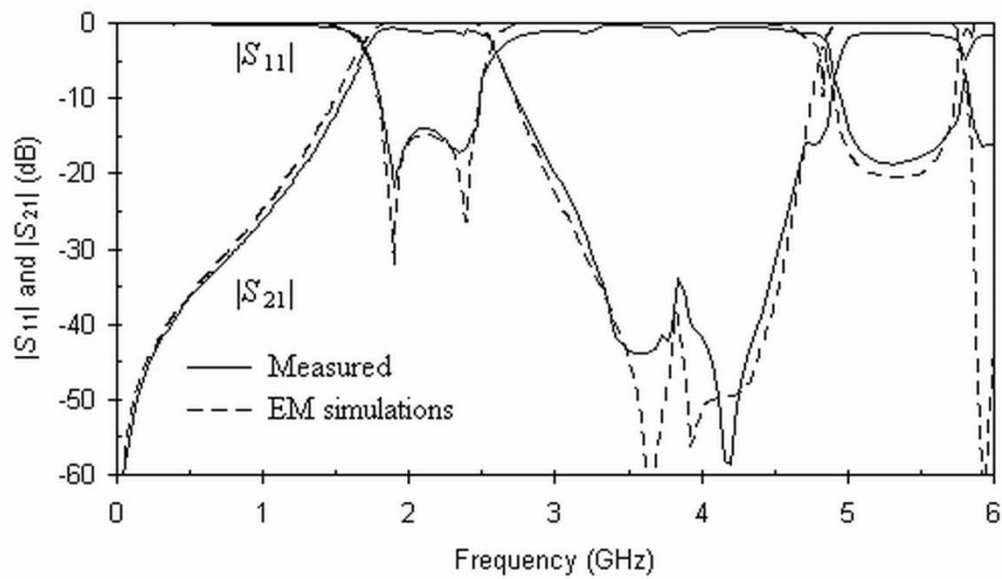


Figura 3.45: Parámetros S obtenidos a partir de simulaciones EM y medidas del filtro paso-banda con tres celdas DOSRR en cascada y ventanas circulares grabadas en el plano de masa.

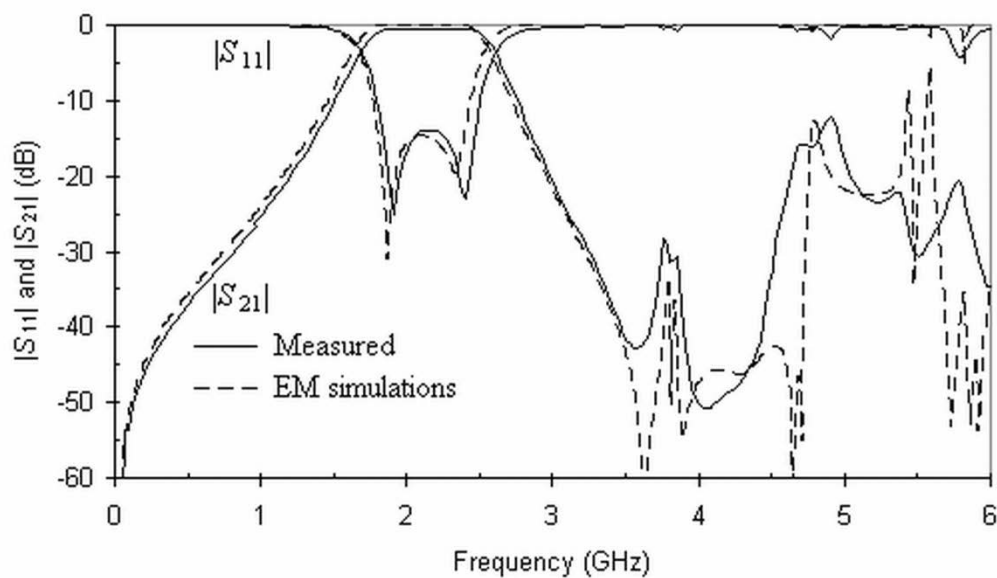


Figura 3.46: Parámetros S obtenidos a partir de simulaciones EM y medidas del filtro paso-banda con tres celdas DOSRR en cascada, ventanas circulares grabadas en el plano de masa y ranuras en forma de U en la línea microtira.

- La primera estrategia consiste en sustituir las ventanas cuadradas grabadas en el plano de masa por ventanas circulares. El diámetro de estas nuevas ventanas coincide con el valor de D para poder mantener el mismo ancho de banda y así poder comparar las respuestas.
- La segunda estrategia se combina con la anterior y consiste en introducir ranuras desmetalizadas con forma de U en la línea microtira [138]. Estas ranuras introducen nuevos ceros de transmisión. Estos ceros se han calculado para las frecuencias de 4.8 y 5.7 GHz.

Ambas estrategias se aplicaron al filtro paso-banda con tres celdas DOSRR en cascada, al presentar mayor cantidad de espurios. Las nuevas dimensiones están representadas en las Figs. 3.43 (primera estrategia) y 3.44 (segunda estrategia). Como en los filtros anteriores, estos nuevos diseños se fabricaron utilizando el mismo sustrato (Arlon AD1000) y el mismo sistema de medidas. Las Figs. 3.45 y 3.46 muestran los resultados de los parámetros S obtenidos a partir de las simulaciones EM y medidas de los nuevos diseños de filtros paso-banda de las Figs. 3.43 y 3.44, respectivamente. Podemos observar en ambas figuras que los resultados de simulaciones EM y medidas coinciden. Si se comparan estos resultados con aquellos de la Fig. 3.42 (filtro de la Fig. 3.40 con tres celdas DOSRR en cascada y ventanas cuadradas en el plano de masa), se puede destacar que:

- El ancho de banda a 3 dB es el mismo para los tres filtros paso-banda diseñados en las Figs. 3.42, 3.45 y 3.46. Por consiguiente, el cambio de forma cuadrada a circular de la ventana grabada en el plano de masa no afecta al ancho de banda.
- La primera estrategia (Fig. 3.45) produce un desplazamiento de las bandas de espurios a frecuencia superiores. Los espurios a las frecuencias de aproximadamente 3.8 GHz y 4.7 GHz en la Fig. 3.42 se desplazan hacia 4.8 GHz y 5.7 GHz en la Fig. 3.45. Por consiguiente la primera estrategia asegura un desplazamiento hacia frecuencias superiores de las bandas de espurios, consiguiendo un aumento de la banda de rechazo de aproximadamente 1 GHz, con un nivel superior a 20 dB entre 3.02 y 4.6 GHz.
- La introducción de las ranuras en forma de U en la línea microtira (Fig. 3.46) permite atenuar en más de 10 dB las bandas de espurios a 4.8 GHz y 5.7 GHz, sin necesidad de aumentar el número de etapas en cascada.

- La combinación de ambas estrategias logra mantener las características de la respuesta en frecuencia de la banda de paso y consigue mejorar las prestaciones en la banda de rechazo, aumentando el ancho de banda y atenuando las bandas de espurios de ésta.

Conclusiones:

En este artículo se propone y analiza por primera vez una nueva estructura metamaterial denominada DOSRR (*Double-Sided Open Split Ring Resonator*) excitada por una línea microtira. Esta estructura está compuesta por dos celdas OSRR (*Open Split Ring Resonator*) alineadas entre sí de manera opuesta en las dos caras de un sustrato. La celda OSRR superior está conectada a una línea microtira, mientras que la celda OSRR situada en el plano de masa de la microtira se encuentra dentro de una ventana grabada en el mismo plano. Con respecto a una única celda OSRR, la celda DOSRR tiene la capacidad de añadir un cero de transmisión por encima de la frecuencia del polo de transmisión. Esto permite aumentar el nivel de rechazo sin incrementar la longitud de su estructura. Por consiguiente, la celda DOSRR puede ser útil en el diseño de filtros paso-banda compactos en tecnología planar. Para comprobar las posibilidades de esta celda, se simularon, fabricaron y midieron diferentes configuraciones de filtros pasa-banda en tecnología microtira, compuestos de varias celdas DOSRR y OSRR en cascada. Para el diseño de estos filtros paso-banda se utilizaron modelos equivalentes. Las medidas de estos filtros confirmaron los resultados obtenidos mediante simulaciones electromagnéticas y del circuito equivalente. A frecuencias superiores de los ceros de transmisión, los resultados presentaron bandas de espurios. Para eliminarlas, se aplicó dos estrategias. La primera estrategia consistió en sustituir las ventanas cuadradas en el plano de masa por ventanas circulares y la segunda estrategia, combinada con la anterior, introdujo ranuras en forma de U en la línea microtira. Las medidas obtenidas para un filtro paso-banda con tres celdas DOSRR en cascada confirmaron la eficacia de estas estrategias.

3.2.3. Resumen del artículo F: Microstrip notch filters based on open interconnected split ring resonators (OISRRs)

En este artículo, se presenta por primera vez una nueva celda metamaterial denominada OISRR (*Open Interconnected Split Ring Resonator*) en tecnología microtira. La línea microtira cargada con la celda OISRR se comporta como un filtro rechazo-banda alta-

mente selectivo (*notch*). Además, tiene un tamaño eléctricamente pequeño, debido a que la celda OISRR presenta una frecuencia de resonancia un 50 % inferior a la frecuencia de resonancia de una celda SRR (*Split Ring Resonator*). Para el diseño inicial del filtro, se propone un circuito equivalente. La eficiencia del modelo equivalente se contrasta con simulaciones electromagnéticas. La celda OISRR puede ser de gran interés en sistemas de comunicación microondas, dada su respuesta en frecuencia.

Metodología:

La estructura de una celda OISRR en tecnología microtira se muestra en la Fig. 3.47. La celda básica OISRR está formada por dos anillos abiertos con diferentes radios. Las dimensiones que definen la parte superior de la estructura son: el radio r del anillo exterior, la anchura c de los conductores que forman los anillos y el espacio s entre anillos. En la parte inferior (plano de masa), tiene grabada una ventana rectangular de dimensiones $D_1 \times D_2$ como la celda OSRR (*Open Split Ring Resonator*) [14]. El ancho de la línea microtira se ajusta a lo largo de la longitud de la ventana (D_1) para mantener constante la impedancia característica Z_c . La estructura de la celda OISRR se puede describir mediante elementos concentrados siempre que su tamaño sea eléctricamente pequeño. La celda OISRR es similar a la celda OSRR [14], con la diferencia de que en el caso de la primera celda los anillos están conectados a un punto común de una línea microtira. Por ello, en vez de presentar una conexión serie con la línea microtira (caso de la celda OSRR), la celda OISRR presenta una conexión en paralelo. Por lo tanto, se espera que la frecuencia de resonancia principal sea la misma para ambas estructuras (OSRR y OISRR).

El circuito equivalente de la celda OISRR está representado en la Fig. 3.48 (las pérdidas han sido despreciadas en este modelo). El modelo consiste en dos circuitos resonantes LC series, conectados en paralelo entre dos secciones de línea microtira de longitud efectiva d . Las dos secciones de la línea microtira presentan la misma impedancia característica Z_c y la misma permitividad ϵ_{ref} . Los puertos de entrada y de salida de la estructura están indicados con las etiquetas A_1 y A_2 en la Fig. 3.48. A partir de este circuito equivalente, se pueden identificar dos frecuencias: f_0 y f_s . f_0 es la frecuencia de

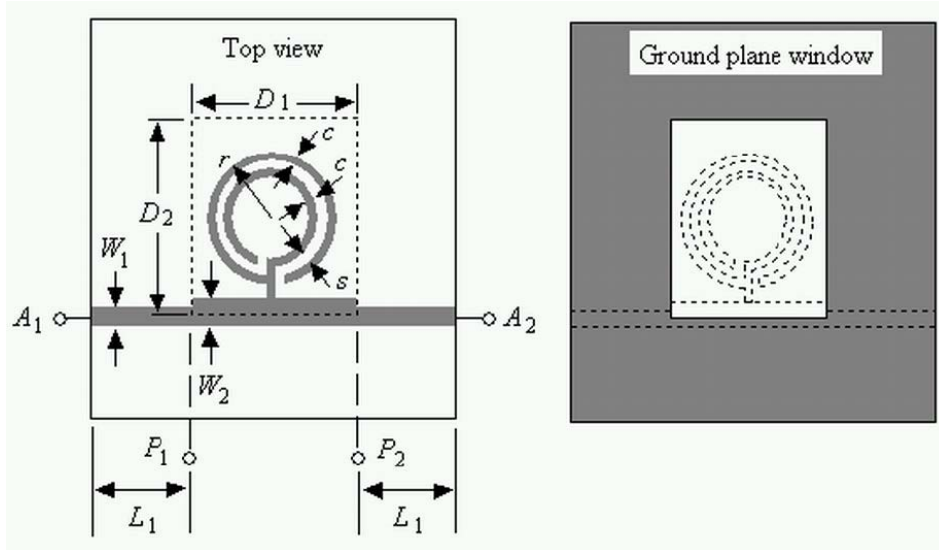


Figura 3.47: Vistas superior e inferior de una celda OISRR en tecnología microtira.

resonancia principal de la celda OISRR. Esta frecuencia se determina mediante el circuito resonante L_0C_0 que produce un cero de transmisión. f_s corresponde a la frecuencia de resonancia de la banda de espurios de la celda OISRR. Ésta se obtiene mediante el circuito resonante L_sC_s que proporciona otro cero de transmisión.

Los valores de L_0 y C_0 se calculan a partir de la transformación de elementos entre los circuitos equivalentes de las celdas OSRR y OISRR mediante un factor de escalado de impedancia α [14], [2]:

$$L_0 = \alpha L_{OSRR} \quad (3.27)$$

$$C_0 = C_{OSRR}/\alpha \quad (3.28)$$

$$\alpha = \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta f_{OSRR}}{\Delta f_0} \right) \quad (3.29)$$

donde L_{OSRR} es la inductancia de un anillo cerrado de radio $r_0 = r - c - s/2$ y de ancho c . C_{OSRR} es la capacitancia distribuida entre los anillos interior y exterior ($C_{OSRR} = 2\pi r_0 C_{pul}$ y C_{pul} es la capacidad por unidad de longitud formada por el espacio entre los dos anillos). L_{OSRR} y C_{OSRR} son los elementos del circuito equivalente de la celda OSRR con sustrato y dimensiones idénticas a la celda OISRR [14]. Δf_{OSRR} y Δf_0 son, respectivamente, los anchos de banda a 3dB de la banda de paso de la celda OSRR y de la banda de rechazo de la celda OISRR, para las frecuencias de resonancia principales.

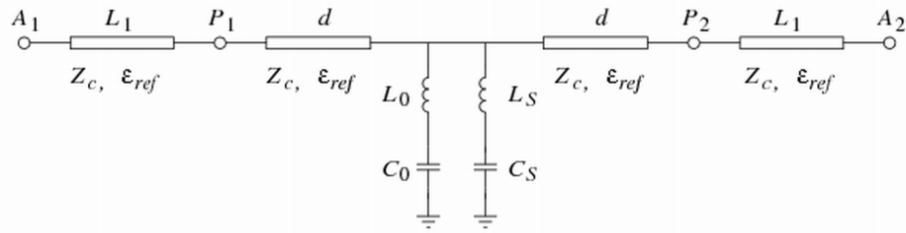
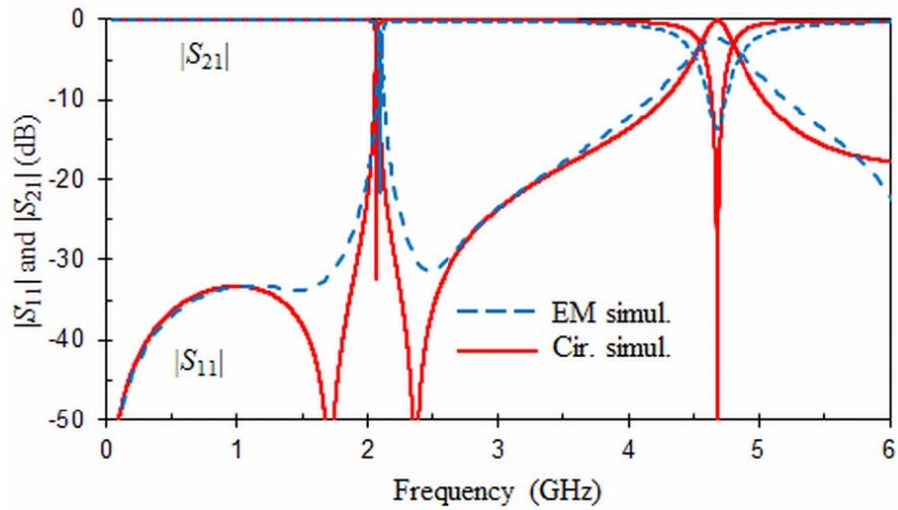
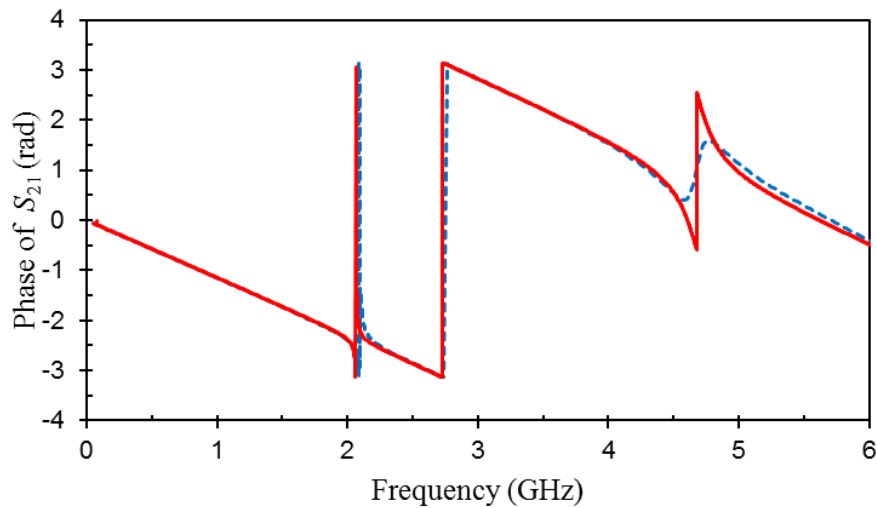


Figura 3.48: Circuito equivalente de una línea microtira cargada con una celda OISRR.



(a)



(b)

Figura 3.49: Resultados de las simulaciones EM (línea discontinua) y del circuito equivalente (línea continua) de una línea microtira cargada con una celda OISRR. (a) Módulos de los parámetros S . (b) Fase de S_{21} . Datos de la celda OISRR: $r = 2.2$ mm, $c = 0.3$ mm, $s = 0.25$ mm y $D_1 \times D_2 = 9 \times 9$ mm².

El circuito serie $L_s C_s$ resuena a la frecuencia $f_s = 1/(2\pi\sqrt{L_s C_s})$ y tiene una pendiente de reactancia $x_s = \omega_s L_s$. Obviando los efectos del circuito resonante $L_0 C_0$, los valores $L_s C_s$ se obtienen a la frecuencia f_s del parámetro de transmisión de la red de dos puertos (Figs. 3.48 y 3.49) terminada en 50Ω a partir de las siguientes expresiones [2]:

$$\frac{x_s}{50} = \frac{f_s}{2\Delta f_s} \Rightarrow L_s = \frac{50}{4\pi\Delta f_s} \quad (3.30)$$

$$C_s = \frac{1}{L_s} \left(\frac{1}{2\pi f_s} \right)^2 \quad (3.31)$$

donde Δf_s es el ancho de banda a 3dB de la banda de espurios a la frecuencia f_s . Finalmente, la longitud efectiva d de las dos secciones de línea microtira en el circuito equivalente (Fig. 3.48) se determina ajustando la fase del parámetro de transmisión S_{21} .

Resultados y principales aportaciones:

La Fig. 3.49 muestra los resultados obtenidos mediante simulaciones electromagnéticas (HFSS) y del circuito equivalente (ADS) de una línea microtira cargada con una celda OISRR. En este artículo, todas la estructuras analizadas poseen un espesor de cobre $t = 17.5 \mu\text{m}$ y un sustrato de espesor $h = 0.635 \text{ mm}$ con una permitividad $\epsilon_r = 10.2$. Cada sección de línea microtira que alimenta la celda OISRR tiene una longitud $L_1 = 5.5 \text{ mm}$. Los anchos de las líneas microtira (Fig. 3.47) son: $W_1 = 0.594 \text{ mm}$ y $W_2 = 0.794$. Proporcionan una impedancia característica de $Z_c = 52.3 \Omega$. Los valores de los elementos que forman el circuito equivalente de la celda OISRR se extraen de las dimensiones de la celda OISRR, del modelo equivalente de la celda OSRR [14] y de los resultados de las simulaciones EM (línea discontinua en la Fig. 3.49): $r = 2.2 \text{ mm}$, $c = 0.3 \text{ mm}$, $s = 0.25 \text{ mm}$, $D_1 \times D_2 = 9 \times 9 \text{ mm}^2$, $L_{OSRR} = 7.4 \text{ nH}$, $C_{OSRR} = 0.8 \text{ pF}$, $\Delta f_{OSRR} = 2.15 \text{ GHz}$, $\Delta f_0 = 0.011 \text{ GHz}$, $f_s = 4.67 \text{ GHz}$ y $\Delta f_s = 0.24 \text{ GHz}$. Sustituyendo los datos anteriores en las ecuaciones (3.27) a (3.31) y ajustando la fase del parámetro S_{21} , se obtienen los siguientes valores de elementos del circuito equivalente de la línea microtira cargada con una celda OISRR: $\alpha = 50$, $L_0 = 370 \text{ nH}$, $C_0 = 0.016 \text{ pF}$, $L_s = 16.04 \text{ nH}$, $C_s = 0.0722 \text{ pF}$ y $d = 5 \text{ mm}$. Como se puede observar en la Fig. 3.49, la respuesta en frecuencia de las simulaciones del circuito equivalente (línea continua) coincide con la respuesta obtenida mediante simulaciones EM (línea discontinua). La estructura microtira cargada con la celda OISRR presenta una frecuencia de resonancia principal en $f_0 = 2.1 \text{ GHz}$ y una frecuencia de resonancia de la banda espuria en $f_s = 4.67 \text{ GHz}$. f_s es más de dos veces superior a f_0 y tiene un ancho de banda a 3dB aproximadamente 22 veces mayor que

para la resonancia principal ($\Delta f_0 = 0.011$ GHz). Además, aparecen dos anti-resonancias próximas a $f_0 \pm 0.5$ GHz. La primera de ellas se debe a la buena adaptación existente entre los puertos y la estructura microtira cargada con una celda OISRR, mientras que la segunda se debe a que la celda OISRR exhibe un comportamiento de permitividad anti-resonante [140]. Los ceros de transmisión se producen a las frecuencias de resonancia de la celda OISRR, dado que a esas frecuencias tenemos un cortocircuito a masa y toda la potencia transmitida por la fuente se refleja hacia ella. A la frecuencia de resonancia principal f_0 , la línea microtira cargada con una celda OISRR funciona como un filtro rechazo banda de alta selectividad (*notch*). A esta frecuencia, la longitud de onda en la línea microtira es $\lambda = 56$ mm ($\epsilon_{ref} = 6.4$), mientras que la longitud del filtro para $D_1 = 9$ mm es inferior a $\lambda/6$, confirmando que el filtro rechazo-banda propuesto proporciona una estructura compacta, comparada con un resonador microtira tradicional que requiere un tamaño de $\lambda/2$.

La Fig. 3.50 representa la distribución del campo eléctrico para cuatro frecuencias diferentes de la respuesta de la línea microtira cargada con la celda OISRR (Fig. 3.49). La primera frecuencia se encuentra dentro de la banda de paso ($f_1 = 1$ GHz), la segunda frecuencia coincide con la frecuencia de resonancia principal ($f_2 = 2.1$ GHz), la tercera es la frecuencia de resonancia en la banda de espurios ($f_3 = 4.67$ GHz) y la última frecuencia corresponde con la frecuencia de anti-resonancia ($f_4 = 2.46$ GHz). En la Fig. 3.50(a), se puede observar como la celda OISRR no resuena a $f_1 = 1$ GHz y la señal se transmite al puerto de salida. A la frecuencia $f_2 = 2.1$ GHz (Fig. 3.50(b)), la celda OISRR resuena, exhibiendo una distribución casi uniforme del campo eléctrico. La señal es reflejada por la fuerte resonancia de la celda OISRR y la transmisión es eliminada. Ocurre lo mismo a la frecuencia $f_3 = 4.67$ GHz (Fig. 3.50(c)). A diferencia de la resonancia principal ($f_2 = 2.1$ GHz), el campo eléctrico en la resonancia de la banda de espurios a f_3 se hace cero en el centro del anillo y se vuelve máximo en los bordes. Finalmente, a la frecuencia de la anti-resonancia $f_4 = 2.4$ GHz (Fig. 3.50(d)), el resonador está excitado, pero esta vez éste se comporta como un circuito abierto debido a su gran permitividad efectiva [140]. A esta frecuencia (f_4), la celda OISRR actúa como un muro magnético que refleja la señal al puerto de salida.

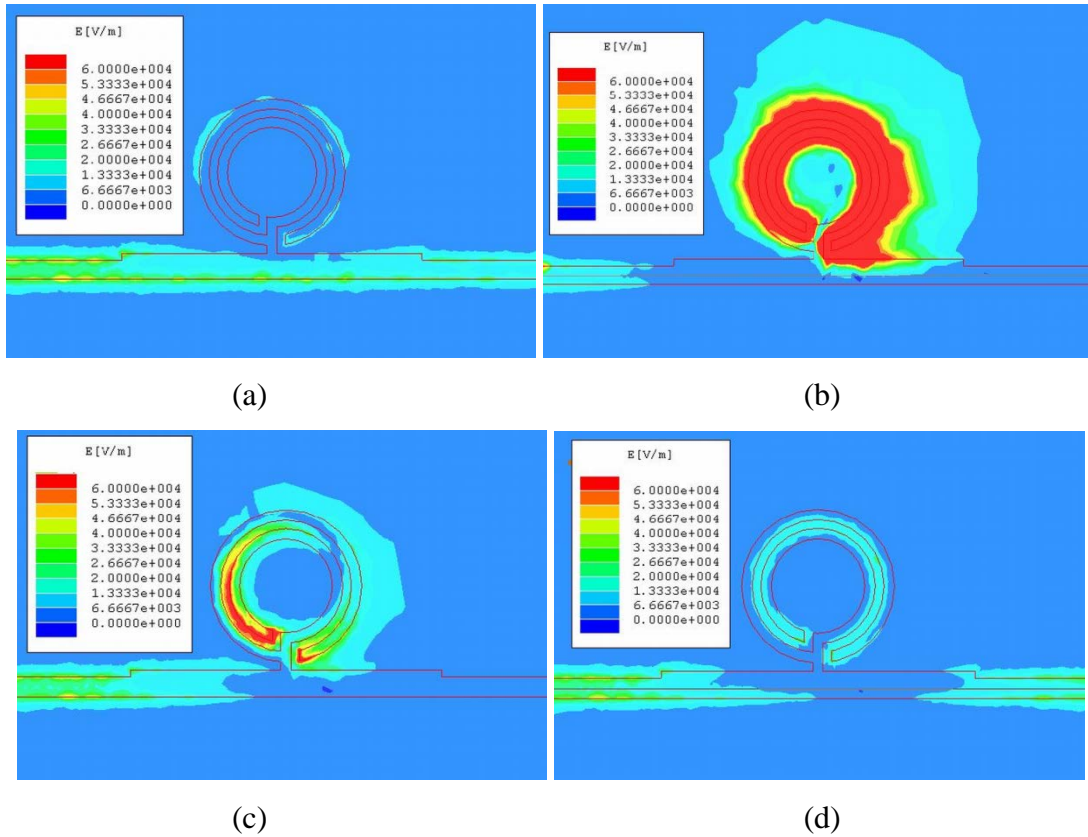


Figura 3.50: Distribución del campo eléctrico para una línea microtira cargada con una celda OISRR a las frecuencias: (a) $f_1 = 1$ GHz (b) $f_2 = 2.1$ GHz (c) $f_3 = 4.67$ GHz y (d) $f_4 = 2.46$ GHz. Datos de la celda OISRR: $r = 2.2$ mm, $c = 0.3$ mm, $s = 0.25$ mm y $D_1 \times D_2 = 9 \times 9$ mm².

Para estudiar la influencia de cada uno de los parámetros de diseño (r , c y s) sobre la frecuencia de resonancia principal f_0 y en el ancho de banda a 3 dB de la banda de rechazo Δf_0 del filtro rechazo banda propuesto, así como para validar el circuito equivalente de la línea microtira cargada con una celda OISRR, se realizaron varias simulaciones tanto electromagnéticas como con el circuito equivalente (Fig. 3.51). Los resultados de las simulaciones confirmaron que f_s es dos veces f_0 . A partir de la Fig. 3.51, se puede observar que:

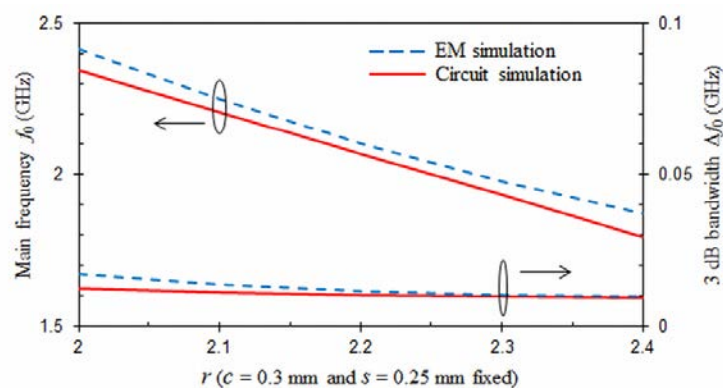
- Tanto f_0 como Δf_0 decrecen al incrementarse el valor del radio externo r (manteniéndose constante los valores de c y s). Esto se debe a que los valores de L_0 , C_0 y $x_0 = \omega_0 L_0$ aumentan a la vez que r se incrementa (Fig. 3.51(a)).
- Cuando se incrementa el valor del ancho del conductor que forma los anillos c y se mantienen constantes r y s , la tendencia es la contraria a la descrita para el radio externo r (Fig. 3.51(b)).

- El comportamiento al incrementar la ranura entre anillos s y mantener constante r y c es también opuesto a la descrita para el radio externo r (Fig. 3.51(c)).
- El error relativo máximo entre los resultados de las simulaciones EM y del circuito equivalente para f_0 es de un 4.7%, mientras que para Δf_0 el error relativo máximo es de 62.4%. Esto se debe a que el modelo equivalente es menos preciso para el cálculo Δf_0 cuando $c > 0.35$ y $s > 0.3$ (Figs. 3.51(b) y 3.51(c)), dado que no se consideró la variación del factor de escalado de impedancia α en este circuito.

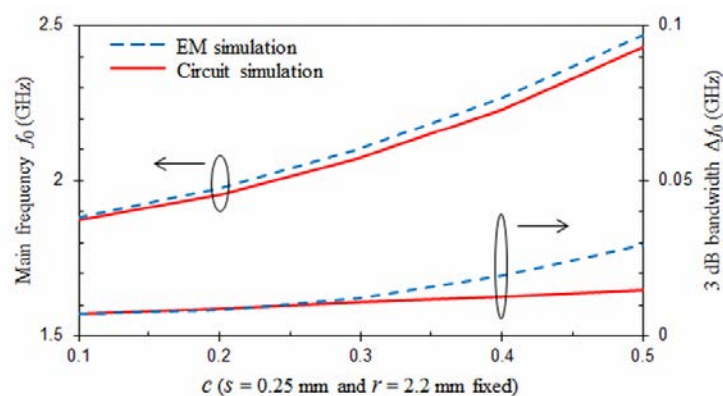
Teniendo en cuenta todos los puntos anteriores, se puede considerar que el circuito equivalente propuesto puede ser una herramienta útil para el diseño inicial de filtros rechazo-banda selectivos (*notch*), basados en una línea microtira cargada con una celda OISRR.

Para verificar el comportamiento del filtro rechazo-banda de alta selectividad (*notch*), se fabricaron mediante microfresadora laser (LPFK protolaser) dos prototipos (Fig. 3.52) en un sustrato de tipo Arlon AD1000 ($\epsilon_r = 10.2$, $\text{tg } \delta = 0.0023$ a 10 GHz, espesor de sustrato $h = 0.635$ mm y espesor de cobre $t = 17.5$ μm) y se midieron sus respuestas con un analizador de redes vectorial (R&S ZVA) y una transición coaxial-microtira (Anritsu 3680K). Las dimensiones de los prototipos fueron las mismas que aquellas utilizadas en las simulaciones (Fig. 3.49), con la excepción de la longitud D_1 de la ventana grabada en el plano de masa. De este modo, se estudió el efecto de D_1 en la respuesta en frecuencia del filtro rechazo-banda propuesto.

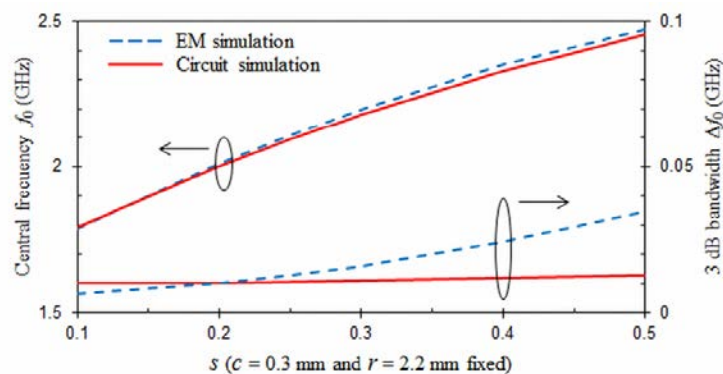
La Fig. 3.53(a) muestra los resultados de las simulaciones EM y medidas del prototipo con $D_1 = 9$ mm, mientras que la Fig. 3.53(b) presenta los resultados del prototipo con $D_1 = 14$ mm. Como se puede observar para ambos prototipos, hay una gran similitud entre los resultados de las simulaciones EM y los resultados de las medidas. El filtro con $D_1 = 9$ mm tiene la frecuencia de resonancia principal en $f_0 = 2.14$ GHz, la anti-resonancia en $f_a = 2.6$ GHz y la resonancia de la banda de espurios en $f_s = 4.66$ GHz. La frecuencia de resonancia de la banda de espurios f_s es dos veces superior a la frecuencia principal f_0 . La variación de D_1 solamente afecta a la banda del espurio. Cuando $D_1 = 14$ mm, la frecuencia de resonancia de la banda del espurio disminuye en 0.2 GHz con respecto a la respuesta en frecuencia obtenida con $D_1 = 9$ mm y también



(a)



(b)



(c)

Figura 3.51: Evolución de la frecuencia de resonancia principal (f_0) y del ancho de la banda de rechazo a 3 dB (Δf_0) de una línea microtira cargada con una celda OISRR en función de los siguientes parámetros de diseño: (a) r ($c = 0.3$ mm y $s = 0.25$ mm fijos), (b) c ($r = 2.2$ mm y $s = 0.25$ mm fijos) y (c) s ($r = 2.2$ mm y $c = 0.3$ mm fijos).

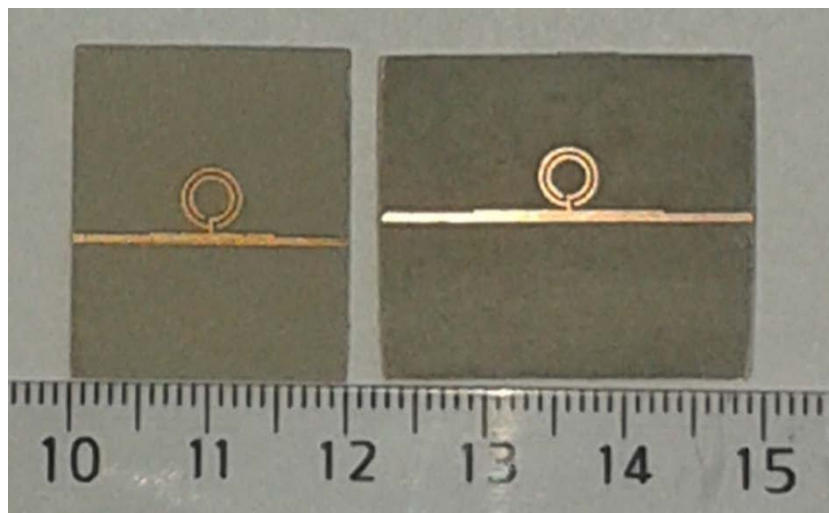


Figura 3.52: Fotografía de los dos prototipos de filtros rechazo banda con celda OISRR en tecnología microtira fabricados.

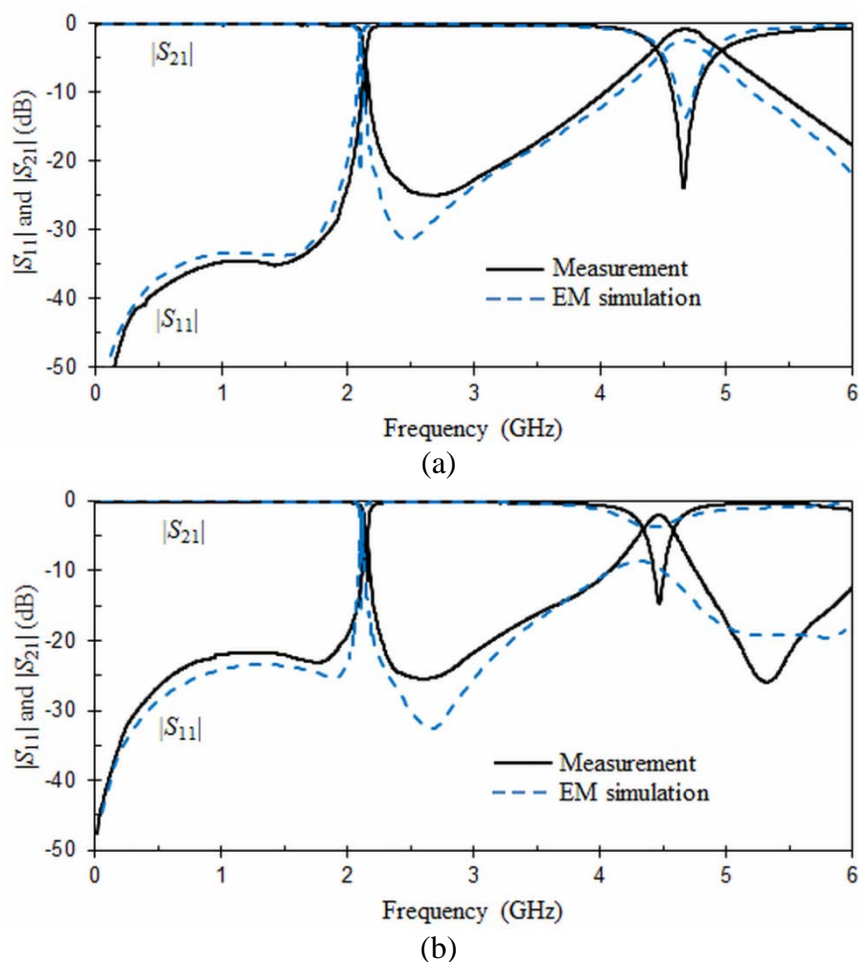


Figura 3.53: Resultados de las simulaciones EM (línea discontinua) y medidas (línea continua) de una línea microtira cargada con una celda OISRR. (a) $D_1 \times D_2 = 9 \times 9 \text{ mm}^2$. (b) $D_1 \times D_2 = 14 \times 9 \text{ mm}^2$. Datos de la celda OISRR: $r = 2.2 \text{ mm}$, $c = 0.3 \text{ mm}$ y $s = 0.25 \text{ mm}$.

presenta una menor atenuación. Los efectos de la variación de D_1 apenas son perceptibles en cuanto a la frecuencia de resonancia principal ($2.14 \leq f_0$ (GHz) ≤ 2.16). Lo mismo sucede en el ancho de la banda de rechazo a 3dB ($1.4 \leq \Delta f_0$ (%) ≤ 1.6) y en las pérdidas de inserción en la banda de rechazo ($11.5 \leq IL$ (dB) ≤ 12.6).

Conclusiones:

En este artículo, se propone y analiza un nuevo filtro compacto rechazo-banda de alta selectividad (*notch*) en tecnología microtira, basado en una nueva celda metamaterial denominada OISRR (*Open Interconnected Split Ring Resonator*). La celda OISRR está formada por dos anillos abiertos de diferentes radios e interconectados a un mismo punto común de una línea microtira. El modelo equivalente de este filtro rechazo-banda consiste en dos circuitos resonantes *LC* serie conectados en paralelo a una línea microtira. Un circuito resonante *LC* controla la frecuencia de resonancia principal f_0 y el otro circuito la frecuencia de resonancia del espurio f_s . La eficiencia del modelo equivalente se comprueba mediante simulaciones EM y medidas. La resonancia principal de una celda OISRR sucede a la mitad de la primera frecuencia de resonancia de una celda SRR con idénticos valores de sustrato y dimensiones geométricas. Además, el filtro rechazo-banda propuesto es una tercera parte de un resonador convencional en tecnología microtira ($\lambda/2$), confirmando que es una estructura compacta. La respuesta del filtro muestra un ancho de banda eliminada a 3 dB inferior al 2% con más de 10 dB de pérdidas de inserción.

3.2.4. Resumen del artículo G: Shunt series LC circuit for compact coplanar waveguide notch filter design

En este artículo, se presenta un nuevo filtro rechazo-banda en guía coplanar (CPW), basado en una celda OISRR (*Open Interconnected Split Ring Resonator*). La guía CPW cargada con la celda OISRR se puede modelar como un circuito resonante serie *RLC* acoplado en paralelo entre dos secciones de guía CPW, comportandose como un filtro rechazo-banda altamente selectivo (*notch*). Tiene un tamaño eléctricamente pequeño, debido a que la celda OISRR presenta una frecuencia de resonancia un 50 % inferior a la frecuencia de resonancia de una celda SRR (*Split Ring Resonator*). El filtro rechazo-banda propuesto presenta un tamaño reducido con respecto a otros filtros en tecnología

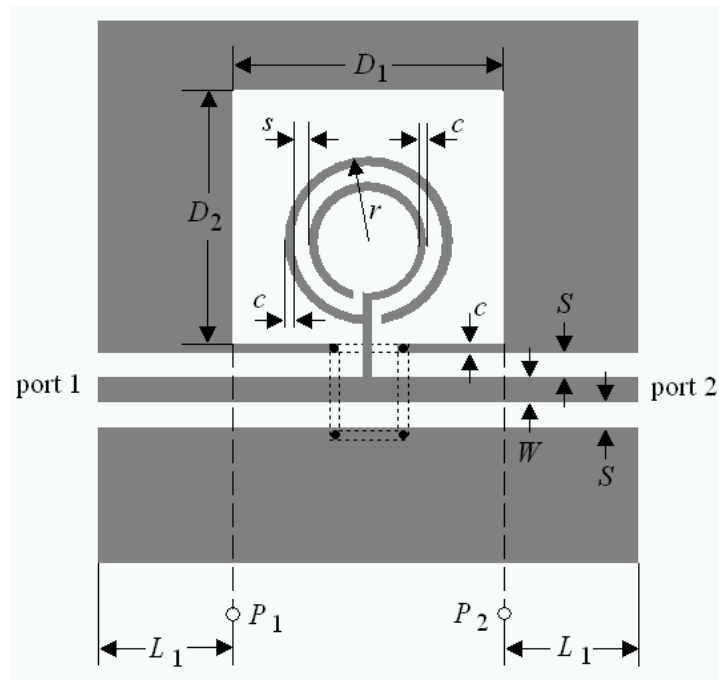


Figura 3.54: Vistas superior de una celda OISRR en tecnología CPW.

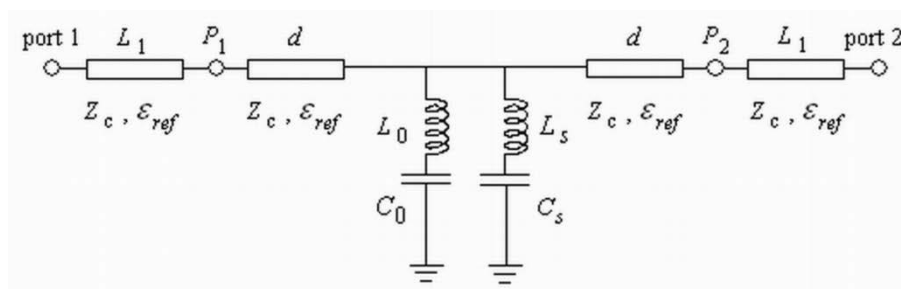


Figura 3.55: Circuito equivalente de una guía CPW cargada con una celda OISRR.

CPW [100], [141] - [143]. Además, presenta un ancho de banda de rechazo a 3dB inferior a 4.5% y pérdidas de inserción en la banda de rechazo superior a 11 dB. Las posibilidades de este resonador se demuestran experimentalmente. Este tipo de filtro puede ser de gran interés en sistemas de comunicación microondas.

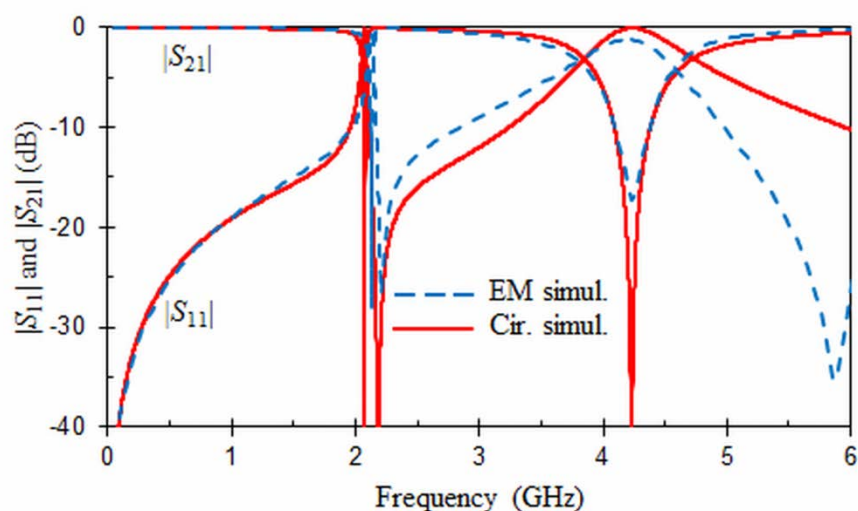
Metodología:

La estructura de una celda OISRR en tecnología CPW se muestra en la Fig. 3.54. La celda OISRR está formada por dos anillos abiertos con diferentes radios e interconectados a un punto común de una sección de una guía CPW. La celda OISRR se imprime en el interior de una ventana ($D_1 \times D_2$) abierta en uno de los dos planos de masa de la guía CPW. Para evitar la excitación de los modos parásitos [100], los dos planos de masa

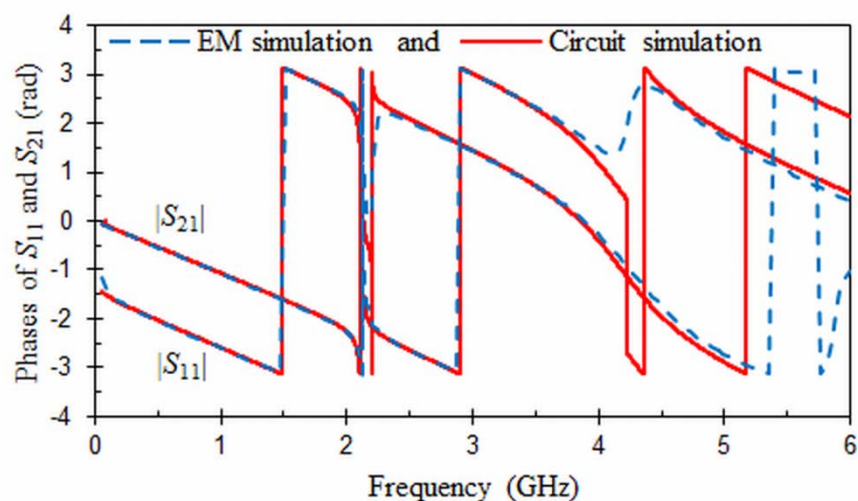
están conectados entre sí a través de cuatro vías metalizadas y cuatro tiras metálicas impresas en la capa inferior del sustrato. Las dimensiones que definen la celda OISRR son: el radio r del anillo exterior, la anchura c de los conductores que forman los anillos y el espacio s entre anillos. La estructura de la celda OISRR se puede describir mediante elementos concentrados siempre que su tamaño sea eléctricamente pequeño. La celda OISRR es equivalente a la celda OSRR [14], [100], con la diferencia de que en el caso de la primera celda, los anillos están conectados a un punto común de una línea de transmisión. Por ello, en vez de presentar una conexión serie con una línea de transmisión (caso de la celda OSRR), la celda OISRR presenta una conexión en paralelo. Por lo tanto, se espera que la frecuencia de resonancia principal sea la misma para ambas estructuras (OISRR y OSRR).

El circuito equivalente de la celda OISRR está representado en la Fig. 3.55 (se han despreciado las pérdidas en este modelo). El modelo consiste en dos circuitos resonantes LC series, conectados en paralelo entre dos secciones de guía CPW de longitud efectiva d . Las dos secciones presentan la misma impedancia característica Z_c y la misma permitividad ϵ_{ref} . Los puertos de entrada y de salida de la estructura están indicados con las etiquetas port 1 y port 2 en las Figs. 3.54 y 3.55. A partir de este circuito equivalente, se pueden identificar dos frecuencias: f_0 y f_s . f_0 es la frecuencia de resonancia principal de la celda OISRR. Esta frecuencia se determina a partir del circuito resonante L_0C_0 que produce un cero de transmisión. f_s corresponde a la frecuencia de resonancia de la banda de espurios de la celda OISRR. Ésta se calcula a través del circuito resonante L_sC_s que también proporciona otro cero de transmisión.

Los valores de L_0 y C_0 se calculan a partir de la transformación de elementos entre los circuitos equivalentes de las celdas OSRR y OISRR mediante un factor de escalado de impedancia α [2], [14] y las expresiones (3.27) a (3.29) definidas en el apartado 3.2.3 (**artículo F**). El circuito serie L_sC_s resuena a la frecuencia $f_s = 1/(2\pi\sqrt{L_sC_s})$ y tiene una pendiente de reactancia $x_s = \omega_s L_s$. Obviando los efectos del circuito resonante L_0C_0 , los valores L_sC_s se obtienen a la frecuencia f_s y del parámetro de transmisión de la red de dos puertos (Figs. 3.55) terminada en 50Ω a partir de las siguientes expresiones (3.30) y (3.31) [2]. Finalmente, la longitud efectiva d de las dos secciones de guías CPW del circuito equivalente (Figs. 3.55) se determina ajustando la fase de los parámetros S .



(a)



(b)

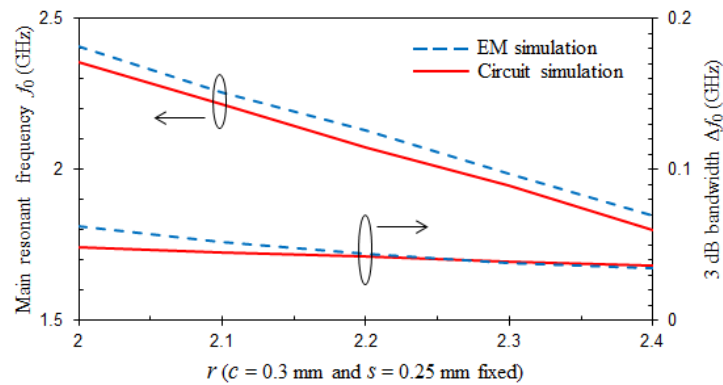
Figura 3.56: Resultados de las simulaciones EM (línea discontinua) y del circuito equivalente (línea continua) de una guía CPW cargada con una celda OISRR. (a) Módulos de los parámetros S . (b) Fases de S_{11} y S_{21} . Datos de la celda OISRR: $r = 2.2$ mm, $c = 0.3$ mm, $s = 0.25$ mm y $D_1 \times D_2 = 9 \times 6.5$ mm².

Resultados y principales aportaciones:

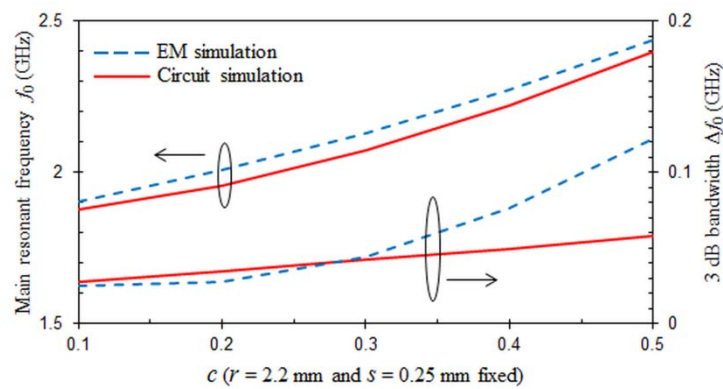
La Fig. 3.56 muestra los resultados obtenidos mediante simulaciones electromagnéticas (HFSS) y del circuito equivalente (ADS) de una guía CPW cargada con una celda OISRR. En este artículo, todas la estructuras analizadas tienen un espesor de cobre $t = 17.5$ μ m y un espesor de sustrato $h = 0.635$ mm con una permitividad $\epsilon_r = 10.2$. Los pa-

rámetros físicos para todas las guías CPW son: $L_1 = 5.5$ mm, $W = 0.374$ mm y $S = 0.794$ mm para una impedancia característica de $Z_c = 50 \Omega$. Las dimensiones del OISRR son: $r = 2.2$ mm, $c = 0.3$ mm, $s = 0.25$ mm y $D_1 \times D_2 = 9 \times 6.5$ mm². Los valores de los elementos que forman el circuito equivalente de la celda OISRR se extraen de las dimensiones de la celda OISRR, del modelo equivalente de la celda OSRR [14] y de los resultados de las simulaciones EM (línea discontinua en la Fig. 3.56): $L_{OSRR} = 7.4$ nH, $C_{OSRR} = 0.8$ pF, $\Delta f_{OSRR} = 2.15$ GHz, $\Delta f_0 = 0.044$ GHz, $f_s = 4.23$ GHz y $\Delta f_s = 0.93$ GHz. Sustituyendo los datos anteriores en las ecuaciones (3.27) a (3.31) y ajustando la fase de los parámetros S , se obtienen los valores de los elementos que componen el circuito equivalente de la guía CPW cargada con la celda OISRR: $\gamma = 12.5$, $L_0 = 92.5$ nH, $C_0 = 0.064$ pF, $L_s = 4.29$ nH, $C_s = 0.33$ pF y $d = 5.1$ mm. Como se puede observar en la Fig. 3.56, la respuesta en frecuencia de las simulaciones del circuito equivalente (línea continua) coincide con la respuesta en frecuencia obtenida mediante simulaciones EM (línea discontinua) hasta frecuencias inferiores a 4.5 GHz. La guía CPW cargada con una celda OISRR presenta una frecuencia de resonancia principal en $f_0 = 2.13$ GHz, una anti-resonancia en $f_a = 2.2$ GHz y una frecuencia de resonancia para la banda de espurios en $f_s = 4.23$ GHz. f_s es más de dos veces superior a f_0 y tiene un ancho de banda a 3dB aproximadamente 21 veces mayor que para la resonancia principal ($\Delta f_0 = 0.044$ GHz). La anti-resonancia se debe a que la celda OISRR exhibe un comportamiento de permitividad anti-resonante [140]. Los ceros de transmisión se producen a las frecuencias de resonancia, dado que a esas frecuencias hay un cortocircuito a masa y toda la potencia transmitida por la fuente se refleja hacia ella. A la frecuencia de resonancia f_0 , la guía CPW cargada con una celda OISRR trabaja como un filtro rechazo banda de alta selectividad (*notch*). A esta frecuencia, la longitud de onda para la guía CPW es $\lambda = 62$ mm ($\epsilon_{ref} = 5.1$), mientras que la longitud del filtro para $D_1 = 9$ mm es inferior a $\lambda/6$, confirmando que el filtro propuesto proporciona estructuras compactas, comparado con un resonador tradicional en tecnología CPW que requiere un tamaño de $\lambda/2$.

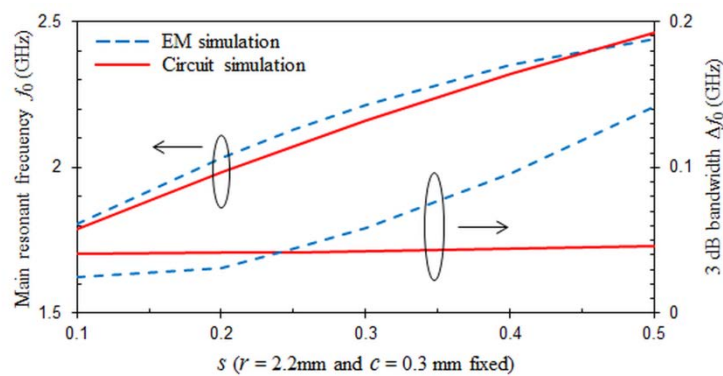
Para estudiar la influencia de cada uno de los parámetros de diseño (r , c y s) sobre la frecuencia de resonancia principal f_0 y el ancho de banda a 3 dB de la banda de rechazo Δf_0 del filtro rechazo-banda propuesto, así como para validar el modelo equivalente de la guía CPW cargada con una celda OISRR, se realizaron varias simulaciones tanto electromagnéticas como con el circuito equivalente (Fig. 3.57). A partir de la Fig. 3.57, se puede observar que:



(a)



(b)



(c)

Figura 3.57: Evolución de la frecuencia de resonancia principal (f_0) y del ancho de la banda de rechazo a 3 dB (Δf_0) de una guía CPW cargada con una celda OISRR en función de los siguientes parámetros de diseño: (a) r (fijando $c = 0.3$ mm y $s = 0.25$ mm), (b) c (fijando $r = 2.2$ mm y $s = 0.25$ mm) y (c) s (fijando $r = 2.2$ mm y $c = 0.3$ mm).

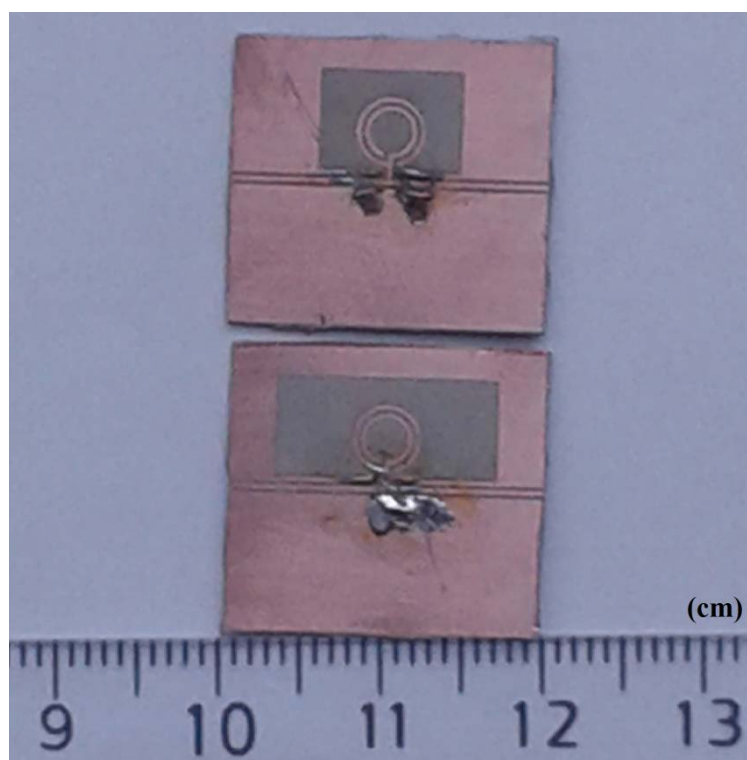
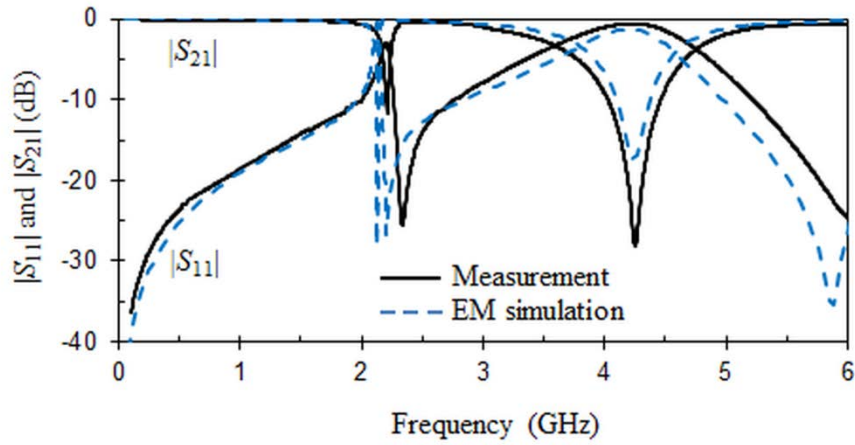
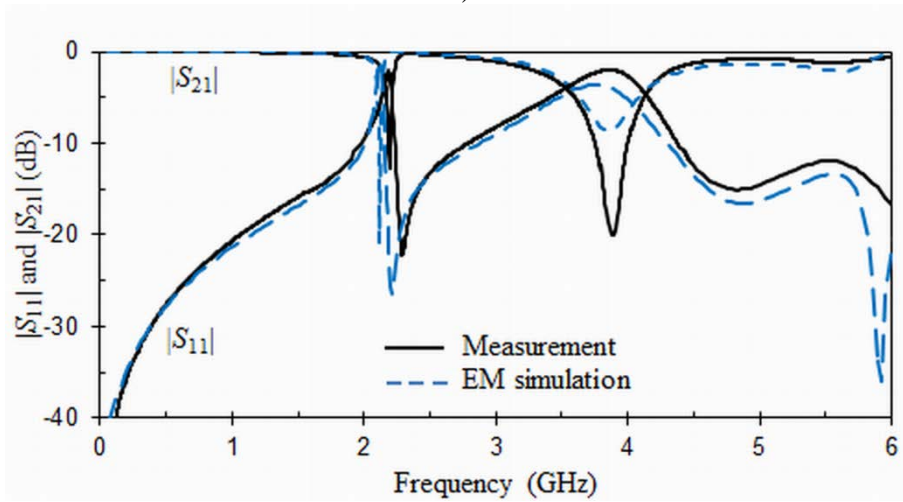


Figura 3.58: Fotografía de los dos prototipos de filtros rechazo-banda con celda OISRR en tecnología CPW fabricados.

- Tanto f_0 como Δf_0 decrecen al incrementarse el valor del radio externo r (manteniéndose constante los valores de c y s). Esto se debe a que los valores de L_0 , C_0 y $x_0 = \omega_0 L_0$ aumentan a la vez que r se incrementa (Fig. 3.57(a)).
- Cuando se incrementa el valor del ancho del conductor que forma los anillos c y se mantienen constantes r y s , la tendencia es la contraria a la descrita anteriormente para el radio externo r (Fig. 3.57(b)).
- El comportamiento al incrementar la ranura entre anillos s y mantener constante r y c es también opuesto al descrito para el radio externo r (Fig. 3.57(c)).
- El error relativo máximo entre los resultados de las simulaciones EM y de las simulaciones del circuito equivalente para f_0 es de un 2.7%, mientras que para Δf_0 el error relativo máximo es de 52.9%. Esto se debe a que el modelo equivalente es menos preciso para el cálculo de Δf_0 , debido a que no se consideró la variación del factor de escalado de impedancia α en este circuito.



a)



b)

Figura 3.59: Resultados de las simulaciones EM (línea discontinua) y medidas (línea continua) de una guía CPW cargada con una celda OISRR. (a) $D_1 \times D_2 = 9 \times 6.5 \text{ mm}^2$. (b) $D_1 \times D_2 = 14 \times 6.5 \text{ mm}^2$. Datos de la celda OISRR: $r = 2.2 \text{ mm}$, $c = 0.3 \text{ mm}$ y $s = 0.25 \text{ mm}$.

Los resultados de las simulaciones EM también confirmaron que f_s es dos veces superior a f_0 y que la frecuencia de la anti-resonancia f_a se encuentran por encima de la frecuencia de resonancia principal f_0 . Teniendo en cuenta todos los puntos anteriores, se puede considerar que el circuito equivalente propuesto puede ser una herramienta útil para el diseño inicial de filtros rechazo-banda (notch) basados en una guía CPW cargada con una celda OISRR.

Para verificar el comportamiento del filtro rechazo-banda de alta selectividad (*notch*), se fabricaron mediante microfresadora láser (LPKF protolaser) dos prototipos (Fig. 3.58) en un sustrato de Arlon AD1000 ($\epsilon_r = 10.2$, $\text{tg}\delta = 0.0023$ a 10 GHz, espesor de sustrato $h = 0.635$ mm y espesor de cobre $t = 17.5$ μm) y se midieron sus respuestas entre 0.01 GHz y 6 GHz mediante un analizador de redes vectorial (R&S ZVA) y una transición coaxial-coplanar (Anritsu 3680k). Las dimensiones de los prototipos fueron las mismas que aquellas utilizadas en las simulaciones de la Fig. 3.56, con la excepción de la longitud D_1 de la ventana grabada en uno de los dos planos de masa de la guía CPW. De este modo, se estudió el efecto de D_1 en la respuesta en frecuencia del filtro rechazo-banda propuesto.

La Fig. 3.59(a) muestra los resultados de las simulaciones EM y medidas del prototipo con $D_1 = 9$ mm, mientras que la Fig. 3.59(b) presenta los resultados del prototipo con $D_1 = 14$ mm. Como se puede observar para ambos prototipos, hay una gran similitud entre los resultados de las simulaciones EM y los resultados de las medidas. El filtro con $D_1 = 9$ mm tiene la frecuencia de resonancia principal en $f_0 = 2.2$ GHz, la anti-resonancia en $f_a = 2.33$ GHz y la resonancia de la banda de espurios en $f_s = 4.25$ GHz. La frecuencia de resonancia del espurio f_s es más de dos veces superior a la frecuencia principal f_0 . La variación de D_1 solamente afecta a la banda de espurios. Cuando $D_1 = 14$ mm, la frecuencia de resonancia de la banda del espurio disminuye en 0.37 GHz con respecto a la respuesta en frecuencia obtenida con $D_1 = 9$ mm y también presenta una menor atenuación. Los efectos de la variación de D_1 en la frecuencia principal f_0 apenas son perceptibles ($2.19 \leq f_0$ (GHz) ≤ 2.2). Lo mismo sucede en el ancho de la banda de rechazo Δf_0 a 3 dB ($3.8 \leq \Delta f_0$ (%) ≤ 4.2) y en las pérdidas de inserción en la banda de rechazo ($11.7 \leq IL$ (dB) ≤ 12.5).

Conclusiones:

En este artículo, se propone y analiza un nuevo filtro compacto rechazo-banda de alta selectividad (*notch*), basado en una celda OISRR (*Open Interconnected Split Ring Resonator*). La celda OISRR está formada por dos anillos abiertos de diferentes radios e interconectados a un mismo punto común de una guía CPW. El modelo equivalente de este filtro rechazo-banda consiste en dos circuitos resonantes *LC* serie conectados en paralelo a una guía CPW. Un circuito resonante *LC* contrala la frecuencia principal f_0 y el otro circuito la frecuencia de resonancia de la banda de espurios f_s . La eficiencia del modelo equivalente se comprueba mediante simulaciones EM y de forma experimental.

La resonancia principal de una celda OISRR sucede a la mitad de frecuencia que la resonancia de una celda SRR con idénticos valores de sustrato y dimensiones geométricas. Además, la longitud de la guía CPW cargada con una celda OISRR es la tercera parte de la longitud de un resonador tradicional en tecnología CPW ($\lambda/2$), confirmando que el filtro rechazo-banda propuesto proporciona una estructura compacta. La respuesta del filtro muestra un ancho de banda eliminada a 3 dB inferior a 4.5% con más de 11 dB de pérdidas de inserción.

3.2.5. Conclusiones segundo bloque de artículos

En este segundo bloque de artículos, se presentan por primera vez dos nuevas celdas metamateriales basadas en resonadores de anillos abiertos SRR (*Split Ring Resonator*): la celda DOSRR (*Double-Sided Open Split Ring Resonator*) y la celda OISRR (*Open Interconnected Split Ring Resonator*). Estas celdas pueden ser modeladas mediante circuitos equivalentes, inspirados en el circuito equivalente de la celda OSRR (*Open Split Ring Resonator*). La aplicación de estas nuevas celdas en diferentes líneas de transmisión en tecnología planar (microtira y CPW) permite el desarrollo de nuevos filtros compactos con interesantes prestaciones en sistemas de comunicación microondas.

En el **artículo E**, se presenta la celda DOSRR (*Double-Sided Open Split Ring Resonator*) excitada por una línea de transmisión microtira. Esta celda permite desarrollar nuevos filtros paso-banda compuestos de varias celdas DOSRR en cascada y, también, en combinación con celdas OSRR en cascada. Los filtros con celdas DOSRR son más compactos que aquellos que utilizan idéntico número de celdas OSRR, dado que la celda DOSRR introduce un cero de transmisión a una frecuencia superior a la frecuencia del polo de transmisión, aumentando el nivel de rechazo sin necesidad de aumentar el número de etapas en cascada. Los filtros basados en celdas DOSRR presentan bandas de espurios a frecuencias superiores a la banda de paso como en muchos filtros paso-banda con resonadores. Para la eliminar estos inconvenientes, se combinaron dos estrategias de diseño:

- La primera estrategia consiste en sustituir las ventanas cuadradas grabadas en el plano de masa de las celdas DOSRR por ventanas circulares. Esta estrategia desplaza las bandas de espurios a frecuencias superiores sin afectar el ancho de la banda de paso.

- La segunda estrategia se combina con la anterior y añade ranuras grabadas en forma de U en la línea de transmisión microtira. Estas ranuras permiten añadir nuevos ceros de transmisión de forma controlada.

En el **artículo F**, se presenta la celda metamaterial denominada OISRR (*Open Interconnected Split Ring Resonator*) en tecnología microtira. Esta celda se comporta como un filtro rechazo-banda altamente selectivo (*notch*). Además, tiene un tamaño eléctricamente pequeño, debido a que la celda OISRR presenta una frecuencia de resonancia un 50 % inferior a la frecuencia de resonancia de la celda SRR (*Split Ring Resonator*). Con respecto a otros filtros en tecnología microtira publicadas, el filtro rechazo-banda microtira basado en la celda OISRR presenta un tamaño compacto y una respuesta rechazo-banda selectiva con un ancho de banda inferior a 1.6 %.

En el **artículo G**, se presenta un filtro rechazo-banda basado en una celda OISRR (*Open Interconnected Split Ring Resonator*) en tecnología coplanar (CPW). La guía CPW cargada con una celda OISRR se comporta como un filtro rechazo-banda altamente selectivo (*notch*) con un tamaño eléctricamente pequeño, debido a que la celda OISRR posee una frecuencia de resonancia un 50 % inferior a la frecuencia de resonancia de una celda SRR (*Split Ring Resonator*). Con respecto a otros filtros en tecnología CPW publicados, el filtro rechazo-banda basado en una celda OISRR en tecnología CPW presenta un tamaño compacto y una respuesta rechazo-banda con un ancho de banda selectiva inferior a 2.2 %.

3.3 Publicaciones

En este último apartado, se presenta una copia de cada uno de los artículos que constituyen esta tesis por compendio de publicaciones. Por otro lado, el apéndice A contiene la documentación acreditativa acerca del índice de impacto y el rango en la categoría (ingeniería eléctrica y electrónica o física aplicada) de las revistas científicas en las cuales se publicaron los artículos. Esta documentación se obtuvo del *Journal Citation Reports* (JCR) de 2014. El apéndice A también incluye la documentación firmada por los coautores indicando que estas publicaciones no se han utilizado previamente en otra tesis y que no se utilizarán en futuras tesis por compendio.

Publicaciones

1. Juan de Dios Ruiz, Félix L. Martínez, and Juan Hinojosa: "1D Koch fractal electromagnetic bandgap microstrip structure with r/a ratios higher than 0.5". *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 53, No. 3, pp. 646-649, March 2011. (JCR-ISI, índice de impacto: 0,623, Q4).
2. Juan de Dios Ruiz, Félix L. Martínez, and Juan Hinojosa: "Novel compact wide-band EBG structure based on tapered 1-D Koch fractal patterns". *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 10, pp. 1104-1107, 2011. (JCR-ISI, índice de impacto: 1,948, Q2).
3. Juan de Dios Ruiz, Félix L. Martínez, and Juan Hinojosa: "Optimization of chirped and tapered microstrip Koch fractal electromagnetic band-gap (KFEBG) structures for improved low-pass filter design". *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 9, pp 889-897, Jun. 2015. (JCR-ISI, índice de impacto: 0,969, Q3).
4. Juan de Dios Ruiz, Félix L. Martínez, Alejandro Álvarez Melcón and Juan Hinojosa: "Substrate integrated waveguide (SIW) with Koch fractal electromagnetic bandgap structures (KFEBG) for bandpass filter design". *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 25, pp. 160-162, March 2015. (JCR-ISI, índice de impacto: 2.236, Q1).
5. Juan de Dios Ruiz and Juan Hinojosa: "Double-sided open split ring resonator for compact microstrip band-pass filter design". *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 6, pp. 846-853, June 2012. (JCR-ISI, índice de impacto: 0,969, Q3).
6. Juan de Dios Ruiz, Juan Hinojosa, and Alejandro Álvarez Melcón: "Microstrip notch filters based on open interconnected Split ring resonators (OISRRs)". *Applied Physics A (Materials Sciences & Processing)*, vol. 112, pp. 263-267, August 2013. (JCR-ISI, índice de impacto: 1.694, Q2)
7. Juan de Dios Ruiz and Juan Hinojosa: "A shunt series LC circuit for compact CPW notch filter design". *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 8, pp. 125-129, January 2014. (JCR-ISI, índice de impacto: 0,969, Q3)

4

CAPITULO 4. Conclusiones, aportaciones y líneas futuras

4.1 Conclusiones

En esta tesis se han propuesto y caracterizado, por primera vez, las siguientes celdas basadas en estructuras metamateriales:

- Patrones KFEBG (*Koch Fractal Electromagnetic Band Gap*). Estas celdas están incluidas dentro de las estructuras periódicas denominadas Cristales Electromagnéticos (EC).
- DOSRR (*Double-Sided Open Split Ring Resonator*) y OISRR (*Open Interconnected Split Ring Resonator*), pertenecientes a los medios de Veselago.

Estas celdas se han aplicado al diseño original de filtros compactos microondas en tecnología planar (líneas de transmisión de tipo microtira y coplanar) y tecnología SIW (*Substrate Integrated Waveguide*).

Para los filtros basados en celdas KFEBG (**Artículos A-G**), se utilizaron geometrías fractales de Koch de nivel 1, creadas a partir de una configuración hexagonal, con el fin de superar el límite constructivo del coeficiente r/a (radio de celda / periodo entre celdas) en estructuras EBG convencionales definido en el valor 0.45. Estos patrones fractales KFEBG se aplicaron inicialmente a la tecnología microtira. Las estructuras microtira-KFEBG con valores de $r/a < 0.5$ presentan respuestas en frecuencia (de tipo reflector de Bragg) similares a las estructuras microtira-EBG convencionales (con idénticos valores de r/a), mientras que las estructuras microtira-KFEBG con valores de $r/a \geq 0.5$ tienen un comportamiento de filtro de tipo paso-bajo. Los trabajos de investigación posteriores se centraron en las estructuras KFEBG con $r/a \geq 0.5$, dada la peculiaridad de los resultados obtenidos y el potencial que podrían tener en sistemas de comunicaciones microondas. Los filtros paso-bajo con una estructura microtira-KFEBG uniforme y $r/a \geq 0.5$ presentan respuestas en frecuencia con altos niveles de rechazo. Sin embargo, tienen dos inconvenientes principales: por un lado, un gran tamaño debido a los patrones KFEBG periódicos y, por otro lado, un elevado rizado en la banda de paso. Para reducir estos inconvenientes, se aplicó una técnica de apodización modulada a la estructura microtira-KFEBG uniforme, consiguiendo una reducción de tamaño superior al 30% y una disminución del rizado en más de un 50%. A partir de los conocimientos adquiridos para mejorar la respuesta en frecuencia de los filtros paso-bajo microtira-KFEBG, se

desarrolló una nueva metodología de diseño de filtros periódicos paso-banda. Esta metodología permite introducir al diseño del filtro paso-banda con patrones periódicos, una técnica de apodización modulada o no modulada. Este método de diseño con técnica de apodización modulada se aplicó a guías SIW y HMSIW con patrones KFEBG ($r/a \geq 0.5$) grabados en sus superficies. De este modo, se consiguieron diseños de filtros compactos paso-banda SIW-KFEBG y HMSIW-KFEBG con altas prestaciones, comparados con otros filtros SIW-EBG publicados.

Los filtros propuestos en los **artículos E-G** se basan en dos celdas metamateriales: DOSRR y OISRR. Estas celdas se inspiran en la celda SRR (*Split Ring Resonator*) en configuración abierta. La configuración abierta requiere de terminales de entrada y de salida conectados directamente al resonador para que sea excitado por una fuente de corriente o de tensión. Durante el estudio de estas nuevas celdas, se desarrollaron sus circuitos equivalentes. La celda DOSRR posee dos resonancias principales. Por orden creciente de frecuencias, la primera resonancia de la celda DOSRR aparece como un polo de transmisión, mientras que la segunda corresponde a un cero de transmisión. La celda OISRR produce solamente un cero de transmisión de alta selectividad ($< 2.2\%$) a la frecuencia de resonancia principal. Las celdas DOSRR y OISRR presentan una frecuencia de resonancia un 50% inferior a la frecuencia de resonancia de la celda SRR con dimensiones y sustrato idénticos. Además, la longitud de una celda DOSRR y OISRR es más de tres veces inferior a la de un resonador tradicional en $\lambda/2$. Por consiguiente, estas celdas pueden ser de gran interés en el diseño de circuitos compactos. En este contexto, los circuitos equivalentes fueron de gran ayuda a la hora del diseño inicial de filtros basados en celdas DOSRR y OISRR. La celda DOSRR se aplicó en el diseño de filtros compactos paso-banda en tecnología microtira, mientras que la celda OISRR se utilizó en el diseño de filtros compactos rechazo-banda de alta selectividad (*notch*) en tecnologías microtira y coplanar. Estos filtros presentaron, como en otros filtros con resonadores, bandas de espurios por encima de sus frecuencias de resonancia. Para eliminar las bandas de espurios de estos filtros, se puede conectar en cascada un filtro de tipo paso-bajo a costa de incrementar las pérdidas de inserción y el tamaño. Para evitar estos inconvenientes, se plantearon diferentes estrategias según el tipo de celda. En el caso de la celda DOSRR, se sustituyeron las ventanas cuadradas grabadas en el plano de masa por ventanas circulares y se introdujeron ranuras en forma de “U” en la línea microtira. Para la celda OISRR, se varió el tamaño longitudinal de la ventana cuadrada

grabada en el plano de masa. Los resultados experimentales confirmaron las posibilidades de estas celdas y las altas prestaciones de los filtros diseñados, con respecto a otros filtros publicados. Por consiguiente, tanto los patrones KFEBG como las celdas DOSRR y OISRR pueden ser útiles en el diseño de filtros compactos de altas prestaciones en sistemas de comunicaciones por microondas.

4.2 Aportaciones

Los diferentes artículos del trabajo de investigación llevado a cabo para la elaboración de esta tesis, publicados en revistas indexadas y congresos internacionales y nacionales, se enumeran a continuación:

Publicaciones en revistas indexadas:

1. Juan de Dios Ruiz, Félix L. Martínez, and Juan Hinojosa. "1D Koch fractal electromagnetic bandgap microstrip structure with r/a ratios higher than 0.5". *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 53, No. 3, pp. 646-649, March 2011. (JCR-ISI, índice de impacto: 0,623, Q4)
2. Juan de Dios Ruiz, Félix L. Martínez, and Juan Hinojosa. "Novel compact wide-band EBG structure based on tapered 1-D Koch fractal patterns". *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 10, pp. 1104-1107, 2011. (JCR-ISI, índice de impacto: 1,948, Q2).
3. Juan de Dios Ruiz, Félix L. Martínez, and Juan Hinojosa. "Optimization of chirped and tapered microstrip Koch fractal electromagnetic band-gap (KFEBG) structures for improved low-pass filter design". *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 9, pp 889-897, Jun. 2015 (DOI: 10.1049/iet-map.2014.0453). (JCR-ISI, índice de impacto: 0,969, Q3).
4. Juan de Dios Ruiz, Félix L. Martínez, Alejandro Álvarez Melcón and Juan Hinojosa. "Substrate integrated waveguide (SIW) with Koch fractal electromagnetic bandgap structures (KFEBG) for bandpass filter design". *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 25, pp. 160-162, March 2015. (JCR-ISI, índice de impacto: 2.236, Q1).
5. Juan de Dios Ruiz and Juan Hinojosa. "Double-sided open split ring resonator for compact microstrip band-pass filter design". *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 6, pp. 846-853, June 2012. (JCR-ISI, índice de impacto: 0,969, Q3).
6. Juan de Dios Ruiz, Juan Hinojosa, and Alejandro Álvarez Melcón. "Microstrip notch filters based on open interconnected Split ring resonators (OISRRs)". *Applied Physics A (Materials Sciences & Processing)*, vol. 112, pp. 263-267, August 2013. (JCR-ISI, índice de impacto: 1.694, Q2)

7. Juan de Dios Ruiz and Juan Hinojosa. "A shunt series LC circuit for compact CPW notch filter design". *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 8, pp. 125-129, January 2014. (JCR-ISI, índice de impacto: 0,969, Q3)

Contribuciones a congresos internacionales:

8. J. de Dios Ruiz and J. Hinojosa: "Design of dual-band bandpass filter with single open ring resonators (SORRs), open split ring resonator (OSRR) and dual split ring resonator (DOSRR)", *International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics (Metamaterials 2008)*, Pamplona (Spain), 21-26 September 2008.
9. J. de Dios Ruiz and J. Hinojosa: "Microstrip band-stop filter design from a modified version of the split ring resonator", *International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics (Metamaterials 2011)*, Barcelona (Spain), 10-13 October 2011.
10. J. D. Ruiz, F. L. Martínez-Viviente and J. Hinojosa: "A flat-passband and wide-stopband low-pass filter based on tapered Cauchy microstrip Koch fractal EBG structure", *International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics (Metamaterials 2014)*, Copenhagen (Denmark), 25-28 August 2014.
11. J. Hinojosa, F. L. Martínez-Viviente, J. D. Ruiz and A. Álvarez-Melcón: "Modified split-ring resonator for microstrip dual-band notch filter", *45th European Microwave Conference (EuMC 2015)*, Paris (France), 7-10 September 2015.

Contribuciones a congresos nacionales:

12. J. de Dios Ruiz y J. Hinojosa: "Diseño de un filtro paso banda con resonadores de anillos abiertos duales (DOSRRs)", *Simposio Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2008)*, Madrid (Spain), 22-24 Sept. 2008.
13. J. de Dios Ruiz, F. L. Martínez y J. Hinojosa: "Diseño de filtros paso bajo EBG basados en tecnología microstrip y curvas fractales de Koch", *Simposio Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2010)*, Bilbao (Spain), 15-17 September 2010.
14. J. de Dios Ruiz, F. L. Martínez y J. Hinojosa: "Filtros paso bajo basados en estructuras de gap electromagnético con patrones fractales de Koch estrechados",

Simposio Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2011), Leganés (Spain), 7-9 September 2011.

15. J. de Dios Ruiz, F. L. Martínez y J. Hinojosa: “Estudio de diferentes funciones de apodización en estructuras de gap electromagnético con patrones fractales de Koch”, *Simposio Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2012)*, Elche (Spain), 12-14 September 2012.
16. J. Hinojosa, F.L. Martínez, J. de Dios Ruiz y A. Alvarez-Melcón: “Filtro compacto de doble banda eliminada en tecnología coplanar basado en un resonador de anillos abiertos” *Simposio Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2015)*, Pamplona (Spain), 2-4 September 2015.

4.3 Líneas futuras

Las celdas basadas en estructuras metamateriales propuestas en esta tesis presentan un gran interés, debido a la posibilidad de aplicarlas en diversas tecnologías (planar y SIW) y el potencial que suscitan para los futuros sistemas de comunicaciones modernos en cuanto a reducción de tamaño, prestaciones y coste. Para completar el trabajo de esta tesis, se propone desarrollar las siguientes líneas a corto y medio plazo:

- Implementación de filtros compactos rechazo-banda de alta selectividad en tecnología SIW, basados en la celda OISRR (*Open Interconnected Split Ring Resonator*).
- Implementación de filtros compactos multi-bandas eliminadas en tecnología planar (microtira, coplanar) y SIW (*Substrate Integrated Waveguide*), basados en la celda OISRR.
- Aumento de la frecuencia de operación (bandas Ka, Q y V) de los filtros compactos propuestos con las celdas KFEBG (*Koch Fractal Electromagnetic Band gap*), DOSRR (*Double-Sided Open Split Ring Resonator*) y OISRR (*Open Interconnected Split Ring Resonator*).
- Ampliación del método de síntesis de filtros periódicos paso-banda SIW(HMSIW)-KFEBG para el diseño de filtros paso-banda SIW(HMSIW)-EBG Chebyshev con patrones circulares.
- Implementación de filtros compactos con respuestas en frecuencia electrónicamente sintonizables basados en las celdas propuestas KFEBG, DOSRR y OISRR.
- Implementación de nuevos filtros de tipo FSS (*Frequency-Selective Surface*) y HIS (*High Impedance Surface*) basados en geometrías fractales.
- Completar la taxonomía propuesta en el Capítulo 2 de esta tesis con las celdas complementarias a las celdas DOSRR y OISRR.

Muchas de estas líneas ya se están llevando a cabo o empezarán a llevarse a cabo en breve dentro del proyecto denominado “Nuevos Circuitos y Antenas en Tecnologías Híbridas con Materiales Avanzados para Satélites (CATEMAS)” con la siguiente referencia: TEC2013-47037-C5-5-R.

Referencias

- [1] R.J. Cameron, C.M. Kudsia, and R.R. Mansour, *Microwave filters for communication systems : fundamentals, design, and applications*. Hoboken, N. Jersey, USA: Wiley-Interscience, 2007.
- [2] J. S. G. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. New York: Wiley, 2001.
- [3] R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, *Metamaterials with Negative Parameters: Theory, Design and Microwave Applications*: John Wiley & Sons, 2007.
- [4] Christophe Caloz and Tatsuo Itoh, *Electromagnetic Metamaterials; Transmission line theory and Microwave Applications*. Montreal & Los Ángeles, Canada & USA: John Wiley & Sons, 2005.
- [5] George V. Eleftheriades and Keith G. Balmain, *Negative-Refractive Metamaterials: Fundamental Principles and Applications*, IEEE Press, Ed. Toronto: John Wiley & Sons, 2005.
- [6] E. Yablonovitch, "Photonic band-gap structures," *J. of Optical Society of America B*, vol. 10, no. 2, pp. 283-295, Feb. 1993.
- [7] Y. Quian, V. Radisic, and T. Itoh, "Simulation and experiment of photonic band-gap structures for microstrip circuits," in *Proceedings of Asia Pacific Microwave Conference AMPC*, Hong Kong, 1997, pp. 585–588.
- [8] F. Falcone, T. Lopetegui, and Sorolla, "1-D and 2-D photonic bandgap structures," *Microwave Opt. Tech Lett*, vol. 22, no. 6, pp. 411-412, 1999.
- [9] Veselago V. G., "The electrodynamic of substances with simultaneously negative value of permittivity and permeability," *Soviet Phys. USP*, vol. 10, no. 4, pp. 509-514, 1968.
- [10] J. Pendry, A. Holden, D. Robbins, and W. Stewart, "Magnetism from conductors and Enhanced Nonlinear Phenomena," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 11, pp. 2075-2084, 1999.
- [11] D.R. Smith, W. J. Padilla, D.C. Vier, S.C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, no. 18, pp. 4184-4187, May 2000.
- [12] F. Martín, J. Bonache, F. Falcone, M. Sorolla, and R. Marqués, "Split ring resonators based left handed coplanar waveguide," *Applied Physics Letters*, vol. 83, no. 22, pp. 4652-4654, Dec. 2003.
- [13] F. Falcone *et al.*, "Effective negative-epsilon stopbands microstrip lines based on complementary split ring resonators," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 6, pp. 280-282, June 2004.
- [14] J. Martel *et al.*, "A new LC series element for compact bandpass filter design," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 5, pp. 210-212, May 2004.
- [15] A. Vélez, F. Aznar, M. Durán-Sindreu, J. Bonache, and F. Martín, "Open complementary split ring resonators (OCSRRs) and their application to wideband CPW band pass filter," *IEEE Microw. Comp. Letter*, vol. 19, no. 4, pp. 197-199, 2009.
- [16] Revista SCIENCE. (2010, Dec) [Online].

<http://www.sciencemag.org/site/special/insights2010/>

- [17] M. Lapine and S. Tretyakov, "Contemporary notes on metamaterials," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 1, no. 1, pp. 3-11, 2007.
- [18] A. Shilova, "Metamaterials in electromagnetics," *Metamaterials*, vol. 1, no. 1, pp. 2-11, 2007.
- [19] D. Schuring *et al.*, "Metamaterial Electromagnetic Cloak at Microwave Frequencies," *Science*, vol. 314, no. 5801, pp. 977-980, November 2006.
- [20] X. Ni, Z.J. Wong, M. Mrejen, Y. Wang, and X. Zhang, "An ultrathin invisibility skin cloak for visible light," *Science*, vol. 349, no. 6254, pp. 1310-1314, Sep. 2015.
- [21] Jose Manuel Fernandez Gonzalez, *Aplicación de Estructuras Metamateriales en el Diseño, Análisis y Prototipo de Antenas Planas*. Madrid: Tesis Doctoral Universidad Politécnica de Madrid, 2008.
- [22] I. Gil, J. Bonache, J. García-García, and F. Martín, "Tunable metamaterial transmission lines based on varactor-loaded split-ring resonators," *IEEE trans on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 6, pp. 2665-2674, June 2006.
- [23] Jose María Lopetegui Beraña, *Photonic bandgap structures in microstrip technology study using the coupled mode formalism and applications*. Pamplona: Universidad Pública de Navarra, 2002.
- [24] Jordi Bonache Albacete, *Filtros de microondas basados en metamateriales y en resonadores concentrados*, Tesis doctoral Universitat Autònoma de Barcelona, Ed. Bellaterra, Barcelona, Cataluña (España), 2006.
- [25] P. Baccarelli *et al.*, "Dispersive Analysis of Wide-Bandstop Compact EBG Microstrip Lines for Filter Applications," in *Proceedings ISMOT 2007*, Monte Porzio Catone, Italy, 2007.
- [26] L. Brillouin, *Wave Propagation in Periodic Structures*.: McGraw-Hill, 1946.
- [27] L. Brillouin, *Wave Propagation in Periodic Structures: Electric Filters and Cristal Lattices*: Dover, 1953.
- [28] S. John, "Strong localization of photons in certain disordered dielectric superlattices," *Physical Reviews Letters*, vol. 33, pp. 2486-2489, 1987.
- [29] Eli Yablonovitch, "Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics," *Physical review letters*, vol. 58, no. 20, p. 2059, 1987.
- [30] V.L. Bratman, G.G. Denisov, N.S. Ginzburg, and M.I. Petelin, "FEL's with Bragg Reflection Resonators: Cyclotron Autoresonance Masers versus Ubitron," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 19, no. 3, pp. 282-296, 1983.
- [31] C.K. Chong *et al.*, "Bragg Reflectors," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 20, no. 3, pp. 393-402, 1992.
- [32] E. Yablonovitch, T.J. Gmitter, and K.M. Leung, "Photonic band structure: The face-centered-cubic case employing nonspherical atoms," *Physical Review Letts.*, vol. 67, no. 17, p. 2295, Oct 1991.
- [33] E. Özbay, "Layer by layer photonic crystals from microwave to far-infrared frequencies," *Journal of the Optical Society of America B*, vol. 13, no. 9, pp. 1945-1955, 1996.
- [34] G.P. Gauthier, A. Courtay, and G.M. Rebeiz, "Microstrip Antennas on

- synthesisized low dielectric constant substrates," *IEEE Transactions on Antennas & Propagation*, vol. 45, no. 8, pp. 1310-1314, 1997.
- [35] V. Radisic, Y. Qian, R. Coccioli, and T. Itoh, "Novel 2-D photonic bandgap structure for microstrip lines," *IEEE Microwave Guided Wave Lett*, vol. 8, no. 2, pp. 69-71, 1998.
- [36] V. Radisic, Y. Qian, and T. Itoh, "Broad Band power amplifier using dielectric photonic bandgap structure," *IEEE Microwave Guided Wave Letters*, vol. 8, no. 1, pp. 13-14, 1998.
- [37] G.S. Smith, M.P. Kesler, and J.G. Maloney, "Dipole antennas used with all-dielectric, woodpile photonic-bandgap reflectors: gain field patterns, and input impedance ," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 21, no. 3, pp. 191-196, 1999.
- [38] J. Shumpert, T. Ellis, G. Rebeiz, and L. Katehi, "Microwave and Millimeter-Wave Propagation in Photonic Band-Gap Structures," in *AP-S/URSI*, Ann-Arbor, 1997, pp. 48109-2122.
- [39] A.A. Oliner, "Periodic Structures and Photonic-Band-Gap Terminology: Historical Perspectives," in *29th European Microwave Conference, 1999.* , Munich, Germany, 1999, pp. 295-298.
- [40] P. Maagt de, R. Gonzalo, Y.C. Vardaxoglou, and J.M. Baracco, "Electromagnetic Bandgap Antennas and Components for Microwave and (Sub)Millimeter Wave Applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 10, pp. 2667-2677, Oct 2003.
- [41] C.M. Soukoulis, "The history and a review of the modelling and fabrication of photonic crystals," *Nanotechnology*, vol. 13, no. 3, pp. 420-423, May 2002.
- [42] Mahima Kapoor, *Design, Fabrication and Analysis of Tunable Planar Microwave Devices Using EBG Structures*. India: Thesis of Dayalbag Educational Institute, 2013.
- [43] N.C. Karmakar, M. Mollah, S.K. Phadi, R.L.L. Ling, and S.M. Roy, "Planar electromagnetic bandgap structures," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 16, no. 5, pp. 415-429, 2006.
- [44] H. Zhu and M. Junfa, "Miniaturized Tapered EBG Structure With Wide Stopband and Flat Passband," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 314-317, 2012.
- [45] M.M. Karbassian and H. Ghafouri-Shiraz, "Effect of shape of patterns on the performance of microstrip photonic band-gap filters," *Microw. and Opt. Tech. Letters*, vol. 48, no. 6, pp. 1007-1011, June 2006.
- [46] C.-S. Kim, J.-S. Park, D. Ahn, and J.-B. Lim, "A Novel 1-D Periodic Defected Ground Structure for Planar Circuits," *IEEE Microw. and Guided W. L.*, vol. 10, no. 4, pp. 131-133, Apr 2000.
- [47] S.K. Pauri and S. Das, "A new defected ground structure for different microstrip circuit applications," *Radioengineering-Prague*, vol. 16, no. 1, p. 16, 2007.
- [48] Fei-Ran Yang, Kuang-Ping Ma, Yongxi Qian, and Tatsuo Itoh, "A Uniplanar Compact Photonic-Bandgap (UC-PBG) Structure and Its Applications for Microwave Circuits," *IEEE Trans. of Microw. Theory and Techniq.*, vol. 47, no. 8,

- pp. 1509-1514, Aug 1999.
- [49] M.F. Karim, A.-Q. Liu, A. Yu, and A. Alphones, "Micromachined tunable filter using fractal electromagnetic bandgap (EBG) structures," *Sensors and Actuators A*, vol. 133, no. 2, pp. 355-362, 2007.
- [50] Ferran Martín *et al.*, "Dual Electromagnetic Bandgap CPW Structures for filter applications," *IEEE Microw. Wireless Compon. Letters*, vol. 13, no. 9, pp. 393-395, Sept 2003.
- [51] F.J. Falcone Lamas, *Shynthesis and applications of Microwave Metamaterials in Planar Circuit Technology: From Electronics Band Gap to Left Handed Materials*. Pamplona: Tesis doctoral de la Universidad Pública de Navarra, 2005.
- [52] M.L. Her, Y.Z. Wang, C.M. Chang, and K.Y. Lin, "Coplanar Waveguide (CPW) Defected Ground Structure (DGS) for bandpass filter applications," *Microw. Opt and Tecn. Letters*, vol. 42, no. 4, pp. 331-334, Aug. 2004.
- [53] E.K.I. Hammad, A.M.E. Saftwat, and A.S. Omar, "2D Periodic Defected Ground Structure," in *Proceedings of German Microwave Conference (GeMiC2005)*, Ulm, 2005, pp. 25-28.
- [54] Z.C. Hao, J.-X. Chen, X.-P. Chen, and K. Wu, "Compact super-wide bandpass substrate integrated waveguide (SIW) filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 9, pp. 2968-2977, Sep. 2005.
- [55] R. Coccioli, F.-R. Yang, K.-P. Ma, and T. Itoh, "Aperture-coupled patch antenna on UC-PBG substrate," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 11, pp. 2123-2130, Nov 1999.
- [56] T Lopetegui *et al.*, "Novel photonic bandgap microstrip structures using network topology," *Microwave Opt. Technol Lett*, vol. 25, pp. 33-36, 2000.
- [57] A.S. Mohra and M.A. Alkanhal, "Small size stepped impedance low pass filters," *Microw. Opt. Techn. Letters*, vol. 49, no. 10, pp. 2398-2403, 2007.
- [58] L.-S. Wu *et al.*, "A new type of periodically loaded half-mode substrate integrated waveguided and its applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, vol. 58, no. 4, pp. 892-893, Apr. 2010.
- [59] I.V. Lindell, S.A. Tretyakov, K.I. Nikoskinen, and S. Ilvonen, "BW media-media with negative parameters, capable of supporting backware waves," *Microwave Opt. Tech. Lett.*, vol. 31, no. 2, pp. 129-133, Oct. 2001.
- [60] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, and W.J. Stewart, "Low frequency plasmons in thin-wire structures," *Journal of Phy. Condens. Matter*, vol. 10, no. 22, p. 4785, June 1998.
- [61] R.A. Shelby, D.R. Smith, and S. Schultz, "Experimental Verification of a Negative Index of Refraction," *SCIENCE*, vol. 292, no. 5514, pp. 77-79, April 2001.
- [62] D.R. Smith *et al.*, "Left-Handed Metamaterials," in *NATO-ASI, Photonic Crystals and Light Localization*, Crete, 2000, pp. 1-21.
- [63] Christofe Caloz and Tatsuo Itoh, "Application of the transmission line theory of left handed (LH) materials to the realization of a microstrip LH Line," in *IEEE Antennas Propagat. Symp*, San Antonio, 2002, pp. 412-415.
- [64] Ashwin K. Iyer and George V. Eleftheriades, "Negative Refractive Index Metamaterials Suporting 2-D Waves," in *IEEE Microwave Theory Tech. Symp*,

- Seattle, 2002, pp. 1067-1070.
- [65] Arthur A. Oliner, "A Planar Negative-Refractive-Index Medium Without Resonant Elements," in *IEEE Microwave Theory Tech. Symp.*, Philadelphia, 2003, pp. 191-194.
- [66] G.V. Eleftheriades, A.K. Iyer, and P. C. Kremer, "Planar Negative Refractive Index Media Using Periodically L-C Loaded Transmission Lines," *IEEE Trans. on Microw. Theory and Techs.*, vol. 50, no. 12, pp. 2702-2712, Dec. 2002.
- [67] C Caloz and T. Itoh, "Transmission Line Approach of Left-Handed (LH) Materials and Microstrip Implementation of an Artificial LH Transmission Line," *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, vol. 52, no. 5, pp. 1159-1166, May 2004.
- [68] N. Engheta and R.W Ziolkowski, *Metamaterials: Physics and Engineering Explorations*: John Wiley & Sons , 2006.
- [69] A.K. Sarychev and V.M. Shalaev, *Electrodynamics of Metamaterials*: World Scientific Publishing Co. Singapore, 2007.
- [70] R.B. Wehrspohn, H.S. Kitzerow, and K. Busch, *Nanophotonics Materials: Photonic Crystals, Plasmonics and Metamaterials*: John Wiley & Sons, 2008.
- [71] P. Markos and C.M. Sokoulis, *Wave Propagation: From Electrons to Photonic Crystals and Left Handed Materials*: Princeton University Press, 2008.
- [72] B.A. Munk, *Metamaterials: Critique and Alternatives*: John Wiley & Sons, 2009.
- [73] Tie Jun Chi, David Smith, and Liu Ruopeng, *Metamaterial: Theory, Design and Applications*: Springer Science & Business Media, 2009.
- [74] Douglas H Werner and Do-Hoon Kwon, *Transformation Electromagnetics and Metamaterials*: Springer Science + Business Media, 2014.
- [75] Wenshan Cai and Vladimir Shalaev, *Optical Metamaterials: Fundamentals and Applications*: Springer, 2009.
- [76] Filippo Capolino, *Metamaterials Hand Book*: CRC Press, 2009.
- [77] Laszlo Solymar and Ekaterina Shamonina, *Waves in Metamaterials*: OXFORD University Press, 2009.
- [78] Miguel Berruete Díaz, *Millimeter-Wave Extraordinary Transmission*, Tesis Doctoral Universidad Publica de Navarra, Ed. Pamplona, Navarra (España), 2006.
- [79] Juan Domingo Baena , *Diseño, Analisis y Aplicaciones de Metamateriales Electromagnéticos.*, Tesis Doctoral Universidad de Sevilla, Ed. Sevilla, España, 2005.
- [80] Marta Gil Barba, *Resonant-type metamaterial transmission lines and their application to microwave device design*, Tesis doctoral Universitat Autonoma de Barcelona, Ed. Bellaterra (Cerdanyola del Vallés), Catalunya (España), 2009.
- [81] Francisco Aznar Ballesta, *Caracterización de nuevos resonadores metamaterial, Lineas de transmisión artificiales y aplicaciones en el diseño de circuitos de comunicaciones*, Tesis Doctoral Universitat Autonoma Barcelona, Ed. Bellaterra (Cerdanyola del Vallés), Catalunya (España), 2009.
- [82] Juan Sebastian Gómez-Díaz, *Novel Integral Equation Methods Applied to the Analysis of New Guiding and Radiating Structures and Optically-Inspired Phenomena at Microwaves*, Tesis Docotoral Universidad Politécnica de

- Cartagena, Ed. Cartagena, Murcia (España), 2011.
- [83] Miguel Duran-Sindreu Viader, *Miniaturization of Planar Microwave Components Based on Semi-Lumped Elements and Artificial Transmission Lines: Application to Multi-Band Devices and Filters*, Tesis Doctoral Universitat Autònoma de Barcelona, Ed. Bellaterra (Cerdanyola del Vallés), Catalunya (España), 2011.
- [84] F. Falcone *et al.*, "Babinet principle applied to the design of metasurfaces and metamaterials," *Physical Review Letters*, vol. 93, no. 19, pp. 197401-4, November 2004.
- [85] Juan Domingo Baena *et al.*, "Equivalent-Circuit Models for Split-Ring Resonators and Complementary Split-Ring Resonators Coupled to Planar Transmission Lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 4, pp. 1451-1461, April 2005.
- [86] F. Bilotti *et al.*, "Equivalent-Circuit Models for the Design of Metamaterials Based on Artificial Magnetic Inclusions," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 12, pp. 2865-2873, December 2007.
- [87] A. Belenguer, J. Cascón, A. L. Borja, H. Esteban, and V. E. Boria, "Dual Composite Right-/Left-Handed Coplanar Waveguide Transmission Line Using Inductively Connected Split-Ring Resonator," *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. 60, no. 10, pp. 3035-3042, October 2012.
- [88] R. Marqués, F. Mesa, J. Martel, and F. Medina, "Comparative analysis of edge - and broadside- coupled split ring resonators for metamaterial: design, theory and experiments," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 51, no. 10, pp. 2752-2581, Oct 2003.
- [89] F. Aznar *et al.*, "Miniaturization and Characterization of Metamaterial Resonant Particles," in *European Microwave Conference (EuMC)*, Amsterdam, 2008, pp. 269-272.
- [90] H. Zhu and J. Mao, "A bandstop filter based on non-bianisotropic complementary split ring resonators (NBCSRRs)," in *Electrical Design of Advanced Packaging and Systems Symposium (EDAPS)*, IEEE, Hanzhou, 2011, pp. 1-4.
- [91] Ali K. Horestani, Zahra Shaterian, Said Al-Sarawi, Derek Abbott, and Christophe Fumeaux, "Miniaturized Bandpass Filter with Wide Stopband Using Complementary Spiral Resonator," in *Proceedings of APMC*, Kaohsiung, 2012, pp. 550-552.
- [92] O. Isik and K.P. Esselle, "Analysis of spiral metamaterials by use of group theory," *Metamaterials*, vol. 3, no. 1, pp. 33-43, March 2009.
- [93] Carlos Linneo, *Sistema Naturae*, 10th ed. Estocolmo: Theodorum Haak, 1758.
- [94] Willi Henning, *Phylogenetic Systematics*: University of Illinois Press, 1999.
- [95] M. Gil, J. Bonache, I. Gil, J. García-García, and F. Martín, "Miniaturisation of planar microwave circuits by using resonant-type left-handed transmission lines," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 1, no. 1, pp. 73-79, February 2007.
- [96] F. Aznar, J. Bonache, A. Valcarcel, and F. Martín, "Miniaturization of narrow-band power dividers by using CPW metamaterial transmission lines," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 51, no. 4, pp. 926-929, April 2009.

- [97] M. Gil, J. Bonache, and F. Martín, "Metamaterial filters: A review," *Metamaterials*, vol. 2, no. 4, pp. 186-197, December 2008.
- [98] J. Martel, J. Bonache, R. Marqués, F. Martín, and F. Medina, "Design of Wide-Band Semi-Lumped Bandpass Filters Using Open Split Ring Resonators," *IEEE Microw. and Wireless C. Letters*, vol. 17, no. 1, pp. 28-30, Jan. 2007.
- [99] J. Naqui, M. Duran-Sindreu, and F. Martín, "Selective mode suppression in coplanar waveguides using metamaterial resonators," *Applied Physics A*, vol. 109, no. 4, pp. 1053-1058, Dec. 2012.
- [100] A. Vélez, F. Aznar, M. Duran-Sindreu, J. Bonache, and F. Martín, "Stop-band and band-pass filters in coplanar waveguide technology implemented by means of electrically small metamaterial-inspired open resonators," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 4, no. 6, pp. 712 - 716, Jun. 2010.
- [101] T.J. Ellis and G.M. Rebeiz, "MM-Wave Tapered slot antennas on Micromachined photonic band gap," *MMT-S Digest*, vol. 2, pp. 1157-1160, 1996.
- [102] Pier Jarry and Jacques Beneat, *Design and realizations of miniaturized fractal RF and microwave filters*: John Wiley & Sons, 2009.
- [103] J.D. Joannopoulos, S.G Johnson, J.N. Winn, and R.D. Meade, *Photonic Crystals: Molding the Flow of Light*, second ed.: Princeton University Press, 2011.
- [104] Gabriel S. Lozano Barbero, *Análisis del crecimiento y la respuesta óptica en alta energía de cristales fotónicos coloidales*. Sevilla: Tesis Doctoral por la Universidad de Sevilla, 2010.
- [105] M.A.G. Laso *et al.*, "Analysis and design of 1-D photonic bandgap microstrip structures usiang a fibre grating model," *Microwave Opt. Tech. Lett.*, vol. 22, no. 4, pp. 223-226, 1999.
- [106] A.L.P.S. Campos, E.E.C. de Oliviera, and P.D.F. Silva, "Miniaturization of frequency selective surfaces using fractal Koch curves," *Microwave Opt. Tech. Lett*, vol. 51, no. 8, pp. 1983-1986, 2009.
- [107] W.L. Chen, G.M. Wang, and Y.N. Qi, "Fractal shaped hi-lo microstrip low-pass filters with high passband performance," *Microwave Opt. Tech. Letts.*, vol. 49, no. 10, pp. 2577-2579, 2007.
- [108] Siakavara K., "Novel microwave microstrip filters using photonic bandgap ground plane with fractal periodic pattern," *Microwave Opt. Tech Lett.*, vol. 43, no. 4, pp. 273-276, 2004.
- [109] C. Puente Baliarda, J. Romeu, and A. Cardama, "The Koch monopole: A small fractal antena," *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 48, no. 11, pp. 1773-1781, 2000.
- [110] Y.Q. Fu, N.C. Yuan, and G.H. Zhang, "A novel fractal microstrip PBG structure," *Microwave Opt. Tech. Lett.*, vol. 32, no. 2, pp. 136-138, 2002.
- [111] M.A.G. Laso *et al.*, "Optimization of tapered Bragg reflectors in microstrip technology," *Int. J. Infrared Millim. Waves*, vol. 21, no. 2, pp. 231-245, 2000.
- [112] James F. Kaiser and Ronald W. Schafer, "On the Use of the lo -Sinh Window," *IEEE Trans. on Acustics, Speech, and Signal Proc.*, vol. ASSP-28, no. 1, pp. 105-107, 1980.
- [113] H. Mosallaei and K. Sarabandi, "A compact wide-band EBG structure utilizing

- embedded resonant circuits," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 4, pp. 5-8, 2005.
- [114] Frederic J Harris, "On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform," *Proceed. of the IEEE*, vol. 66, no. 1, pp. 51-83, 1978.
- [115] D. B. Hunter and R.A. Minasian, "Microwave Optical Filters Using In-Fiber Bragg Grating Arrays," *IEEE Microw. and Guid. Wave Letters*, vol. 6, no. 2, pp. 103-105, 1996.
- [116] Daniel Pastor, José Capmany, Diego Ortega, Vicente Tatay, and Javier Martí, "Design of Apodized Linearly Chirped Fiber Gratings for Dispersion Compensation," *Journal of Light. Techn.*, vol. 14, no. 11, pp. 2581-2588, 1996.
- [117] Ary Syahriar, Vitor Marino Schneider, and S. Al-Bader, "The Design of Mode Evolution Couplers," *Journal of Lightw. Techn.*, vol. 16, no. 10, pp. 1907-1998, 1998.
- [118] M.J. Erro *et al.*, "Analysis and Design of Electromagnetic Crystals in microstrip technology using a fibre grating model," *Optical and Quantum Electronics*, vol. 34, pp. 297-309, 2002.
- [119] S.W. Ting, K.W. Tam, and R. P. Martins, "Miniaturized microstrip lowpass filter with wide stopband using double equilateral U-shaped defected ground structure," *IEEE Microwave Wirel. Compon. Letters*, vol. 16, no. 5, pp. 240-242, May 2006.
- [120] Haoran Zhu and Junfa Mao, "Miniaturized Tapered EBG Structure with Wide Stopband and Flat Passband," *IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 314-317, 2012.
- [121] D. Deslandes and Ke Wu, "Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components," in *32nd European Microwave Conference*, Milan, 2002, pp. 1-4.
- [122] D. Deslandes, M. Bozzi, P. Arcioni, and Ke Wu, "Substrate Integrated Slab Waveguide (SISW) for Wideband Microwave applications," in *2003 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Philadelphia, USA, 2003, pp. 1103 - 1106 (vol 2).
- [123] K Wu, D. Deslandes, and Y. Cassivi, "The Substrate Integrated Circuits a new concept for High-Frequency electronics and optoelectronics," in *Int Conf. on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, TELKSYS*, Montenegro, Serbia, 2003, pp. 3-10 (vol 1).
- [124] D. Deslandes and ke Wu, "Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form," *IEEE Microwave and Wireless C. Letters*, vol. 11, no. 2, pp. 68-70, February 2001.
- [125] M. Bozzi, A. Georgiadis, and Ke Wu, "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 5, no. 8, pp. 909-920, June 2011.
- [126] A.J. Martínez-Ros, J.L. Gómez-Tornero, and G. Goussetis, "Planar Leaky-Wave Antenna With Flexible Control of the Complex Propagation Constant," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 3, pp. 1625-1630, March 2012.

- [127] Feng Xu and Ke Wu, "Guided-Wave and Leakage Characteristics of Substrate Integrated Waveguide," *IEEE Trans. on Microw. Theory and Techn.*, vol. 53, no. 1, pp. 66-73, Jan 2005.
- [128] Yuanqing Wang *et al.*, "Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) Bandpass Filter," *IEEE Microw. and Wireless C. Letters*, vol. 17, no. 4, pp. 265-267, April 2007.
- [129] W. Hong *et al.*, "Half Mode Substrate Integrated Waveguide: A New Guided Wave Structure for Microwave and Millimeter Wave Application," in *Joint 31st International Conference on Infrared Millimeter Waves and 14th International Conference on Terahertz Electronics, 2006. IRMMW-THz 2006.*, Shanghai, 2006, p. 219.
- [130] K. Gong, W. Hong, H. Tang, and J. Chen, "C-Band Bandpass Filter Based on Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) Cavities," in *Asia Pacific Microwave Conference, 2009. APMC 2009.*, Singapore, 2009, pp. 2591 - 2594.
- [131] Q. Lai, C. Fumeaux, W. Hong, and R. Vahldieck, "Characterization of the propagation properties of the half-mode substrate integrated waveguide," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 8, pp. 1996-2004, Aug. 2009.
- [132] J. Hirokawa and M. Ando, "Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 46, no. 5, pp. 625-630, May 1998.
- [133] D. Deslandes, "Design Equations for tapered microstrip to substrate integrated waveguide transitions," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Anaheim, USA, 2010, pp. 704-707.
- [134] M Rahman and M.A. Stuchly, "Transmission line–periodic circuit representation of planar microwave photonic bandgap structures," *Microwave and Optical Tech. Letter*, vol. 30, no. 1, pp. 15-19, July 2001.
- [135] Z.-C Hao, H. Hong, H. Li, H. Zhang, and K. Wu, "A broadband Substrate Integrated Waveguide (SIW) filter," in *Proc. IEEE AP-S Int. Symp.*, Washington, DC, 2005, pp. 598-601.
- [136] J. García-García, F. Martín, J.D. Baena, R. Marqués, and L. Jelinek, "On the resonances and polarizabilities of split ring resonators," *Journal of Applied Physics*, vol. 98, no. 3, p. 033103, September 2005.
- [137] R. Marqués, F. Medina, and R. Rafii-El-Idrissi, "Role of bianisotropy in negative permeability and left-handed metamaterials," *Physical Review B*, vol. 65, no. 14, p. 144440, April 2002.
- [138] D Cheng, H.X. Zheng, L.Y. Feng, and F.Y. Gao, "Investigation of compact second-order microstrip bandpass filter," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 52, no. 9, pp. 1970-1973, Sept. 2010.
- [139] P.F. Stefens and D.M. Van Dommelen, "The influence of edge effects on measurements of dielectric material characteristics," in *Microwave and High Frequency Heating, Proc.*, Cambridge, U.K., 1995, pp. 1-4.
- [140] T. Koschny, P. Markos, D.R. Smith, and C.M. Soukoulis, "Resonant and anti-resonant frequency dependence of the effective parameters of metamaterials," *Physical Review E*, vol. 68, no. 6, p. 065602, 2003.

- [141] F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, R. Marqués, and M. Sorolla, "Miniaturized coplanar waveguide stop band filters based on multiple tuned split ring resonator," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 13, no. 12, pp. 511-513, 2003.
- [142] J. Kim, C.S. Cho, and J.W. Lee, "CPW bandstop filter using slot-type SRR," *Electron. Lett.*, vol. 41, no. 24, pp. 1333-1334, 2005.
- [143] I.A.I. Al-Nalib and M. Koch, "Highly miniaturised single metal layer CPW bandstop filters based on spiral resonators," *Electron. Lett.*, vol. 46, no. 18, pp. 1274-1275, 2010.

AneXo

A

Anexo A

En este anexo, se recoge la documentación acreditativa acerca del índice de impacto y el rango en la categoría (ingeniería eléctrica y electrónica o física aplicada) de las revistas científicas en las cuales se publicaron los artículos. Esta documentación acreditativa se obtuvo del *Journal Citation Reports* (JCR) de 2014. El JCR es una publicación anual, donde se evalúa el impacto y la relevancia de las principales revistas científicas en los campos de las ciencias aplicadas y sociales. Esta publicación está realizada por el Instituto para la Información Científica (*Institute for Scientific Information*, ISI) que actualmente forma parte de la empresa *Thomson Scientific*.

**Rank in Category: MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS****Journal Ranking** ⓘ

For **2013**, the journal **MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS** has an Impact Factor of **0.623**.

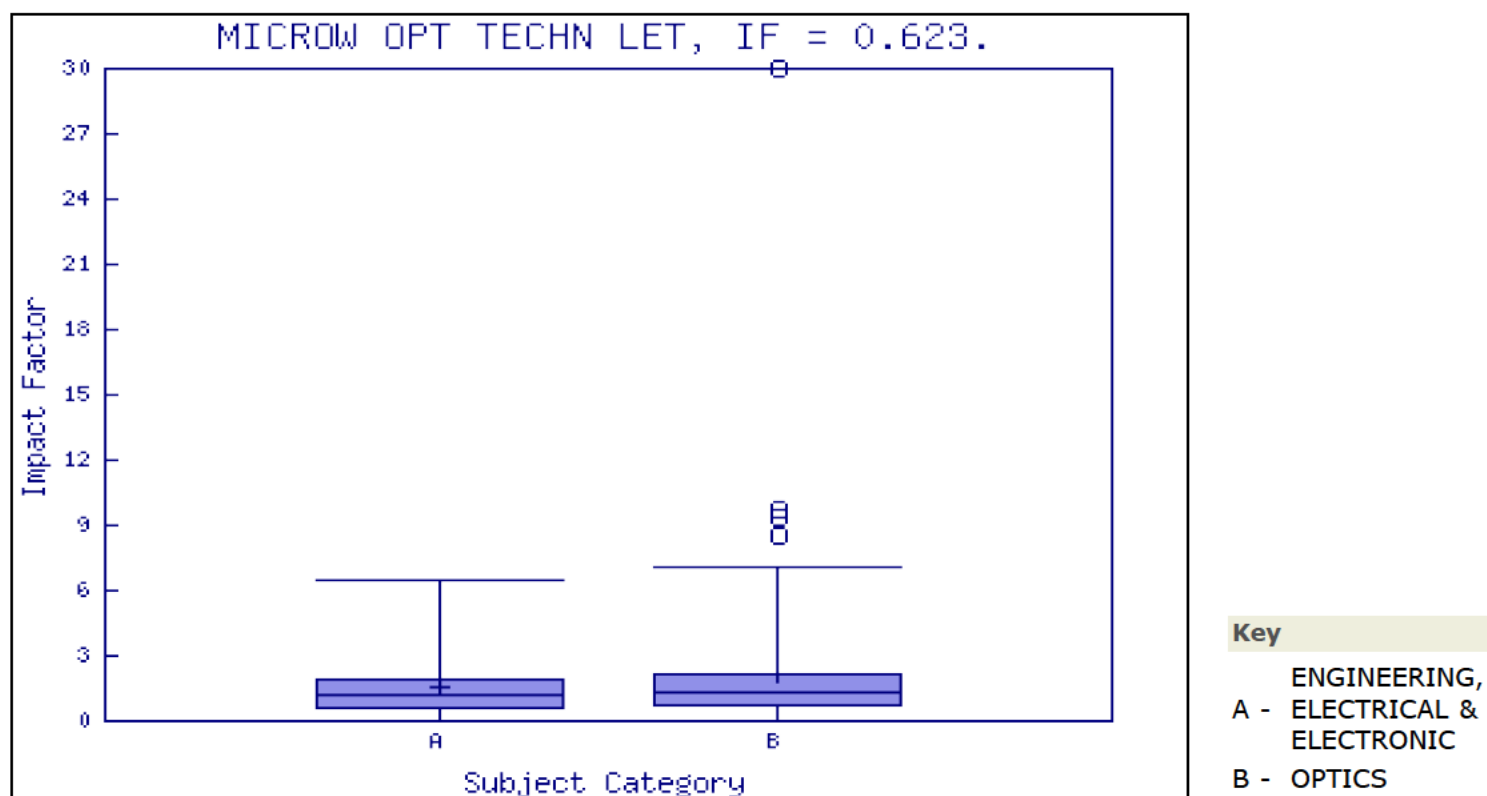
This table shows the ranking of this journal in its subject categories based on Impact Factor.

Category Name	Total Journals in Category	Journal Rank in Category	Quartile in Category
ENGINEERING, ELECTRICAL & ELECTRONIC	248	188	Q4
OPTICS	83	69	Q4

Category Box Plot ⓘ

For **2013**, the journal **MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS** has an Impact Factor of **0.623**.

This is a box plot of the subject category or categories to which the journal has been assigned. It provides information about the distribution of journals based on Impact Factor values. It shows median, 25th and 75th percentiles, and the extreme values of the distribution.





Journal: MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS

Mark	Journal Title	ISSN	Total Cites	Impact Factor	5-Year Impact Factor	Immediacy Index	Citable Items	Cited Half-life	Citing Half-life
	MICROW OPT TECHN LET	0895-2477	4674	0.623	0.542	0.160	768	5.9	6.6
Cited Journal Citing Journal Source Data Journal Self Cites									

[CITED JOURNAL DATA](#)
[CITING JOURNAL DATA](#)
[IMPACT FACTOR TREND](#)
[RELATED JOURNALS](#)

Journal Information

Full Journal Title: MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS

ISO Abbrev. Title: Microw. Opt. Technol. Lett.

JCR Abbrev. Title: MICROW OPT TECHN LET

ISSN: 0895-2477

Issues/Year: 12

Language: ENGLISH

Journal Country/Territory: UNITED STATES

Publisher: WILEY-BLACKWELL

Publisher Address: 111 RIVER ST, HOBOKEN 07030-5774, NJ,

Subject Categories: ENGINEERING, ELECTRICAL & ELECTRONIC

[SCOPE NOTE](#)
[VIEW JOURNAL SUMMARY LIST](#)
[VIEW CATEGORY DATA](#)

OPTICS

[SCOPE NOTE](#)
[VIEW JOURNAL SUMMARY LIST](#)
[VIEW CATEGORY DATA](#)

Journal Rank in Categories: [JOURNAL RANKING](#)

Eigenfactor[®] Metrics

Eigenfactor[®] Score

0.01169

Article Influence[®]

Score

0.169

Journal Impact Factor

Cites in 2013 to items published in: 2012 = 518 Number of items published in: 2012 = 763

2011 = 463

2011 = 811

Sum: 981

Sum: 1574

Calculation: $\frac{\text{Cites to recent items}}{\text{Number of recent items}} = \frac{981}{1574} = \mathbf{0.623}$

5-Year Journal Impact Factor

Cites in {2013} to items published in: 2012 = 518 Number of items published in: 2012 = 763

2011 = 463

2011 = 811

2010 = 436

2010 = 781

2009 = 407

2009 = 845

2008 = 420

2008 = 944

Sum: 2244

Sum: 4144

Calculation: $\frac{\text{Cites to recent items}}{\text{Number of recent items}} = \frac{2244}{4144} = 0.542$

Journal Self Cites

The tables show the contribution of the journal's self cites to its impact factor. This information is also represented in the [cited journal graph](#).

Total Cites	4674	Self Cites	983 (21% of 4674)
Cites to Years Used in Impact Factor Calculation	981	Self Cites to Years Used in Impact Factor Calculation	325 (33% of 981)
Impact Factor	0.623	Impact Factor without Self Cites	0.417

Journal Immediacy Index

Cites in 2013 to items published in 2013 = 123

Number of items published in 2013 = 768

Calculation: $\frac{\text{Cites to current items}}{\text{Number of current items}} = \frac{123}{768} = 0.160$

Journal Cited Half-Life

The cited half-life for the journal is the median age of its items cited in the current JCR year. Half of the citations to the journal are to items published within the cited half-life.

Cited Half-Life: 5.9 years

Breakdown of the citations *to the journal* by the cumulative percent of 2013 cites to items published in the following years:

Cited Year	2013	2012	2011	2010	2009	2008	2007	2006	2005	2004	2003-all
# Cites from 2013	123	518	463	436	407	420	367	330	273	200	1137
Cumulative %	2.63	13.71	23.62	32.95	41.66	50.64	58.49	65.55	71.39	75.67	100

Cited Half-Life Calculations:

The cited half-life calculation finds the number of publication years from the current JCR year that account for 50% of citations received by the journal. Read help for more information on the calculation.

Cited Journal Graph

[Click here for Cited Journal data table](#)

This graph shows the distribution by cited year of citations to items published in the journal MICROW OPT TECHN LET.

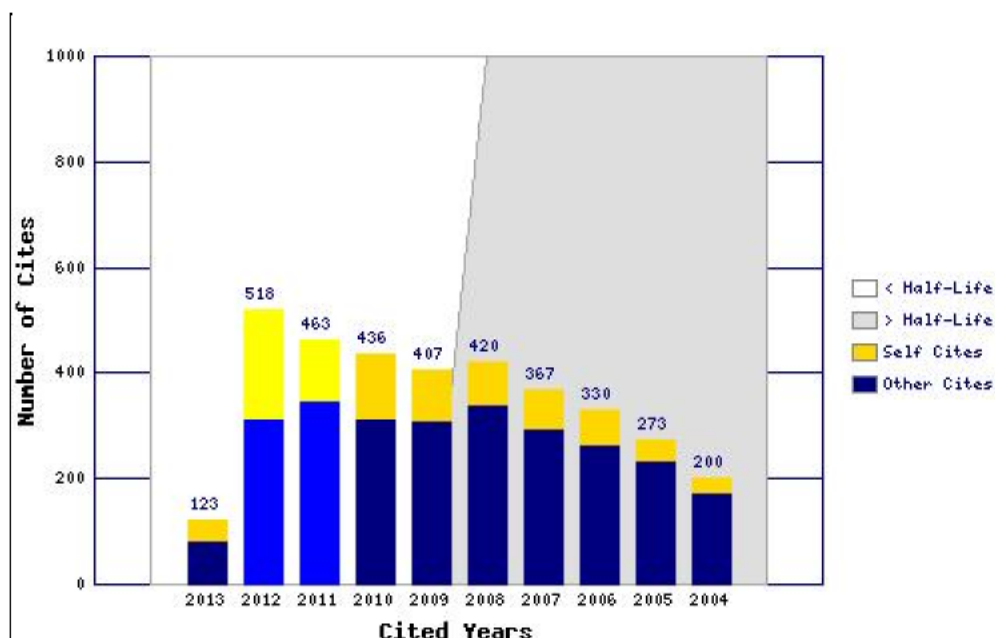
Citations to the journal (per cited year)

- The white/grey division indicates the cited half-life (if < 10.0). Half of the journal's cited items were published more recently than the cited half-life.

- The top (gold) portion of each column indicates Journal Self Citations: citations to items in the journal from items in the same journal.

- The bottom (blue) portion of each column indicates Non-Self Citations: citations to the journal from items in other journals.

- The two lighter columns indicate citations used to calculate the Impact Factor (always the 2nd and 3rd columns).



Journal Citing Half-Life ▲

The citing half-life for the journal is the median age of the items the journal cited in the current JCR year. Half of the citations in the journal are to items published within the citing half-life.

Citing Half-Life: 6.6 years

Breakdown of the citations *from the journal* by the cumulative percent of 2013 cites to items published in the following years:

Cited Year	2013	2012	2011	2010	2009	2008	2007	2006	2005	2004	2003-all
# Cites from 2013	80	678	811	928	925	738	707	659	594	366	2699
Cumulative %	0.87	8.25	17.08	27.19	37.26	45.29	52.99	60.16	66.63	70.62	100

Citing Half-Life Calculations:

The citing half-life calculation finds the number of publication years from the current JCR year that account for 50% of citations in the journal. Read help for more information on the calculation.

Citing Journal Graph ▲

[Click here for Citing Journal data table](#)

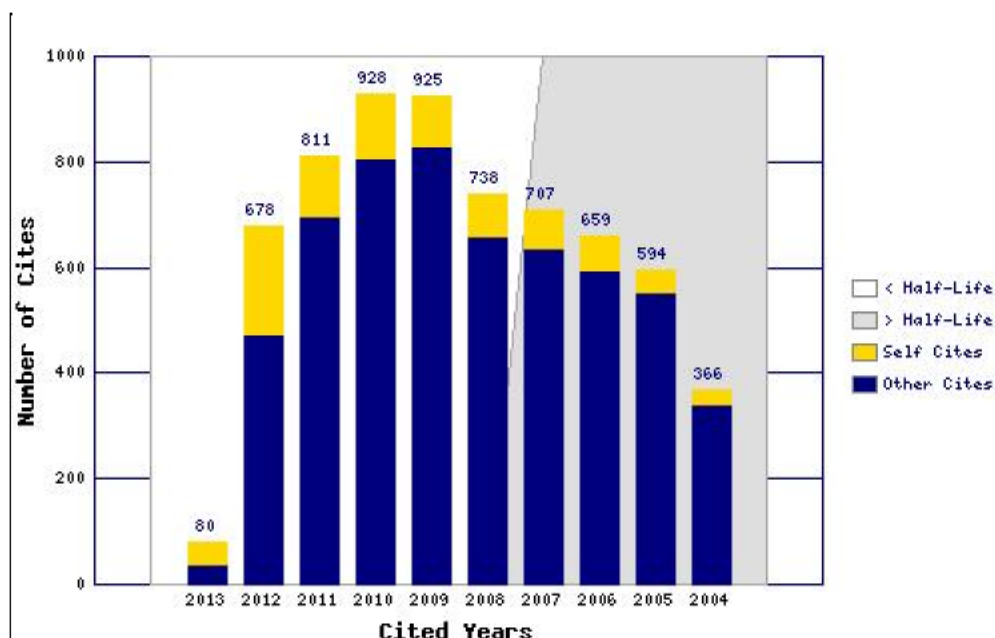
This graph shows the distribution by cited year of citations from current-year items in the journal MICROW OPT TECHN LET.

Citations from the journal (per cited year)

- The white/grey division indicates the citing half-life (if < 10.0). Half of the citations from the journal's current items are to items published more recently than the citing half-life.

- The top (gold) portion of each column indicates Journal Self-Citations: citations from items in the journal to items in the same journal.

- The bottom (blue) portion of each column indicates Non-Self Citations: citations from the journal to items in other journals.

Journal Source Data ▲

	Citable items			Other items
	Articles	Reviews	Combined	
Number in JCR year 2013 (A)	768	0	768	12
Number of references (B)	9168	0	9168	17.00
Ratio (B/A)	11.9	0.0	11.9	1.4

[Acceptable Use Policy](#)
Copyright © 2015 [Thomson Reuters](#).



THOMSON REUTERS

Published by Thomson Reuters



Rank in Category: IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters

Journal Ranking ⓘ

For **2013**, the journal **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters** has an Impact Factor of **1.948**.

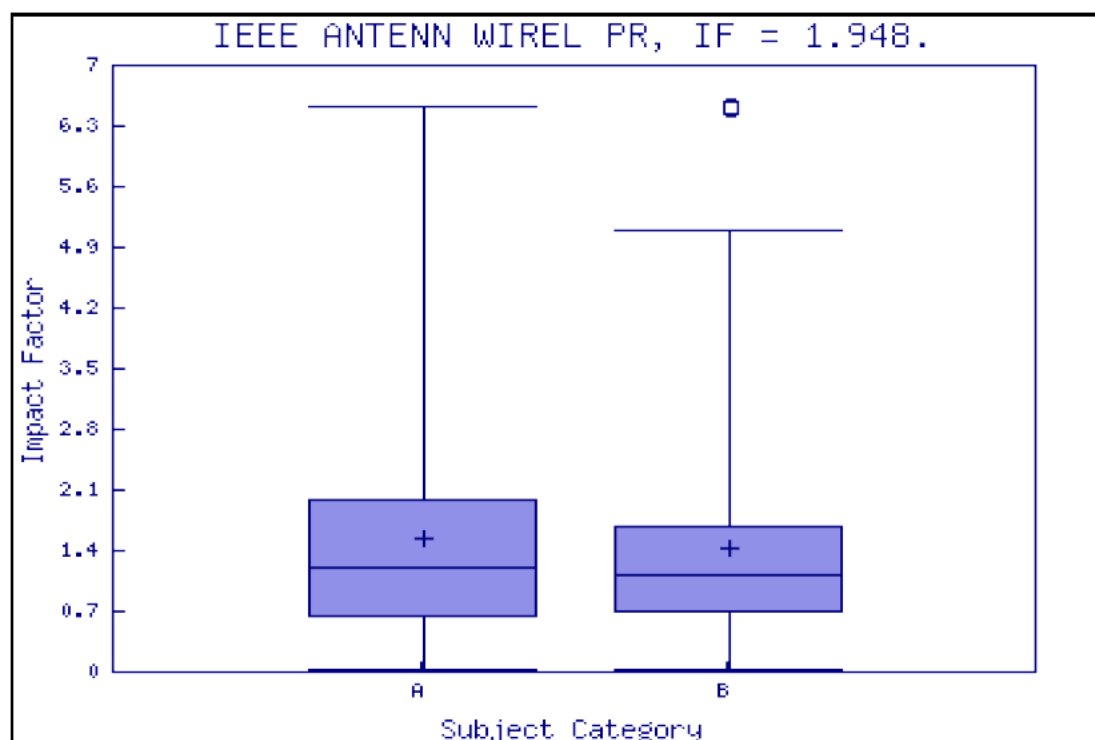
This table shows the ranking of this journal in its subject categories based on Impact Factor.

Category Name	Total Journals in Category	Journal Rank in Category	Quartile in Category
ENGINEERING, ELECTRICAL & ELECTRONIC	248	65	Q2
TELECOMMUNICATIONS	78	15	Q1

Category Box Plot ⓘ

For **2013**, the journal **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters** has an Impact Factor of **1.948**.

This is a box plot of the subject category or categories to which the journal has been assigned. It provides information about the distribution of journals based on Impact Factor values. It shows median, 25th and 75th percentiles, and the extreme values of the distribution.





Journal: IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters

Mark	Journal Title	ISSN	Total Cites	Impact Factor	5-Year Impact Factor	Immediacy Index	Citable Items	Cited Half-life	Citing Half-life
	IEEE ANTENN WIREL PR	1536-1225	4537	1.948	1.954	0.270	423	3.9	5.7
Cited Journal Citing Journal Source Data Journal Self Cites									

[CITED JOURNAL DATA](#)
[CITING JOURNAL DATA](#)
[IMPACT FACTOR TREND](#)
[RELATED JOURNALS](#)

Journal Information

Full Journal Title: IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters

ISO Abbrev. Title: IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.

JCR Abbrev. Title: IEEE ANTENN WIREL PR

ISSN: 1536-1225

Issues/Year: 1

Language: ENGLISH

Journal Country/Territory: UNITED STATES

Publisher: IEEE-INST ELECTRICAL ELECTRONICS ENGINEERS INC

Publisher Address: 445 HOES LANE, PISCATAWAY, NJ 08855-4141

Subject Categories: ENGINEERING, ELECTRICAL & ELECTRONIC

[SCOPE NOTE](#)
[VIEW JOURNAL SUMMARY LIST](#)
[VIEW CATEGORY DATA](#)

TELECOMMUNICATIONS

[SCOPE NOTE](#)
[VIEW JOURNAL SUMMARY LIST](#)
[VIEW CATEGORY DATA](#)

Journal Rank in Categories: [JOURNAL RANKING](#)

Eigenfactor[®] Metrics

Eigenfactor[®] Score

0.02210

Article Influence[®]

Score

0.776

Journal Impact Factor

Cites in 2013 to items published in: 2012 = 651 Number of items published in: 2012 = 419

2011 = 954

2011 = 405

Sum: 1605

Sum: 824

Calculation: $\frac{\text{Cites to recent items}}{\text{Number of recent items}} = \frac{1605}{824} = \mathbf{1.948}$

5-Year Journal Impact Factor

Cites in {2013} to items published in: 2012 = 651 Number of items published in: 2012 = 419

2011 = 954

2011 = 405

2010 = 628

2010 = 324

2009 = 676

2009 = 355

2008 = 433

2008 = 207

Sum: 3342

Sum: 1710

Calculation: $\frac{\text{Cites to recent items}}{\text{Number of recent items}} = \frac{3342}{1710} = 1.954$

Journal Self Cites

The tables show the contribution of the journal's self cites to its impact factor. This information is also represented in the [cited journal graph](#).

Total Cites	4537	Self Cites	643 (14% of 4537)
Cites to Years Used in Impact Factor Calculation	1605	Self Cites to Years Used in Impact Factor Calculation	268 (16% of 1605)
Impact Factor	1.948	Impact Factor without Self Cites	1.623

Journal Immediacy Index

Cites in 2013 to items published in 2013 = 114
 Number of items published in 2013 = 423
 Calculation: $\frac{\text{Cites to current items}}{\text{Number of current items}} = \frac{114}{423} = 0.270$

Journal Cited Half-Life

The cited half-life for the journal is the median age of its items cited in the current JCR year. Half of the citations to the journal are to items published within the cited half-life.

Cited Half-Life: 3.9 years

Breakdown of the citations *to the journal* by the cumulative percent of 2013 cites to items published in the following years:

Cited Year	2013	2012	2011	2010	2009	2008	2007	2006	2005	2004	2003-all
# Cites from 2013	114	651	954	628	676	433	237	201	225	163	255
Cumulative %	2.51	16.86	37.89	51.73	66.63	76.17	81.40	85.83	90.79	94.38	100

Cited Half-Life Calculations:

The cited half-life calculation finds the number of publication years from the current JCR year that account for 50% of citations received by the journal. Read help for more information on the calculation.

Cited Journal Graph

[Click here for Cited Journal data table](#)

This graph shows the distribution by cited year of citations to items published in the journal IEEE ANTENN WIREL PR.

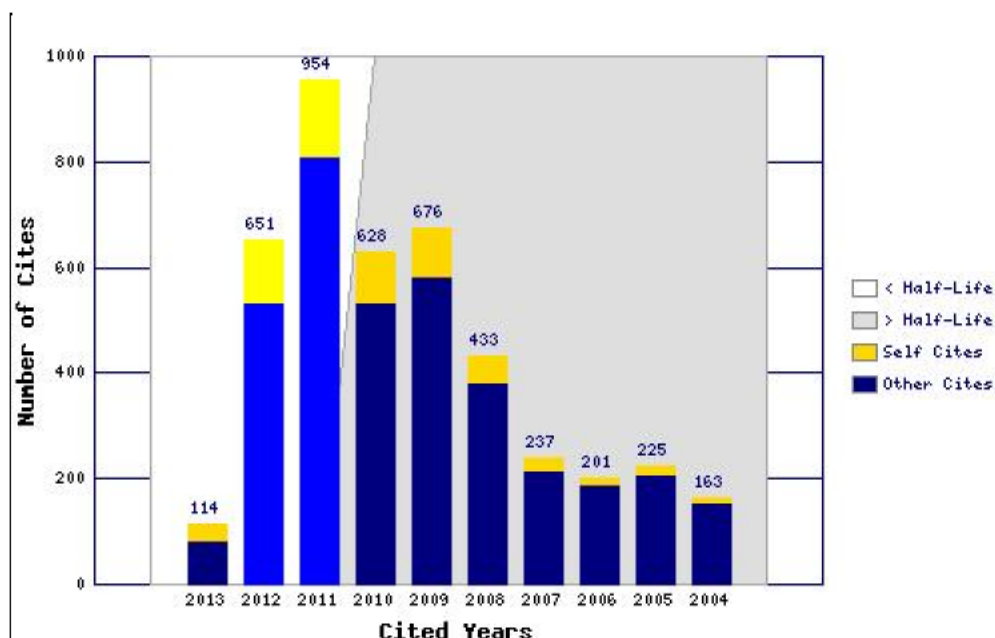
Citations to the journal (per cited year)

- The white/grey division indicates the cited half-life (if < 10.0). Half of the journal's cited items were published more recently than the cited half-life.

- The top (gold) portion of each column indicates Journal Self Citations: citations to items in the journal from items in the same journal.

- The bottom (blue) portion of each column indicates Non-Self Citations: citations to the journal from items in other journals.

- The two lighter columns indicate citations used to calculate the Impact Factor (always the 2nd and 3rd columns).



Journal Citing Half-Life ▲

The citing half-life for the journal is the median age of the items the journal cited in the current JCR year. Half of the citations in the journal are to items published within the citing half-life.

Citing Half-Life: 5.7 years

Breakdown of the citations *from the journal* by the cumulative percent of 2013 cites to items published in the following years:

Cited Year	2013	2012	2011	2010	2009	2008	2007	2006	2005	2004	2003-all
# Cites from 2013	238	671	613	503	491	361	327	258	324	196	1588
Cumulative %	4.27	16.32	27.32	36.36	45.17	51.65	57.52	62.15	67.97	71.49	100

Citing Half-Life Calculations:

The citing half-life calculation finds the number of publication years from the current JCR year that account for 50% of citations in the journal. Read help for more information on the calculation.

Citing Journal Graph ▲

[Click here for Citing Journal data table](#)

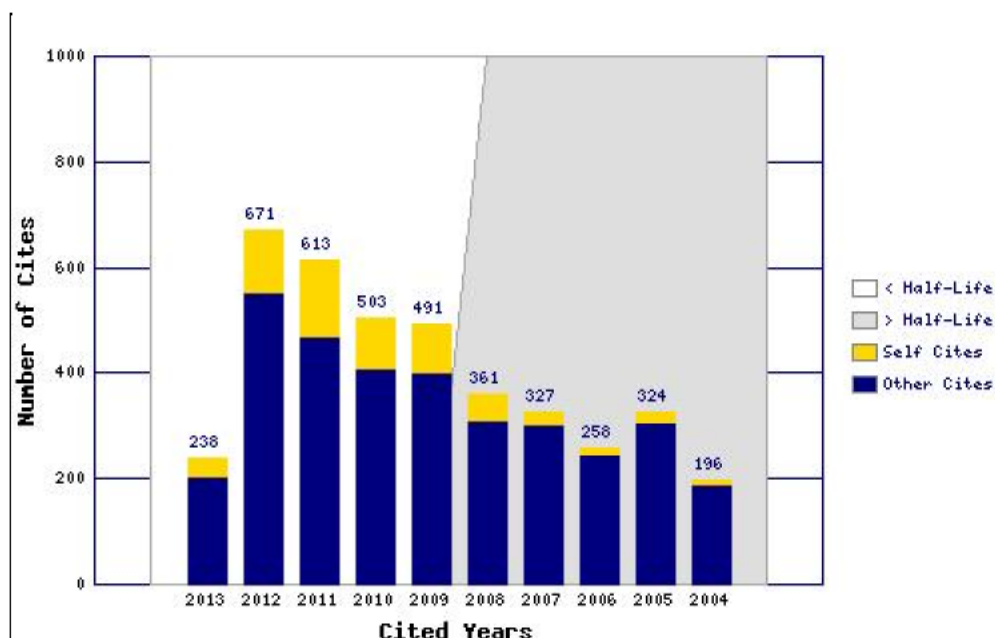
This graph shows the distribution by cited year of citations from current-year items in the journal IEEE ANTENN WIREL PR.

Citations from the journal (per cited year)

- The white/grey division indicates the citing half-life (if < 10.0). Half of the citations from the journal's current items are to items published more recently than the citing half-life.

- The top (gold) portion of each column indicates Journal Self-Citations: citations from items in the journal to items in the same journal.

- The bottom (blue) portion of each column indicates Non-Self Citations: citations from the journal to items in other journals.

Journal Source Data ▲

	Citable items			Other items
	Articles	Reviews	Combined	
Number in JCR year 2013 (A)	423	0	423	3
Number of references (B)	5566	0	5566	4.00
Ratio (B/A)	13.2	0.0	13.2	1.3

[Acceptable Use Policy](#)
Copyright © 2015 [Thomson Reuters](#).



THOMSON REUTERS

Published by Thomson Reuters



Rank in Category: IET Microwaves Antennas & Propagation

Journal Ranking ⓘ

For **2013**, the journal **IET Microwaves Antennas & Propagation** has an Impact Factor of **0.969**.

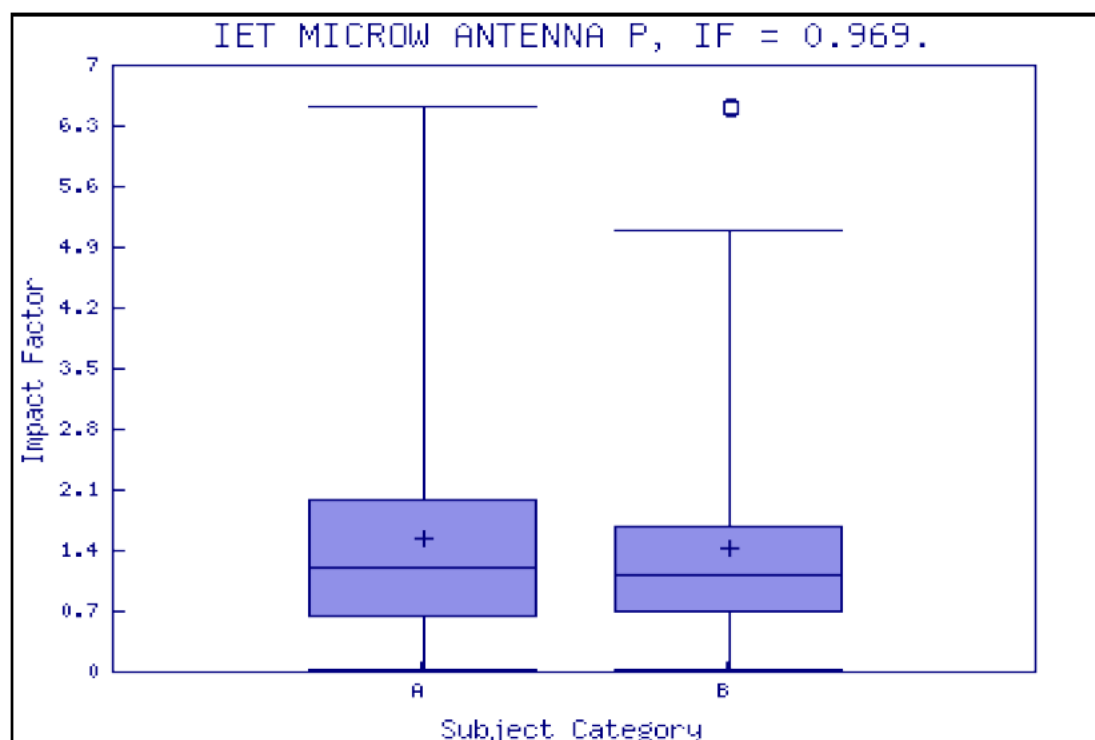
This table shows the ranking of this journal in its subject categories based on Impact Factor.

Category Name	Total Journals in Category	Journal Rank in Category	Quartile in Category
ENGINEERING, ELECTRICAL & ELECTRONIC	248	149	Q3
TELECOMMUNICATIONS	78	46	Q3

Category Box Plot ⓘ

For **2013**, the journal **IET Microwaves Antennas & Propagation** has an Impact Factor of **0.969**.

This is a box plot of the subject category or categories to which the journal has been assigned. It provides information about the distribution of journals based on Impact Factor values. It shows median, 25th and 75th percentiles, and the extreme values of the distribution.



Journal: IET Microwaves Antennas & Propagation

Mark	Journal Title	ISSN	Total Cites	Impact Factor	5-Year Impact Factor	Immediacy Index	Citable Items	Cited Half-life	Citing Half-life
	IET MICROW ANTENNA P	1751-8725	1162	0.969	0.960	0.056	160	3.4	6.9
Cited Journal Citing Journal Source Data Journal Self Cites									

CITED JOURNAL DATA CITING JOURNAL DATA IMPACT FACTOR TREND RELATED JOURNALS

Journal Information

Full Journal Title: IET Microwaves Antennas & Propagation

ISO Abbrev. Title: IET Microw. Antennas Propag.

JCR Abbrev. Title: IET MICROW ANTENNA P

ISSN: 1751-8725

Issues/Year: 12

Language: ENGLISH

Journal Country/Territory: ENGLAND

Publisher: INST ENGINEERING TECHNOLOGY-IET

Publisher Address: MICHAEL FARADAY HOUSE SIX HILLS WAY STEVENAGE, HERTFORD SG1 2AY, ENGLAND

Subject Categories: ENGINEERING, ELECTRICAL & ELECTRONIC

[SCOPE NOTE](#) [VIEW JOURNAL SUMMARY LIST](#)

[VIEW CATEGORY DATA](#)

TELECOMMUNICATIONS [SCOPE NOTE](#)

[VIEW JOURNAL SUMMARY LIST](#) [VIEW CATEGORY DATA](#)

Eigenfactor[®] Metrics

Eigenfactor[®] Score

0.00740

Article Influence[®]

Score

0.434

Journal Rank in Categories: [JOURNAL RANKING](#)

Journal Impact Factor

Cites in 2013 to items published in: 2012 = 179 Number of items published in: 2012 = 230
 2011 = 284 2011 = 248
 Sum: 463 Sum: 478

Calculation: $\frac{\text{Cites to recent items}}{\text{Number of recent items}} = \frac{463}{478} = \mathbf{0.969}$

5-Year Journal Impact Factor

Cites in {2013} to items published in: 2012 = 179 Number of items published in: 2012 = 230
 2011 = 284 2011 = 248
 2010 = 251 2010 = 263
 2009 = 158 2009 = 157

2008 = 111

2008 = 126

Sum: 983

Sum: 1024

Calculation: $\frac{\text{Cites to recent items}}{\text{Number of recent items}} = \frac{983}{1024} = \mathbf{0.960}$

Journal Self Cites

The tables show the contribution of the journal's self cites to its impact factor. This information is also represented in the [cited journal graph](#).

Total Cites	1162
Cites to Years Used in Impact Factor Calculation	463
Impact Factor	0.969

Self Cites	113 (9% of 1162)
Self Cites to Years Used in Impact Factor Calculation	51 (11% of 463)
Impact Factor without Self Cites	0.862

Journal Immediacy Index

Cites in 2013 to items published in 2013 = 9

Number of items published in 2013 = 160

Calculation: $\frac{\text{Cites to current items}}{\text{Number of current items}} = \frac{9}{160} = \mathbf{0.056}$

Journal Cited Half-Life

The cited half-life for the journal is the median age of its items cited in the current JCR year. Half of the citations to the journal are to items published within the cited half-life.

Cited Half-Life: 3.4 years

Breakdown of the citations *to the journal* by the cumulative percent of 2013 cites to items published in the following years:

Cited Year	2013	2012	2011	2010	2009	2008	2007	2006	2005	2004	2003-all
# Cites from 2013	9	179	284	251	158	111	170	0	0	0	0
Cumulative %	0.77	16.18	40.62	62.22	75.82	85.37	100.00	100.00	100.00	100.00	100

Cited Half-Life Calculations:

The cited half-life calculation finds the number of publication years from the current JCR year that account for 50% of citations received by the journal. Read help for more information on the calculation.

Cited Journal Graph

[Click here for Cited Journal data table](#)

This graph shows the distribution by cited year of citations to items published in the journal IET MICROW ANTENNA P.

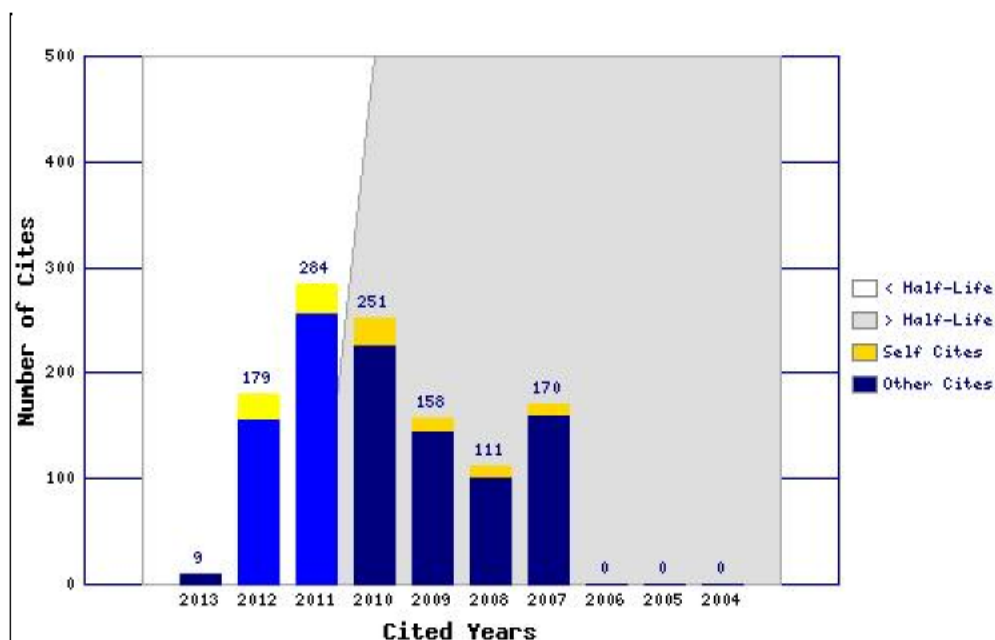
Citations to the journal (per cited year)

- The white/grey division indicates the cited half-life (if < 10.0). Half of the journal's cited items were published more recently than the cited half-life.

- The top (gold) portion of each column indicates Journal Self Citations: citations to items in the journal from items in the same journal.

- The bottom (blue) portion of each column indicates Non-Self Citations: citations to the journal from items in other journals.

- The two lighter columns indicate citations used to calculate the Impact Factor (always the 2nd and 3rd



columns).

Journal Citing Half-Life ▲

The citing half-life for the journal is the median age of the items the journal cited in the current JCR year. Half of the citations in the journal are to items published within the citing half-life.

Citing Half-Life: 6.9 years

Breakdown of the citations *from the journal* by the cumulative percent of 2013 cites to items published in the following years:

Cited Year	2013	2012	2011	2010	2009	2008	2007	2006	2005	2004	2003-all
# Cites from 2013	26	255	318	342	361	273	260	204	221	138	1216
Cumulative %	0.72	7.78	16.57	26.04	36.03	43.58	50.77	56.42	62.53	66.35	100

Citing Half-Life Calculations:

The citing half-life calculation finds the number of publication years from the current JCR year that account for 50% of citations in the journal. Read help for more information on the calculation.

Citing Journal Graph ▲

[Click here for Citing Journal data table](#)

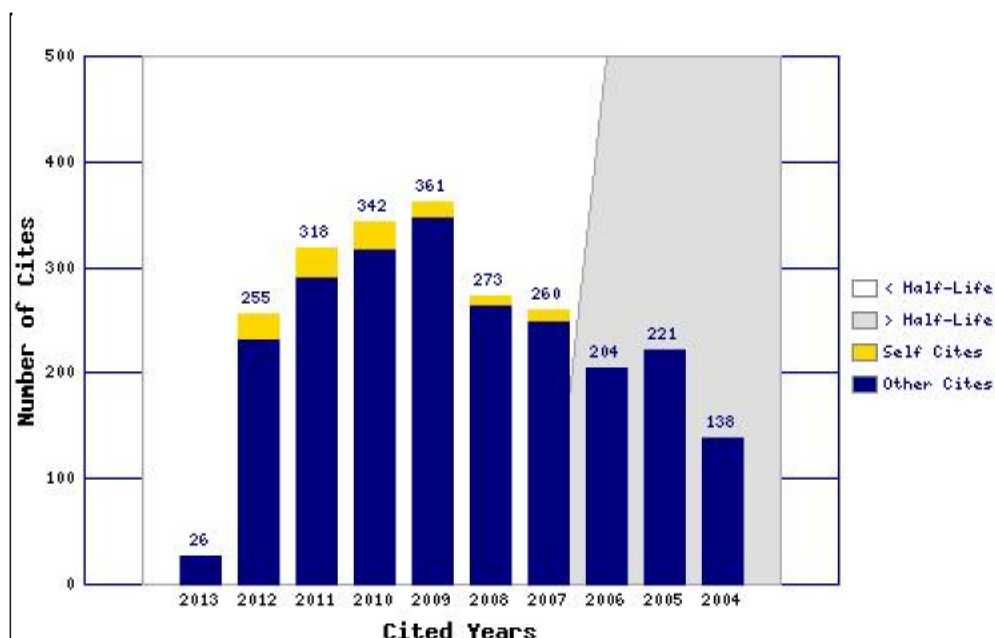

This graph shows the distribution by cited year of citations from current-year items in the journal IET MICROW ANTENNA P.

Citations from the journal (per cited year)

- The white/grey division indicates the citing half-life (if < 10.0). Half of the citations from the journal's current items are to items published more recently than the citing half-life.

- The top (gold) portion of each column indicates Journal Self-Citations: citations from items in the journal to items in the same journal.

- The bottom (blue) portion of each column indicates Non-Self Citations: citations from the journal to items in other journals.

Journal Source Data 

	Citable items			Other items
	Articles	Reviews	Combined	
Number in JCR year 2013 (A)	160	0	160	5
Number of references (B)	3607	0	3607	7.00
Ratio (B/A)	22.5	0.0	22.5	1.4

[Acceptable Use Policy](#)
 Copyright © 2015 [Thomson Reuters](#).



THOMSON REUTERS

Published by Thomson Reuters



Rank in Category: IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters

Journal Ranking ⁱ

For **2013**, the journal **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters** has an Impact Factor of **1.948**.

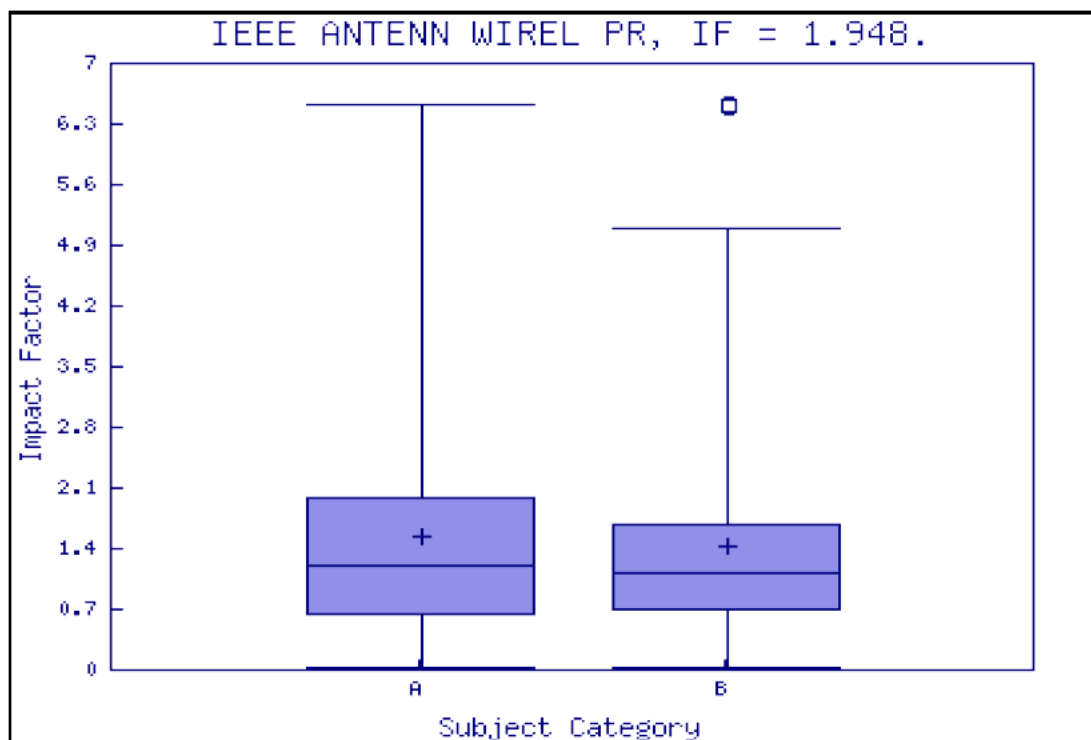
This table shows the ranking of this journal in its subject categories based on Impact Factor.

Category Name	Total Journals in Category	Journal Rank in Category	Quartile in Category
ENGINEERING, ELECTRICAL & ELECTRONIC	248	65	Q2
TELECOMMUNICATIONS	78	15	Q1

Category Box Plot ⁱ

For **2013**, the journal **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters** has an Impact Factor of **1.948**.

This is a box plot of the subject category or categories to which the journal has been assigned. It provides information about the distribution of journals based on Impact Factor values. It shows median, 25th and 75th percentiles, and the extreme values of the distribution.





Journal: IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters

Mark	Journal Title	ISSN	Total Cites	Impact Factor	5-Year Impact Factor	Immediacy Index	Citable Items	Cited Half-life	Citing Half-life
	IEEE ANTENN WIREL PR	1536-1225	4537	1.948	1.954	0.270	423	3.9	5.7
Cited Journal Citing Journal Source Data Journal Self Cites									

[CITED JOURNAL DATA](#)
[CITING JOURNAL DATA](#)
[IMPACT FACTOR TREND](#)
[RELATED JOURNALS](#)

Journal Information

Full Journal Title: IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters

ISO Abbrev. Title: IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.

JCR Abbrev. Title: IEEE ANTENN WIREL PR

ISSN: 1536-1225

Issues/Year: 1

Language: ENGLISH

Journal Country/Territory: UNITED STATES

Publisher: IEEE-INST ELECTRICAL ELECTRONICS ENGINEERS INC

Publisher Address: 445 HOES LANE, PISCATAWAY, NJ 08855-4141

Subject Categories: ENGINEERING, ELECTRICAL & ELECTRONIC

[SCOPE NOTE](#)
[VIEW JOURNAL SUMMARY LIST](#)
[VIEW CATEGORY DATA](#)

TELECOMMUNICATIONS

[SCOPE NOTE](#)
[VIEW JOURNAL SUMMARY LIST](#)
[VIEW CATEGORY DATA](#)

Journal Rank in Categories: [JOURNAL RANKING](#)

Eigenfactor[®] Metrics

Eigenfactor[®] Score

0.02210

Article Influence[®]

Score

0.776

Journal Impact Factor

Cites in 2013 to items published in: 2012 = 651 Number of items published in: 2012 = 419

2011 = 954

2011 = 405

Sum: 1605

Sum: 824

Calculation: $\frac{\text{Cites to recent items}}{\text{Number of recent items}} = \frac{1605}{824} = \mathbf{1.948}$

5-Year Journal Impact Factor

Cites in {2013} to items published in: 2012 = 651 Number of items published in: 2012 = 419

2011 = 954

2011 = 405

2010 = 628

2010 = 324

2009 = 676

2009 = 355

2008 = 433

2008 = 207

Sum: 3342

Sum: 1710

Calculation: $\frac{\text{Cites to recent items}}{\text{Number of recent items}} = \frac{3342}{1710} = 1.954$

Journal Self Cites

The tables show the contribution of the journal's self cites to its impact factor. This information is also represented in the [cited journal graph](#).

Total Cites	4537	Self Cites	643 (14% of 4537)
Cites to Years Used in Impact Factor Calculation	1605	Self Cites to Years Used in Impact Factor Calculation	268 (16% of 1605)
Impact Factor	1.948	Impact Factor without Self Cites	1.623

Journal Immediacy Index

Cites in 2013 to items published in 2013 = 114

Number of items published in 2013 = 423

Calculation: $\frac{\text{Cites to current items}}{\text{Number of current items}} = \frac{114}{423} = 0.270$

Journal Cited Half-Life

The cited half-life for the journal is the median age of its items cited in the current JCR year. Half of the citations to the journal are to items published within the cited half-life.

Cited Half-Life: 3.9 years

Breakdown of the citations *to the journal* by the cumulative percent of 2013 cites to items published in the following years:

Cited Year	2013	2012	2011	2010	2009	2008	2007	2006	2005	2004	2003-all
# Cites from 2013	114	651	954	628	676	433	237	201	225	163	255
Cumulative %	2.51	16.86	37.89	51.73	66.63	76.17	81.40	85.83	90.79	94.38	100

Cited Half-Life Calculations:

The cited half-life calculation finds the number of publication years from the current JCR year that account for 50% of citations received by the journal. Read help for more information on the calculation.

Cited Journal Graph

[Click here for Cited Journal data table](#)

This graph shows the distribution by cited year of citations to items published in the journal IEEE ANTENN WIREL PR.

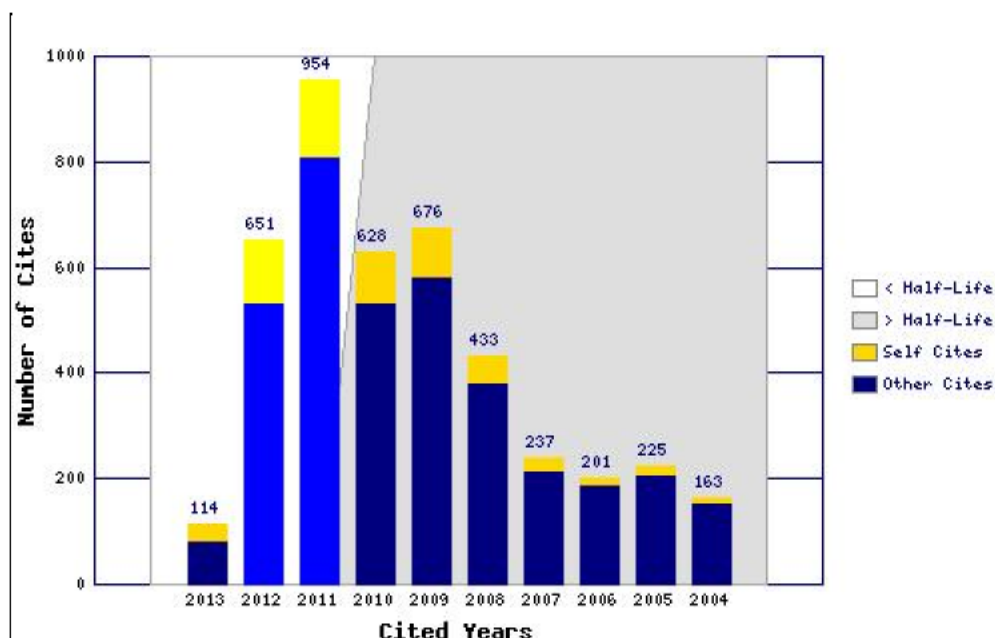
Citations to the journal (per cited year)

- The white/grey division indicates the cited half-life (if < 10.0). Half of the journal's cited items were published more recently than the cited half-life.

- The top (gold) portion of each column indicates Journal Self Citations: citations to items in the journal from items in the same journal.

- The bottom (blue) portion of each column indicates Non-Self Citations: citations to the journal from items in other journals.

- The two lighter columns indicate citations used to calculate the Impact Factor (always the 2nd and 3rd columns).



Journal Citing Half-Life ▲

The citing half-life for the journal is the median age of the items the journal cited in the current JCR year. Half of the citations in the journal are to items published within the citing half-life.

Citing Half-Life: 5.7 years

Breakdown of the citations *from the journal* by the cumulative percent of 2013 cites to items published in the following years:

Cited Year	2013	2012	2011	2010	2009	2008	2007	2006	2005	2004	2003-all
# Cites from 2013	238	671	613	503	491	361	327	258	324	196	1588
Cumulative %	4.27	16.32	27.32	36.36	45.17	51.65	57.52	62.15	67.97	71.49	100

Citing Half-Life Calculations:

The citing half-life calculation finds the number of publication years from the current JCR year that account for 50% of citations in the journal. Read help for more information on the calculation.

Citing Journal Graph ▲

[Click here for Citing Journal data table](#)

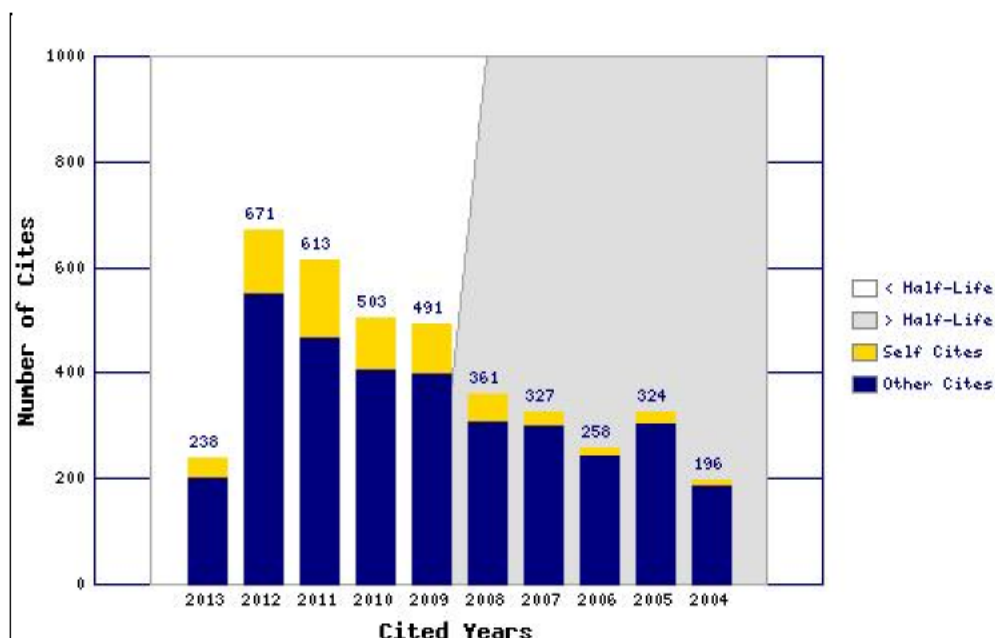

This graph shows the distribution by cited year of citations from current-year items in the journal IEEE ANTENN WIREL PR.

Citations from the journal (per cited year)

- The white/grey division indicates the citing half-life (if < 10.0). Half of the citations from the journal's current items are to items published more recently than the citing half-life.

- The top (gold) portion of each column indicates Journal Self-Citations: citations from items in the journal to items in the same journal.

- The bottom (blue) portion of each column indicates Non-Self Citations: citations from the journal to items in other journals.

Journal Source Data 

	Citable items			Other items
	Articles	Reviews	Combined	
Number in JCR year 2013 (A)	423	0	423	3
Number of references (B)	5566	0	5566	4.00
Ratio (B/A)	13.2	0.0	13.2	1.3

[Acceptable Use Policy](#)
 Copyright © 2015 [Thomson Reuters](#).



THOMSON REUTERS

Published by Thomson Reuters



Rank in Category: APPLIED PHYSICS A-MATERIALS SCIENCE & PROCESSING

Journal Ranking ⓘ

For 2013, the journal **APPLIED PHYSICS A-MATERIALS SCIENCE & PROCESSING** has an Impact Factor of **1.694**.

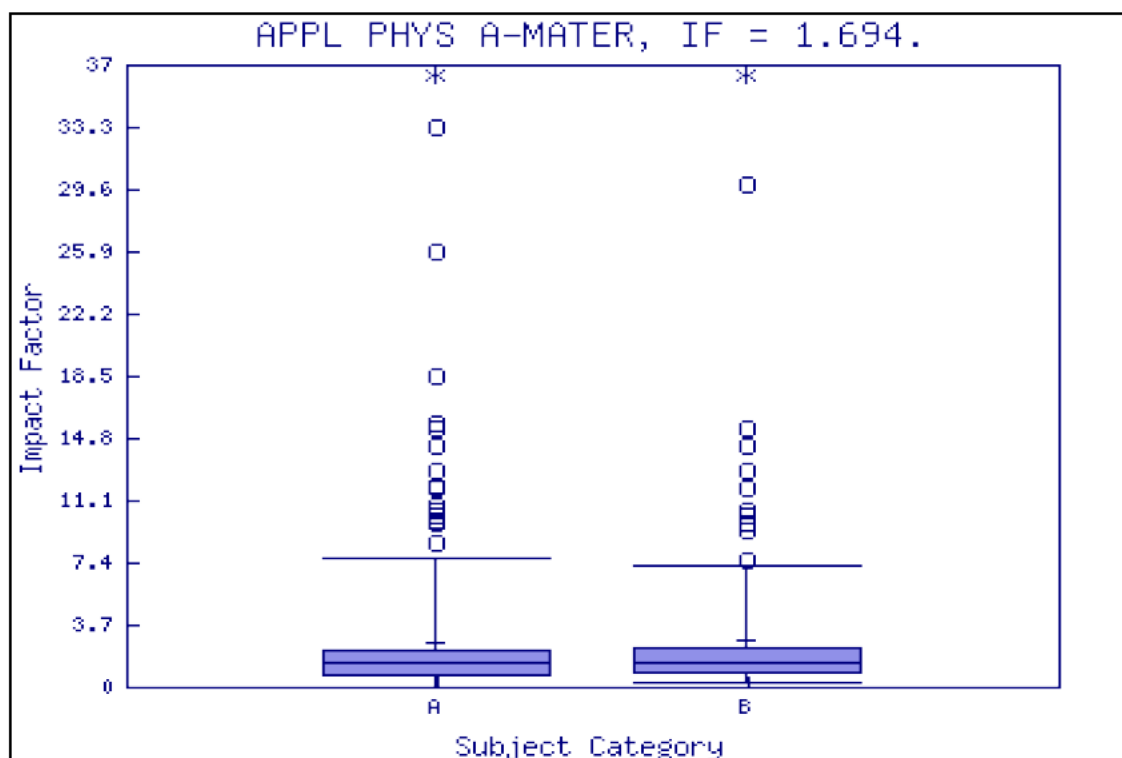
This table shows the ranking of this journal in its subject categories based on Impact Factor.

Category Name	Total Journals in Category	Journal Rank in Category	Quartile in Category
MATERIALS SCIENCE, MULTIDISCIPLINARY	251	96	Q2
PHYSICS, APPLIED	136	52	Q2

Category Box Plot ⓘ

For 2013, the journal **APPLIED PHYSICS A-MATERIALS SCIENCE & PROCESSING** has an Impact Factor of **1.694**.

This is a box plot of the subject category or categories to which the journal has been assigned. It provides information about the distribution of journals based on Impact Factor values. It shows median, 25th and 75th percentiles, and the extreme values of the distribution.





Journal: APPLIED PHYSICS A-MATERIALS SCIENCE & PROCESSING

Mark	Journal Title	ISSN	Total Cites	Impact Factor	5-Year Impact Factor	Immediacy Index	Citable Items	Cited Half-life	Citing Half-life
	APPL PHYS A-MATER	0947-8396	13200	1.694	1.713	0.412	597	7.6	7.8
Cited Journal Citing Journal Source Data Journal Self Cites									

[CITED JOURNAL DATA](#)
[CITING JOURNAL DATA](#)
[IMPACT FACTOR TREND](#)
[RELATED JOURNALS](#)

Journal Information

Full Journal Title: APPLIED PHYSICS A-MATERIALS SCIENCE & PROCESSING

ISO Abbrev. Title: Appl. Phys. A-Mater. Sci. Process.

JCR Abbrev. Title: APPL PHYS A-MATER

ISSN: 0947-8396

Issues/Year: 12

Language: ENGLISH

Journal Country/Territory: UNITED STATES

Publisher: SPRINGER

Publisher Address: 233 SPRING ST, NEW YORK, NY 10013

Subject Categories: MATERIALS SCIENCE, MULTIDISCIPLINARY

[SCOPE NOTE](#)
[VIEW JOURNAL SUMMARY LIST](#)
[VIEW CATEGORY DATA](#)

PHYSICS, APPLIED

[SCOPE NOTE](#)
[VIEW JOURNAL SUMMARY LIST](#)
[VIEW CATEGORY DATA](#)

Eigenfactor[®] Metrics

Eigenfactor[®] Score

0.02347

Article Influence[®]

Score

0.484

Journal Rank in Categories: [JOURNAL RANKING](#)

Journal Impact Factor

Cites in 2013 to items published in: 2012 = 886 Number of items published in: 2012 = 560

2011 = 1175

2011 = 657

Sum: 2061

Sum: 1217

Calculation: $\frac{\text{Cites to recent items}}{\text{Number of recent items}} = \frac{2061}{1217} = \mathbf{1.694}$

5-Year Journal Impact Factor

Cites in {2013} to items published in: 2012 = 886 Number of items published in: 2012 = 560

2011 = 1175

2011 = 657

2010 = 931

2010 = 557

2009 = 1038

2009 = 576

2008 = 950
Sum: 4980

2008 = 558
Sum: 2908

Calculation: $\frac{\text{Cites to recent items}}{\text{Number of recent items}} = \frac{4980}{2908} = \mathbf{1.713}$

Journal Self Cites

The tables show the contribution of the journal's self cites to its impact factor. This information is also represented in the [cited journal graph](#).

Total Cites	13200
Cites to Years Used in Impact Factor Calculation	2061
Impact Factor	1.694

Self Cites	719 (5% of 13200)
Self Cites to Years Used in Impact Factor Calculation	140 (6% of 2061)
Impact Factor without Self Cites	1.578

Journal Immediacy Index

Cites in 2013 to items published in 2013 = 246
Number of items published in 2013 = 597
Calculation: $\frac{\text{Cites to current items}}{\text{Number of current items}} = \frac{246}{597} = \mathbf{0.412}$

Journal Cited Half-Life

The cited half-life for the journal is the median age of its items cited in the current JCR year. Half of the citations to the journal are to items published within the cited half-life.

Cited Half-Life: 7.6 years

Breakdown of the citations *to the journal* by the cumulative percent of 2013 cites to items published in the following years:

Cited Year	2013	2012	2011	2010	2009	2008	2007	2006	2005	2004	2003-all
# Cites from 2013	246	886	1175	931	1038	950	969	731	871	907	4496
Cumulative %	1.86	8.58	17.48	24.53	32.39	39.59	46.93	52.47	59.07	65.94	100

Cited Half-Life Calculations:

The cited half-life calculation finds the number of publication years from the current JCR year that account for 50% of citations received by the journal. Read help for more information on the calculation.

Cited Journal Graph

[Click here for Cited Journal data table](#)

This graph shows the distribution by cited year of citations to items published in the journal APPL PHYS A-MATER.

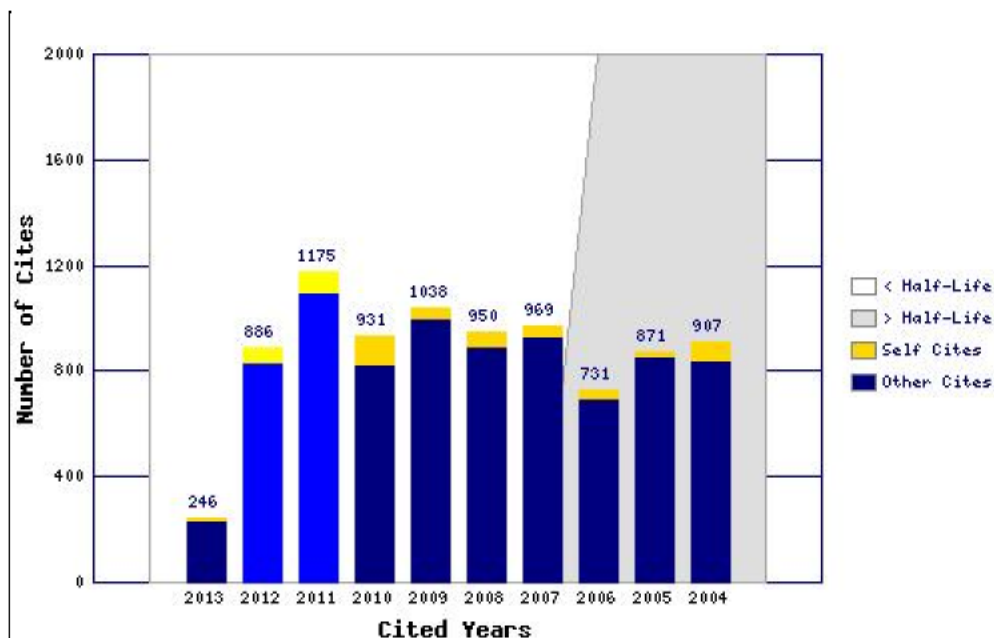
Citations to the journal (per cited year)

- The white/grey division indicates the cited half-life (if < 10.0). Half of the journal's cited items were published more recently than the cited half-life.

- The top (gold) portion of each column indicates Journal Self Citations: citations to items in the journal from items in the same journal.

- The bottom (blue) portion of each column indicates Non-Self Citations: citations to the journal from items in other journals.

- The two lighter columns indicate citations used to calculate the Impact Factor (always the 2nd and 3rd



columns).

Journal Citing Half-Life ▲

The citing half-life for the journal is the median age of the items the journal cited in the current JCR year. Half of the citations in the journal are to items published within the citing half-life.

Citing Half-Life: 7.8 years

Breakdown of the citations *from the journal* by the cumulative percent of 2013 cites to items published in the following years:

Cited Year	2013	2012	2011	2010	2009	2008	2007	2006	2005	2004	2003-all
# Cites from 2013	116	854	1451	1438	1297	1302	1146	1045	860	829	6587
Cumulative %	0.69	5.73	14.30	22.80	30.46	38.16	44.93	51.10	56.18	61.08	100

Citing Half-Life Calculations:

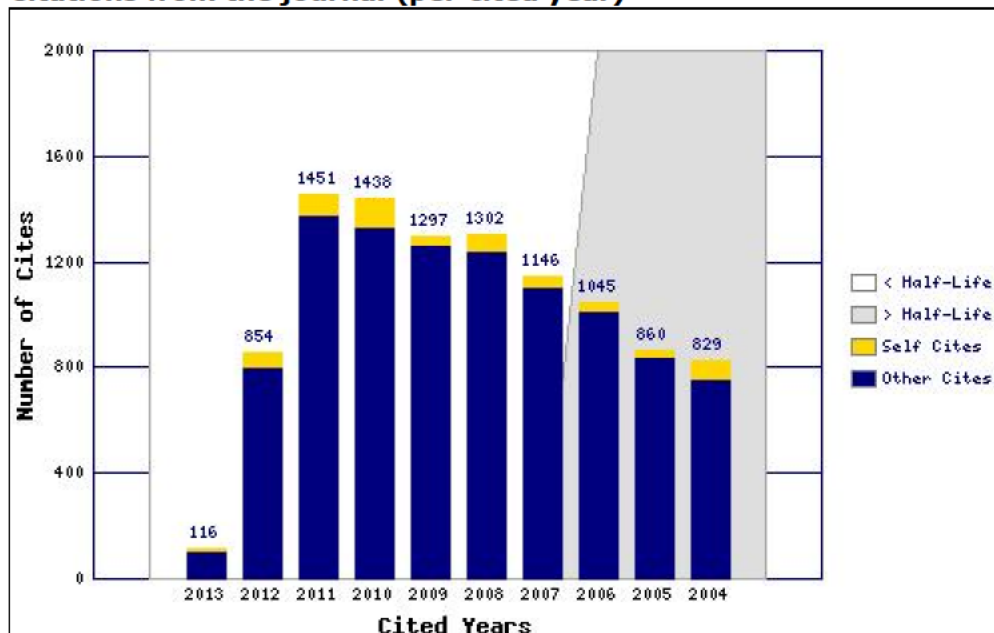
The citing half-life calculation finds the number of publication years from the current JCR year that account for 50% of citations in the journal. Read help for more information on the calculation.

Citing Journal Graph ▲

[Click here for Citing Journal data table](#)

This graph shows the distribution by cited year of citations from current-year items in the journal APPL PHYS A-MATER.


Citations from the journal (per cited year)



- The white/grey division indicates the citing half-life (if < 10.0). Half of the citations from the journal's current items are to items published more recently than the citing half-life.

- The top (gold) portion of each column indicates Journal Self-Citations: citations from items in the journal to items in the same journal.

- The bottom (blue) portion of each column indicates Non-Self Citations: citations from the journal to items in other journals.

Journal Source Data 

	Citable items			Other items
	Articles	Reviews	Combined	
Number in JCR year 2013 (A)	597	0	597	3
Number of references (B)	16916	0	16916	9.00
Ratio (B/A)	28.3	0.0	28.3	3.0

[Acceptable Use Policy](#)
 Copyright © 2015 [Thomson Reuters](#).



THOMSON REUTERS

Published by Thomson Reuters