

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Trabajo Fin de Máster

**Diseño e implementación de filtros rechazo banda compactos
en tecnología planar mediante resonadores metamateriales**



AUTOR: ADRIÁN SAURA RÓDENAS

DIRECTOR/ES: FELIX L. MARTÍNEZ VIVIENTE Y JUAN HINOJOSA JIMÉNEZ

Septiembre / 2018

Ficha de Trabajo Fin de Máster

Autor	Adrián Saura Ródenas
E-mail del autor	adriansaura92@gmail.com
Directores	Félix L. Martínez Viviente y Juan Hinojosa Jiménez
E-mail de los directores	Felix.martinez@upct.es y juan.hinojosa@upct.es
Título del TFC	Diseño e implementación de filtros rechazo banda compactos en tecnología planar mediante resonadores metamateriales.
Descriptor	Filtros en tecnologías microstrip, coplanar y SIW, filtros reconfigurables, metamateriales, resonadores de anillo.
<p>1. Planteamiento inicial del Proyecto</p> <p>A comienzos del siglo XXI, la comunidad científica ha suscitado un gran interés por unas estructuras artificiales, denominadas metamateriales. Estos metamateriales presentan propiedades electromagnéticas efectivas que no se encuentran en sus elementos constituyentes ni han sido observadas en la naturaleza [1]. Por ello, dada la peculiaridad de éstos, hoy en día numerosos trabajos en diferentes campos se están realizando. En el campo de la electrónica y de las telecomunicaciones, estos metamateriales permiten diseñar nuevas topologías de dispositivos con prestaciones iguales o mejores a los tradicionales.</p> <p>2. Objetivos del Proyecto</p> <p>En este proyecto, se propone diseñar e implementar nuevas topologías de filtros basadas en estructuras metamateriales. Los filtros a desarrollar serán de tipo pasivos y funcionarán en el rango de las frecuencias de microondas. Se basarán en tecnologías microstrip, coplanar o guía de onda integrada en sustrato (Substrate Integrated Waveguide, SIW). Se estudiará la posibilidad de incrementar el grado de funcionalidad de estos filtros añadiéndoles elementos de sintonización. Las principales tareas a llevar a cabo consistirán en simular y analizar las diferentes topologías de filtros, hallar los circuitos equivalentes, fabricar y medir los diseños más interesantes. El alumno encontrará en este proyecto la mayoría de las facetas de la electrónica moderna: materiales innovadores, microondas, electromagnetismo, diseño, fabricación e instrumentación.</p> <p>3. Fases del Proyecto</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. Repaso de microondas y parámetros S. 2. Búsqueda de bibliografía. <ul style="list-style-type: none"> - Filtros en tecnología planar - Metamateriales 3. Manejo de la herramienta de simulación basada en elementos finitos (HFSS). 4. Diseño y optimización de filtros en tecnología planar. Simulaciones y comparación de resultados. 5. Fabricación de los diseños más interesante de filtros mediante una microfresadora. 6. Caracterización de los filtros fabricados mediante un analizador de redes. 7. Redacción TFM. <p>4. Bibliografía</p> <p>[1] A. Shilova, "Metamaterials in electromagnetics," <i>Metamaterials</i>, vol. 1, pp. 2-11, 2007.</p>	
Titulación	Grado en Ingeniería en Sistemas de Telecomunicación
Departamento	Electrónica, Tecnología de Computadoras y Proyectos
Fecha de presentación	Septiembre de 2018

Índice general

Ficha de Trabajo Fin de Máster	2
Índice general	4
Indice de Figuras	5
Capítulo 1. Introducción	8
Capítulo 2. Tecnología microstrip, coplanar y SIW	10
2.1 Microstrip	10
2.2 Coplanar	12
2.3 Substrate Integrated Waveguide (guía de onda integrada en sustrato).....	14
2.4 Medios de Veselago	16
Capítulo 3. Diseño e implementación de filtros rechaza banda con resonadores de anillos de tipo OISRR	20
3.1 Introducción.....	20
3.2 Celda OISRR	20
3.3 Aplicación al diseño de filtros multibanda eliminada en tecnologías microstrip y coplanar	23
3.4 Aplicación al diseño de un filtro rechaza banda HMSIW reconfigurable	35
Capítulo 4. Diseño e implementación de filtros rechaza banda con resonadores de anillos biplanar (bi-ORR)	47
4.1 Introducción.....	47
4.2 Celda bi-ORR	47
4.3 Aplicación al diseño de un filtro SIW rechaza banda mediante la celda bi-ORR	48
Capítulo 5. Conclusiones y líneas futuras	60
Bibliografía	61

Índice de Figuras

Figura 1.1: Espectro electromagnético RF/microondas [1].....	8
Figura 2.1: Línea microstrip [1].....	11
Figura 2.2: Líneas de campo en la línea microstrip [1].....	11
Figura 2.3: Línea coplanar [3].....	13
Figura 2.4: Estructura de la guía de onda integrada en sustrato (SIW).....	14
Figura 2.5: Clasificación de los materiales según sus características electromagnéticas	17
Figura 2.6: Taxonomía linneana para celdas basadas en resonadores de anillos abiertos [12].....	18
Figura 3.1: Estructura de la celda OISRR.....	21
Figura 3.2: Circuito equivalente de la celda OISRR integrada en una línea de transmisión.....	22
Figura 3.3: Estructura de una celda OISRR multianillo (3-OISRR). (a) Tecnología microstrip. (b) Tecnología coplanar.....	24
Figura 3.4: Circuito equivalente de la celda 3-OISRR conectada a una guía planar.....	25
Figura 3.5: Respuestas S_{11} obtenidas de las simulaciones EM (línea sólida) y circuitales (línea discontinua) de la celda 3-OISRR excitada mediante (a) línea microstrip y (b) guía coplanar.....	28
Figura 3.6: Respuestas S_{21} obtenidas de las simulaciones EM (línea sólida) y circuitales (línea discontinua) de la celda 3-OISRR excitada mediante (a) línea microstrip y (b) guía coplanar.....	29
Figura 3.7: Fotografías de los filtros de rechazo de doble banda fabricados. (a) Tecnología microstrip. (b) Tecnología coplanar.....	32
Figura 3.8: Respuestas S_{11} obtenidas mediante simulaciones EM (línea discontinua) y medidas (línea continua) de la celda 3-OISRR excitada mediante (a) línea microstrip y (b) guía coplanar.....	34
Figura 3.9: Respuestas S_{21} obtenidas mediante simulaciones EM (línea discontinua) y medidas (línea continua) de la celda 3-OISRR excitada mediante (a) línea microstrip y (b) guía coplanar.....	34
Figura 3.10: Estructura HMSIW cargada con una celda VLORR. (a) Vista superior. (b) Vista inferior. (c) Circuito equivalente simplificado.....	38
Figura 3.11: Sección transversal de una celda básica ORR.....	39
Figura 3.12: Factor de pérdidas (F_{LF} en %) del filtro HMSIW de banda eliminada propuesto en función de la frecuencia y el tamaño de la apertura de la ventana ($D_1 \times D_2$). Dimensiones (mm) y permitividad: $r = 1.9$, $c = 0.3$, $g = 0.2$, $W_{HMSIW} = 11.65$, $s =$	

1.2, $d = 0.6$, $W_m = 0.594$, $W_t = 4.66$, $L_l = 5$, $L_2 = 11$, $L_t = 28.95$, $h = 0.635$, $\epsilon_r = 10.2$ ($\text{tg } \delta = 0$).....40

Figura 3.13: Niveles de rechazo (en dB) a la frecuencia de resonancia en función del factor de pérdidas (F_{LF}) y del tamaño de la apertura de la ventana ($D_1 \times D_2$).....41

Figura 3.14: Respuesta en frecuencia mediante simulaciones circuitales y EM de la estructura HMSIW cargada con una celda ORR. (a) $|S_{21}|$ (dB) y (b) $|S_{11}|$ (dB). Dimensiones (mm) y permitividad: $r = 1.9$, $c = 0.3$, $g = 0.2$, $D_1 \times D_2 = 8 \times 8$. $W_{HMSIW} = 11.65$, $s = 1.2$, $d = 0.6$, $W_m = 0.594$, $W_t = 4.66$, $L_l = 5$, $L_2 = 11$, $L_t = 28.95$, $t = 0.017$, $h = 0.635$, $\epsilon_r = 10.2$ ($\text{tg } \delta = 0$).....42

Figura 3.15: Distribuciones de los campos eléctricos (a) y magnéticos (b) en la estructura HMSIW cargada con una celda ORR a la frecuencia de resonancia $f_0 = 3.49$ GHz.....44

Figura 3.16: Fotografía del filtro HMSIW elimina-banda sintonizable. (a) Vista superior. (b) Vista inferior.....45

Figura 3.17: Medida del (a) $|S_{21}|$ (dB) y del (b) $|S_{11}|$ (dB) del filtro elimina-banda HMSIW sintonizable bajo diferentes tensiones continuas de polarización.....46

Figura 4.1: Estructura de la celda bi-ORR. (a) Vista superior. (b) Vista en 3 dimensiones (3-D).....48

Figura 4.2: Estructura del filtro HMSIW de banda eliminada cargado con una celda bi-ORR. (a) Vista superior. (b) Vista inferior.....49

Figura 4.3: Circuito equivalente simplificado de la estructura HMSIW cargada con una celda bi-ORR.....50

Figura 4.4: Frecuencia de resonancia f_0 y ancho de banda a 3dB Δf_0 de la estructura HMSIW cargada con una celda bi-ORR en función de los parámetros de diseño (dimensiones en mm). (a) r ($c = g = 0.3$, $h = 0.635$ y $\epsilon_r = 10.2$ constantes). (b) ϵ_r ($r = 1.2$, $c = g = 0.3$ mm y $h = 0.635$ mm constantes). (c) c ($r = 1.2$, $g = 0.3$, $h = 0.635$ y $\epsilon_r = 10.2$ constantes). (d) g ($r = 1.2$, $c = 0.3$, $h = 0.635$ y $\epsilon_r = 10.2$ constantes). (e) h ($r = 1.2$, $c = g = 0.3$, and $\epsilon_r = 10.2$ constantes).....53

Figura 4.5: Factor de pérdidas en función de la frecuencia y de diferentes ventanas $D_1 \times D_2$ de la estructura HMSIW cargada con una celda bi-ORR. Dimensiones (mm): $W_{HMSIW} = 11.65$, $s = 1.2$, $d = 0.6$, $W_m = 0.594$, $W_t = 4.66$, $L_t = 28.95$, $L_1 = 5$, $L_2 = 12.45$, $r = 1.21$, $c = 0.3$, $g = 0.3$, $h = 0.635$ mm, $\epsilon_r = 10.2$54

Figura 4.6: Comparación de las respuestas en frecuencia circuital y EM de la estructura HMSIW cargada con una celda bi-ORR. Dimensiones (mm): $W_{HMSIW} = 11.65$, $s = 1.2$, $d = 0.6$, $W_m = 0.594$, $W_t = 4.66$, $L_t = 28.95$, $L_1 = 5$, $L_2 = 12.45$, $r = 1.21$, $c = 0.3$, $g = 0.3$, $D_1 \times D_2 = 5.1 \times 5.1$, $h = 0.635$ mm, $\epsilon_r = 10.2$56

Figura 4.7: Distribución de campo eléctrico (izquierda) y magnético (derecho) dentro de la estructura HMSIW cargada con una celda bi-ORR para el modo TE₁₀ a tres

diferentes frecuencias. (a) $f_1 = 0.5$ GHz. (b) $f_2 = 3.45$ GHz. (c) $f_3 = 4.5$ GHz. El valor máximo es de 5kV/m para el campo eléctrico y 0.5kA/m para el campo magnético.....57

Figura 4.8: Fotografías de la estructura fabricada HMSIW cargada con la celda bi-ORR. (a) Vista superior. (b) Vista inferior. Dimensiones (mm): $W_{HMSIW} = 11.65$, $s = 1.2$, $d = 0.6$, $W_m = 0.594$, $W_t = 4.66$, $L_t = 28.95$, $L_1 = 5$, $L_2 = 12.45$, $r = 1.21$, $c = 0.3$, $g = 0.3$, $D_1 \times D_2 = 5.1 \times 5.1$, $h = 0.635$ mm, $\epsilon_r = 10.2$58

Figura 4.9: Respuestas frecuenciales de las simulaciones EM y de las medidas realizadas de la estructura HMSIW cargada con la celda bi-ORR propuesta. (a) $|S_{11}|$ (dB). (b) $|S_{21}|$ (dB). Dimensiones (mm): $W_{HMSIW} = 11.65$, $s = 1.2$, $d = 0.6$, $W_m = 0.594$, $W_t = 4.66$, $L_t = 28.95$, $L_1 = 5$, $L_2 = 12.45$, $r = 1.21$, $c = 0.3$, $g = 0.3$, $D_1 \times D_2 = 5.1 \times 5.1$59

Capítulo 1. Introducción

El objetivo de este trabajo es el estudio de circuitos basados en estructuras metamateriales que trabajan en la zona del espectro que se denomina “microondas”. Las frecuencias de microondas se corresponden con la zona del espectro electromagnético que se destaca en la Figura 1.1. La zona de frecuencias de microondas está comprendida entre 30 MHz y 300 GHz y dividida en diferentes rangos de frecuencias. Cada rango puede tener distintas aplicaciones.

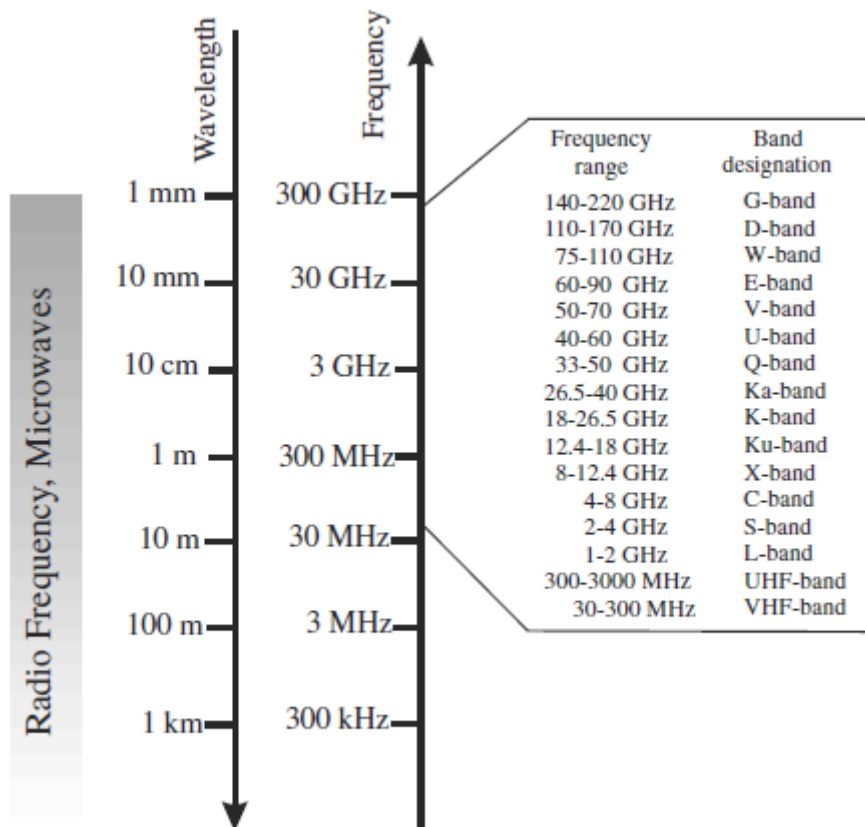


Figura 1.1: Espectro electromagnético RF/microondas [1].

En la mayoría de las aplicaciones de las microondas se requieren líneas de transmisión. Éstas permiten la transmisión de una onda electromagnética de un punto a otro y están generalmente formadas por dos conductores separados por un dieléctrico.

Este proyecto está basado en circuitos y líneas de transmisión en tecnología planar: microstrip, coplanar y guías de onda integradas en el sustrato (SIW). Con estas tecnologías se desarrollarán dos filtros con diversas variaciones de tipo rechaza banda a frecuencia de microondas. Para ello, se utilizarán estructuras metamateriales resonantes y se introducirá elementos sintonizables para variar la frecuencia de resonancia de cada filtro.

En el capítulo 2, se realiza una descripción de las líneas de transmisión en tecnología planar con las que desarrollaremos los filtros, así como de los medios de Veselago relativos a los resonadores de anillos. En el capítulo 3, se realiza el estudio, diseño e implementación de filtros multibanda eliminada en tecnologías microstrip y coplanar mediante resonadores de anillos de tipo monoplanar. Las bandas eliminadas se obtienen a partir de una sola celda de un resonador de anillos denominado OISRR, sin necesidad de aumentar el circuito. También, se aplicará un diodo varactor a una versión de este resonador para implementar un filtro rechaza banda integrado en sustrato (SIW) reconfigurable. En el capítulo 4, se lleva a cabo el estudio de un resonador de anillos biplanar, denominado bi-ORR. Con respecto a la celda OISRR, la celda bi-ORR tiene mayor potencial, dado que presenta menores pérdidas por radiación, es eléctricamente más pequeña y mejora el nivel de rechazo de la banda eliminada. Estas prestaciones se verán reflejadas en el diseño de un filtro SIW rechazo banda mediante una celda bi-ORR. Finalmente, en el capítulo 5, se exponen las conclusiones y las futuras líneas de este trabajo.

Capítulo 2. Tecnología microstrip, coplanar y SIW

La tecnología planar es muy utilizada a las frecuencias de las microondas. Estas ondas electromagnéticas se sitúan por debajo del espectro visible (espectro infrarrojo), y por encima del espectro de radiofrecuencia (RF). El límite en frecuencia entre radiofrecuencia y microondas es algo arbitrario, dependiendo del desarrollo de tecnologías para la explotación del rango específico de frecuencias.

Las líneas de transmisión en tecnología planar se basan en la propagación de ondas electromagnéticas en base a dos conductores separados por un dieléctrico. Dependiendo de la colocación de los conductores con respecto al dieléctrico existen varios tipos de líneas de transmisión en la tecnología planar, entre las que destacamos la línea microstrip, la línea coplanar y la guía de onda integrada en sustrato (SIW). Existen características que comparten todos los tipos de líneas de transmisión basadas en tecnología planar como el cálculo de la longitud de onda guiada en la línea (2.1), la constante de propagación (2.2), la velocidad de fase (2.3) y la longitud eléctrica (2.4).

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.1)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (2.2)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.3)$$

$$\theta = \beta l \quad (2.4)$$

2.1 Microstrip

La línea microstrip es uno de los tipos más comunes de líneas de transmisión planar, principalmente porque puede ser fabricada mediante procesos fotolitográficos y fácilmente integradas con otros dispositivos activos o pasivos de microondas. La estructura general de una línea microstrip está representada en la Figura 2.1 y consiste en una tira conductora de ancho W y espesor t en la parte superior del sustrato

dieléctrico que tiene una constante dieléctrica relativa ϵ_r y un espesor h , y un plano conductor en la parte inferior del sustrato que hace de masa.

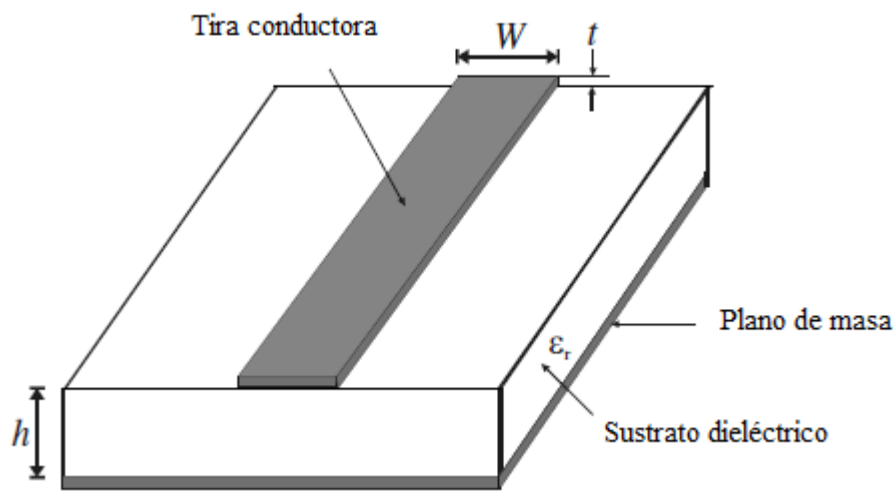


Figura 2.1: Línea microstrip [1]

En la Figura 2.2, se puede observar que los campos en la microstrip se extienden a través de dos medios, aire y dieléctrico, por lo que la estructura no es homogénea. Debido a esta inhomogeneidad, la línea microstrip no soporta una onda TEM pura. Esto es porque una onda TEM pura solamente tiene componentes de campos eléctricos y magnéticos transversales y la velocidad de propagación depende de las propiedades del material, siendo éstas la permitividad ϵ y la permeabilidad μ . Sin embargo, con la presencia de dos medios de onda guiada, las ondas en la línea microstrip tendrán componentes de campos eléctricos y magnéticos longitudinales y su velocidad de propagación dependerá no solamente de las propiedades del material sino también de las dimensiones físicas [1].

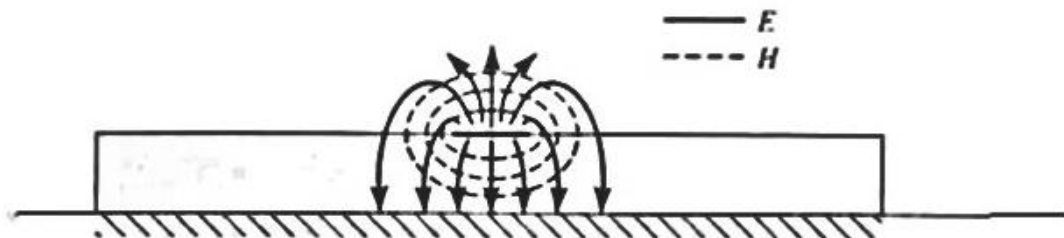


Figura 2.2: Líneas de campo en la línea microstrip [1].

La constante dieléctrica efectiva de una línea microstrip viene dada de forma aproximada por:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (2.5)$$

Esta constante efectiva puede ser interpretada como la constante dieléctrica de un medio homogéneo que reemplaza el aire y las regiones dieléctricas de la línea microstrip.

Dadas las dimensiones de la línea microstrip, la impedancia característica puede ser calculada según [2]:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & \text{para } \frac{W}{d} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}} \left[\frac{W}{d} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{d} + 1.444 \right) \right]} & \text{para } \frac{W}{d} \geq 1 \end{cases} \quad (2.6)$$

Por otro lado, para una impedancia característica dada Z_0 y una constante dieléctrica ε_r , la proporción W/d viene dada por [2]:

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } \frac{W}{d} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right) \right] & \text{para } \frac{W}{d} > 2 \end{cases} \quad (2.7)$$

donde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right) \quad (2.8)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.9)$$

2.2 Coplanar

Como se puede observar en la Figura 2.3 [3], la estructura convencional de la línea coplanar consiste en una tira conductora de ancho W en la parte superior de un sustrato dieléctrico con planos de masa colocados a ambos lados de la tira separados por una distancia s .

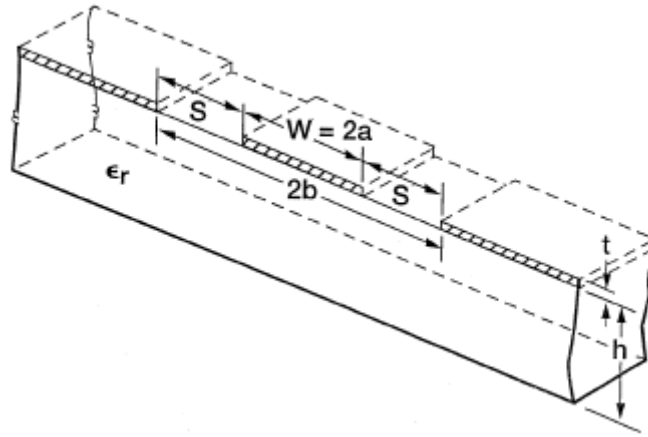


Figura 2.3: Línea coplanar [3].

Esta estructura tiene las mismas propiedades de transmisión que la línea microstrip, pero ofrece ciertas ventajas frente a ésta, como la simplicidad de fabricación, la facilidad de montaje superficial de dispositivos activos y pasivos, la eliminación de la necesidad de hacer agujeros y reduce las pérdidas por radiación.

Los parámetros de esta línea se pueden calcular de manera aproximada a partir de las siguientes ecuaciones [3]:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \left[\tanh \left(0.775 \ln \frac{h}{s} + 1.75 \right) + \frac{x \cdot s}{h} (0.04 - 0.7x) + 0.01(1 - 0.1\varepsilon_r)(0.25 + x) \right] \quad (2.10)$$

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{k'(x)}{k(x)} \quad (2.11)$$

$$\text{donde } x = \frac{w}{w + 2s} \quad (2.12)$$

Donde $k(x)$ es una integral elíptica de primera especie:

$$k(x) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\phi}{\sqrt{1 - x^2 \sin^2 \phi}} \quad (2.13)$$

$$k'(x) = k(\sqrt{1 - x^2}) \quad (2.14)$$

2.3 Substrate Integrated Waveguide (guía de onda integrada en sustrato)

Las guías de onda rectangular están muy difundidas cuando hablamos de aplicaciones de microondas. Presentan numerosas ventajas como su elevado factor de calidad o su capacidad de trabajar con potencias altas. El problema surge cuando se quiere integrar esta tecnología con la tecnología planar. La guía de onda integrada en sustrato (Substrate integrated waveguide, SIW) forma parte de la tecnología ‘*substrate integrated circuit*’ (SIC) que surge para resolver el problema en la integración entre la tecnología planar y no-planar. La ventaja principal es la posibilidad de unificar todos los componentes de un sistema en un mismo circuito, ya sean componentes activos o pasivos. Además, presenta un alto factor de calidad, bajas pérdidas, y destaca por tener un bajo coste, una fácil fabricación y un tamaño compacto, por lo que tiene un gran abanico de aplicaciones en filtros, antenas y divisores de potencia.

La tecnología SIW se compone de dos planos conductores separados por un sustrato dieléctrico (Figura 2.4). Estos dos conductores hacen las funciones de paredes horizontales de la guía de onda horizontal. Las paredes verticales, en cambio, están definidas por las dos filas de postes metalizados, consiguiendo que la onda electromagnética se queda confinada en el dieléctrico.

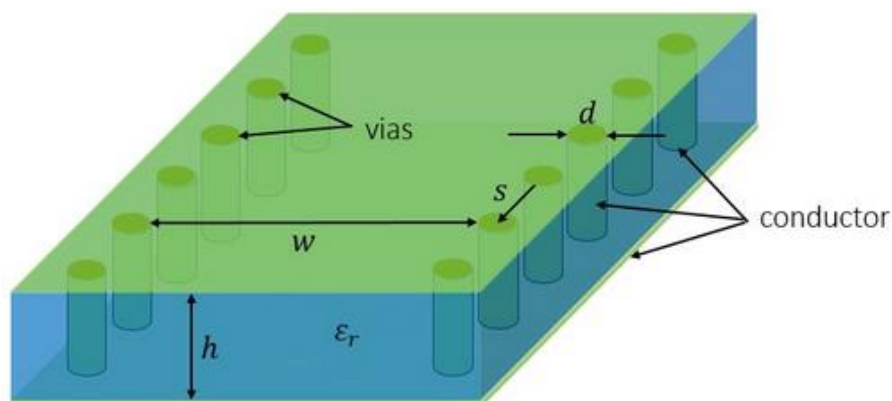


Figura 2.4: Estructura de la guía de onda integrada en sustrato (SIW).

El diámetro d de los postes, el espaciado s entre los postes, que debe mantenerse pequeño para reducir las pérdidas por radiación, y el espaciado W entre las dos filas de postes metalizados son los parámetros físicos necesarios para el diseño de la guía de onda [4]. La relación d/s es considerada la más crítica en el diseño de la estructura porque están interrelacionadas como se indica en [5]. En [6] se formulan dos reglas de diseño de la estructura SIW relacionadas con el diámetro d y el espaciado de los postes s que se utilizan para evitar las pérdidas por radiación:

$$d < \lambda_g/5 \quad (2.15)$$

$$s < 2d \quad (2.16)$$

Estas reglas son suficientes, pero no necesarias, para el funcionamiento de la guía de onda integrada en substrato. Estas reglas aseguran que las pérdidas de radiación se mantendrán despreciables, lo que permite que el SIW pueda ser modelado como una guía de onda rectangular convencional (RW). Por otro lado, es necesario trabajar a una frecuencia superior a la frecuencia de corte del modo TE_{10} . Por ello, se toma un ancho de banda de la guía de onda equivalente a partir de la frecuencia de corte deseada siguiendo la siguiente ecuación:

$$W_{GW_{eq}} < \frac{c}{2f_{cTE_{10}}\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.17)$$

En [7] se muestran las frecuencias de corte del modo TE_{10} y del modo TE_{20} , de manera que el ancho de la línea SIW W , el diámetro de los postes d y el espaciado entre ellos s toman unos valores concretos para obtener una frecuencia de corte del modo TE_{10} inferior a la frecuencia de trabajo con la ecuación 2.18 y, de manera simultánea, una frecuencia de corte del modo TE_{20} superior a la frecuencia de trabajo con la ecuación 2.19:

$$f_{cTE_{10}} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left(W - \frac{d^2}{0.95s} \right)^{-1} \quad (2.18)$$

$$f_{cTE_{20}} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left(W - \frac{d^2}{1.1s} - \frac{d^3}{6.6s^2} \right)^{-1} \quad (2.19)$$

Es necesario que se cumplan también las siguientes características para poder hacer uso de las ecuaciones de las frecuencias de corte de los distintos modos anteriores:

$$s < \lambda_0 \sqrt{\epsilon_r} / 2 \quad (2.20)$$

$$s < 4d \quad (2.21)$$

Por último, el ancho de banda de la estructura SIW se calcula de la siguiente manera:

$$W_{SIW} = W_{GW_{eq}} + \frac{d^2}{0.95s} \quad (2.22)$$

En resumen, para poder obtener una respuesta en frecuencia deseable con la estructura SIW, es necesario utilizar una geometría periódica en la que se introducen postes metalizados siguiendo los criterios presentados.

2.4 Medios de Veselago

La respuesta de un sistema ante la presencia de un campo electromagnético es determinada por las propiedades de los materiales involucrados, y es bien conocido que, en un medio compuesto de partículas, las ondas electromagnéticas interactúan con éstas, induciendo momentos eléctricos y magnéticos, que afectan a la permitividad y permeabilidad efectiva macroscópica del medio absoluto, que son los parámetros usados para definir las propiedades de éstos materiales. Esto permite una clasificación definida por estos dos parámetros. Los medios con permitividad y permeabilidad mayor que cero ($\epsilon > 0$, $\mu > 0$) son designados como medios doble positivos (Double PoSitive, DPS), conocidos también como materiales dieléctricos. Los medios con permitividad menor que cero y permeabilidad mayor que cero ($\epsilon < 0$, $\mu > 0$) son designados como medios de épsilon negativa (Epsilon NeGative, ENG). A ciertos regímenes de frecuencia, algunos plasmas y metales nobles exhiben estas características. Los medios con una permitividad mayor que cero y permeabilidad menor que cero ($\epsilon > 0$, $\mu < 0$) son designados como medios de mu negativa (Mu NeGative, MNG). En ciertos regímenes de frecuencia, algunos materiales girotrópicos muestran estas características. Finalmente, los materiales que muestran una permitividad y permeabilidad negativa ($\epsilon < 0$, $\mu < 0$) son designados como medios doble negativos (Double NeGative), materiales “zurdos” o metamateriales, que no se pueden encontrar en la naturaleza, pero son físicamente posibles. La denominación de medio zurdo (Left-Handed Material, LHM) se debe a que, en un material con partes reales negativas, los vectores de los campos

eléctricos \vec{E} , magnéticos \vec{H} y el número de onda \vec{K} componen una triada zurda en vez de una triada diestra como en un medio convencional (Right-Handed Material, RHM).

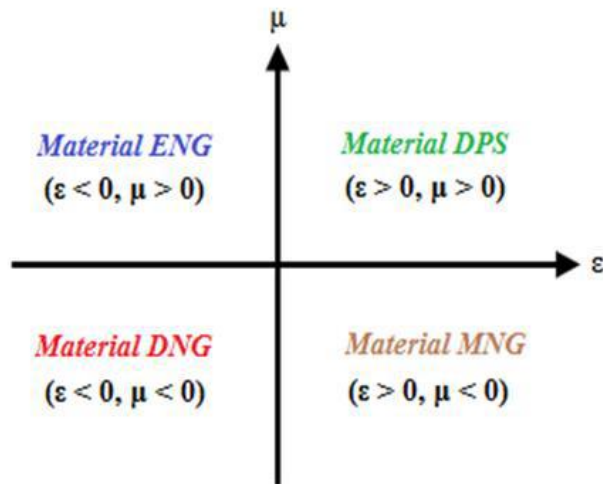


Figura 2.5: Clasificación de los materiales según sus características electromagnéticas.

En 1967, Veselago [8] investigó de manera teórica sobre la propagación de las ondas planas en un material cuya permitividad y permeabilidad era asumida simultáneamente como negativa siendo el primero en publicar un análisis sobre los mismos [9-11].

Estos medios también se denominan como medios de índice de refracción negativo (negative refractive index, NRI), medios de índice negativo (negative index, NI), medios doble negativos, medios con velocidad de fase negativa (backward, BW) e incluso medios zurdos (left-handed material, LHM). Este tipo de material se denomina de ese modo debido a las propiedades que presenta [12]:

- Velocidad de fase y grupo antiparalelas.
- Cambio de sentido del efecto Doppler.
- Cambio de sentido de la radiación de Vavilov-Cherenkov.
- 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.

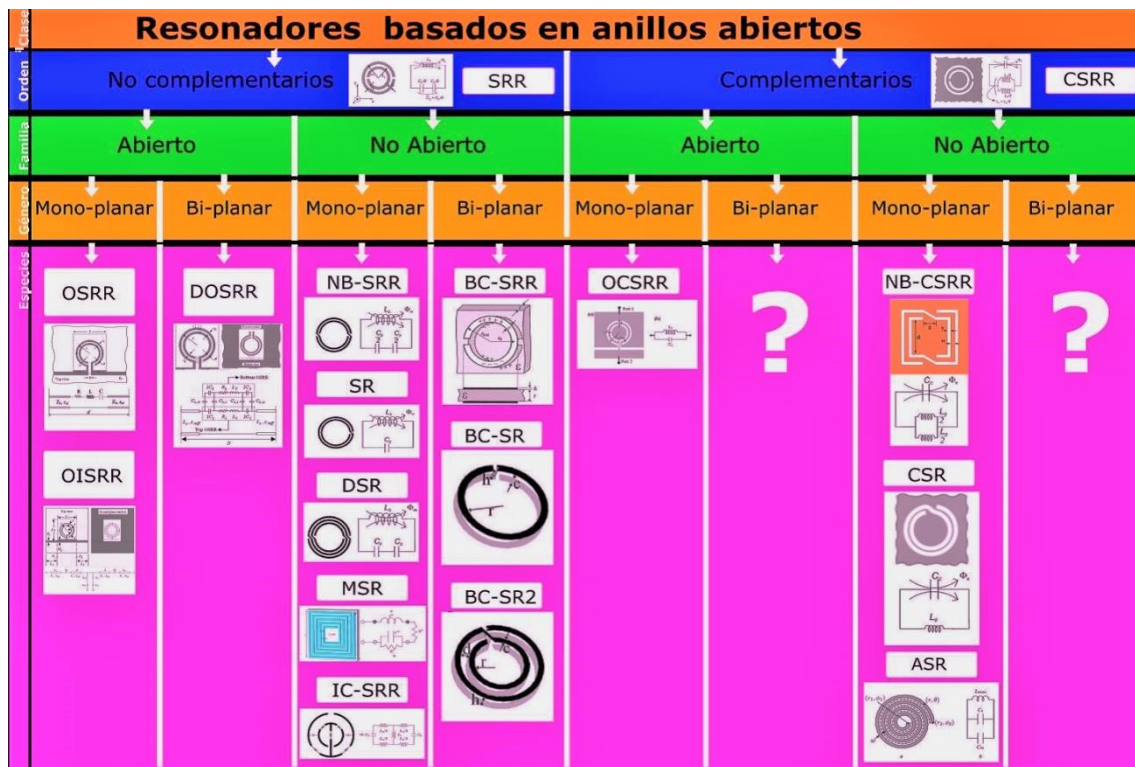


Figura 2.6: Taxonomía linneana para celdas basadas en resonadores de anillos abiertos [12].

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. Cuando estos parámetros tienen valores negativos, es cuando estamos hablando de materiales “zurdos”. El primer medio zurdo se sintetizó en los años noventa y estaba compuesto de dos matrices periódicas superpuestas formadas por varillas metálicas equidistantes que aportaban la permitividad real negativa y resonadores metálicos basados en anillos abiertos metálicos en oposición que aportaban la permeabilidad real negativa [13, 14]. En la figura 2.6 se pueden observar las diferentes celdas basadas en resonadores de anillos que se han desarrollado desde entonces.

En este proyecto se utilizarán dos celdas: una basada en un resonador monoplanar de anillos abiertos no complementarios (OISRR) y la otra en un resonador biplanar de anillos abiertos no complementarios (bi-ORR).

Capítulo 3. Diseño e implementación de filtros rechaza banda con resonadores de anillos de tipo OISRR

3.1 Introducción

El objetivo de este bloque del trabajo consiste en desarrollar filtros de tipo rechaza banda a frecuencias de microondas en tecnología planar mediante medios de Veselago. Además, se introducirá la celda OISRR (*Open Interconnected Split Ring Resonator*) con la que se consigue la resonancia para generar el filtro elimina banda y sus variaciones en formato multianillo en tecnología microstrip y coplanar y en formato reconfigurable en tecnología SIW.

Para ello, se hará uso de trabajos anteriores [15] y se llevarán a cabo simulaciones electromagnéticas mediante el software HFSS para determinar los parámetros S de los filtros a desarrollar. Una vez obtenidos los parámetros deseados de los filtros, se procederá a la fabricación de los mismos mediante una microfresadora láser en un sustrato RT/duroid 3010 de permitividad relativa 10.2. Después de fabricarlos, se incluirá un diodo varactor al filtro en tecnología SIW que nos proporcionará la característica reconfigurable.

3.2 Celda OISRR

En el siguiente apartado se presenta la celda OISRR, su estructura, el circuito equivalente de la celda y el análisis de la misma en función de los parámetros de diseño, que son los que definirán sus características electromagnéticas.

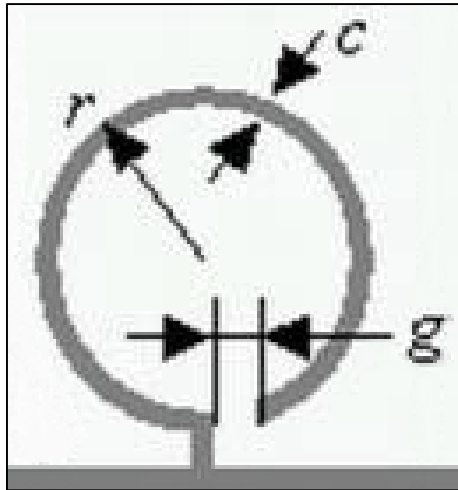


Figura 3.1: Estructura de la celda OISRR.

La celda OISRR, representada en la Figura 3.1, se compone de un anillo abierto, interconectado en un punto de una sección de una línea de transmisión en tecnología planar. Las dimensiones de la celda OISRR son el radio r , la anchura c del conductor y el hueco g . Esta celda genera una resonancia principal que puede ser ajustada mediante las dimensiones del anillo. Sin embargo, una vez fabricado el filtro, esta resonancia no se puede ajustar nuevamente a otra frecuencia de operación diferente. La estructura ORR está basada en estudios previos del anillo resonador abierto [15] que a su vez es una versión modificada del SRR [16, 17] y el OSRR [18]. La celda OISRR se puede describir mediante elementos concentrados siempre que su tamaño sea eléctricamente pequeño. La conexión de la celda OISRR con la línea de tecnología planar se presenta como una conexión en paralelo. El circuito equivalente se muestra en la Figura 3.2 y consiste en un circuito resonante $R_0L_0C_0$ serie introducido en paralelo entre dos secciones de línea de transmisión de longitud $d = D_1/2$, impedancia característica Z_c y permitividad efectiva ϵ_{eff} .

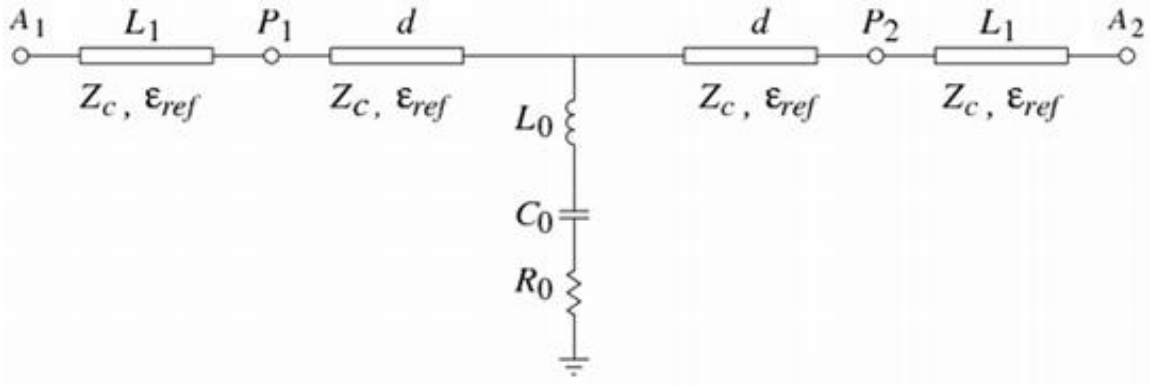


Figura 3.2: Circuito equivalente de la celda OISRR integrada en una línea de transmisión.

Como se puede observar en la Figura 3.2, el circuito resonante L_0C_0 está conectado a masa mediante R_0 . R_0 tiene en cuenta dos resistencias en serie, correspondientes a las pérdidas por radiación y a las pérdidas óhmicas de la celda OISRR. La entrada y salida de la estructura son, respectivamente, el puerto 1 y el puerto 2. Las dos secciones L_1 de la línea de transmisión conectan los puertos de entrada y de salida con la celda OISRR. La frecuencia de resonancia f_0 de la celda se define a partir del circuito L_0C_0 , cuyos valores se determinan esencialmente por los parámetros de diseño de la propia celda y se pueden obtener de las simulaciones electromagnéticas o de las medidas, considerando el parámetro de transmisión S_{21} de un circuito de dos puertos terminado en una impedancia $Z_0 = 50 \Omega$:

$$S_{21} = \frac{1}{1 + \frac{Z_0}{2Z}} \quad (3.1)$$

donde:

$$Z = j\omega L_0 + \frac{1}{j\omega C_0} \quad (3.2)$$

es la impedancia en serie de los elementos inductivos y capacitivos con una frecuencia de resonancia:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_0}} \quad (3.3)$$

y una pendiente de reactancia:

$$X_0 = \omega_0 L_0 \quad (3.4)$$

A partir de las siguientes aproximaciones $\Delta f \ll f_0$ y $(f/f_0 - f_0/f) \approx 2 \Delta f/f$, el ancho de banda a 3 dB puede definirse como:

$$\Delta f_{-3dB} = \frac{f_0}{2(\frac{X_0}{Z_0})} \quad (3.5)$$

Y, en consecuencia, los elementos L_0 y C_0 pueden ser definidos como:

$$L_0 = \frac{50}{4\pi\Delta f_0} \quad (3.6)$$

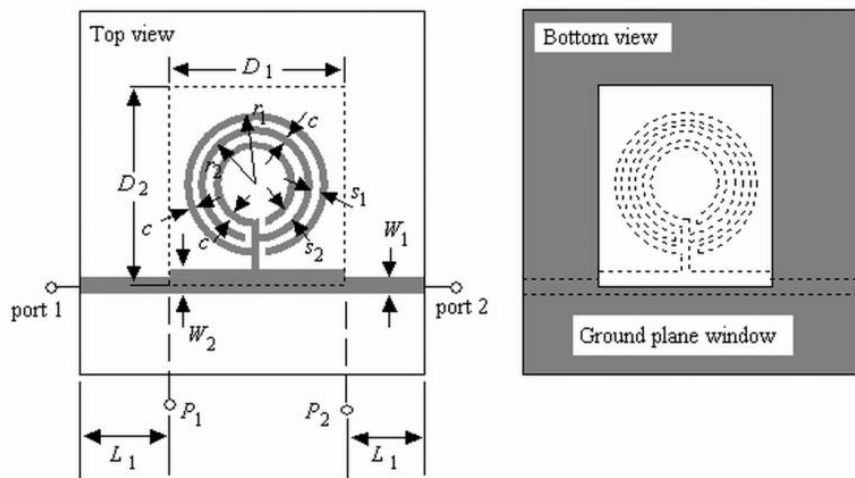
$$C_0 = \frac{1}{L_0} (2\pi f_0)^{-2} \quad (3.7)$$

3.3 Aplicación al diseño de filtros multibanda eliminada en tecnologías microstrip y coplanar

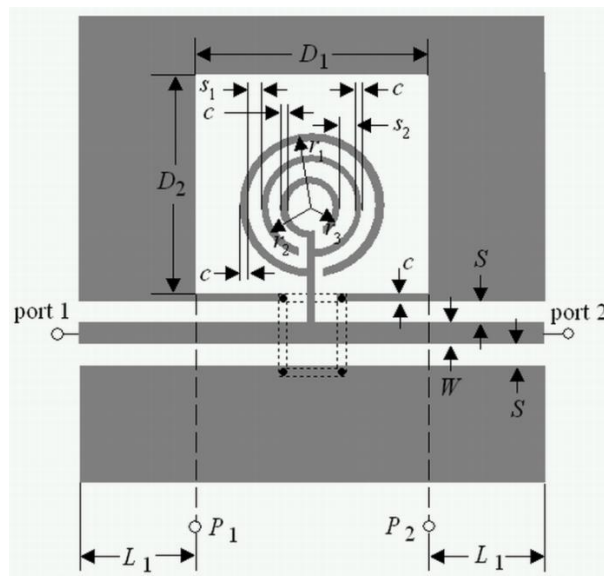
La celda OISRR introduce un resonador RLC conectado en paralelo a la línea de transmisión. Este resonador puede ser modelado como una derivación a tierra, con los elementos R , L , y C conectados en serie, por lo que la respuesta frecuencial de la celda es un filtro rechaza banda a la frecuencia de resonancia del circuito. El número de bandas eliminadas del circuito puede ser controlado añadiendo más celdas OISRRs, ya que cada anillo puede ser modelado como un nuevo resonador RLC que introduce una nueva banda rechazada junto a un coeficiente de acoplamiento que toma en cuenta la inducción mutua entre anillos.

En este trabajo se demuestra que los anillos adicionales pueden ser introducidos de manera concéntrica en la misma celda, implicando que no aumente el tamaño del dispositivo. Un ejemplo de ello es el presentado en la Figura 3.3: 3-OISRR. Su diseño implementa un filtro de rechazo multibanda. Esta celda 3-OISRR se ha integrado, como puede verse en la Figura 3.3, tanto en tecnología microstrip como coplanar, y se han realizado simulaciones electromagnéticas con el programa HFSS y simulaciones circuitales con el programa ADS. Esta integración consiste en una interconexión entre

los tres anillos abiertos de distinto radio con un punto común de la línea de transmisión. En el caso de la línea microstrip (Figura 3.3(a)), se abre una apertura en el plano de masa para evitar el acoplo capacitivo que se produce entre el propio plano y el resonador. Por otro lado, en el caso de la línea coplanar (Figura 3.3(b)), la apertura se abre en uno de los dos planos laterales que hace de masa, en el que la celda se sitúa. Además, los dos planos de masa están conectados entre sí a través de orificios de paso que sirven para evitar las capacidades e inductancias parásitas.



(a)



(b)

Figura 3.3: Estructura de una celda OISRR multianillo (3-OSIRR). (a) Tecnología microstrip. (b) Tecnología coplanar.

Dado que la conexión entre los tres anillos y la línea microstrip o coplanar se realiza en un punto común de manera similar a la celda OISRR, podemos asumir que la inserción de la celda 3-OISRR está en paralelo. Las dimensiones de los diferentes elementos de la celda se muestran en las Figura 3(a) y 3(b). Estas son el radio del anillo externo r_1 , el radio del anillo central r_2 , el radio del anillo interno r_3 , el ancho c de los anillos, las separaciones s_1 y s_2 entre los anillos y la longitud de los lados de la apertura $D_1 \times D_2$ grabada sobre el plano de masa. El ancho W de la línea coplanar se mantiene constante, mientras que en el caso de la línea microstrip el ancho W se ajusta para compensar la apertura que se abre en el plano de masa y poder mantener el mismo valor de impedancia característica Z_c del resto de la línea.

Los tres anillos de esta celda producen dos resonancias principales y otra espuria. Estas dos resonancias principales pueden ser controladas mediante las dimensiones de los anillos anteriormente explicadas y que son las que generan las bandas de rechazo del dispositivo. El modelo circuital para ambas tecnologías planares se muestra en la Figura 3.4.

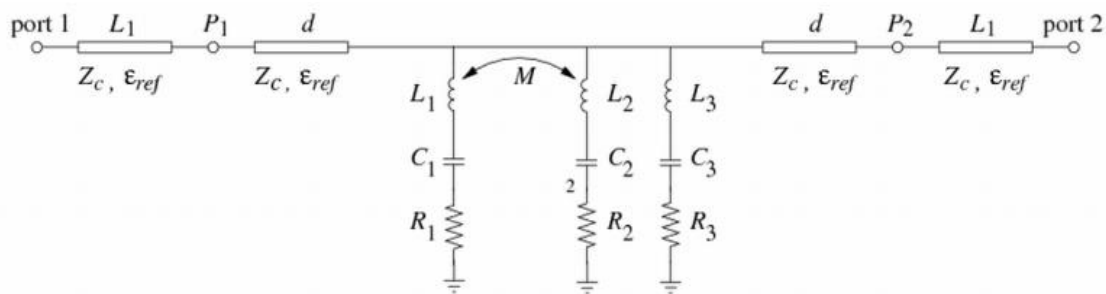


Figura 3.4: Circuito equivalente de la celda 3-OISRR conectada a una guía planar.

Debido a que la conexión entre los tres anillos se hace en un punto común, se puede asumir un modelo paralelo para realizar un modelo circuital del filtro. Cada par de anillos es modelado como un circuito resonante RLC que deriva a masa con los elementos resistivos, inductivos y capacitivos en serie. Se añade un tercer circuito resonante RLC para modelar la banda rechazada espuria que aparece a altas frecuencias. Cada circuito resonante está conectado a masa a través de una resistencia R , que tiene en cuenta las pérdidas óhmicas y de radiación de la celda 3-OISRR en cada resonancia.

Los tres circuitos resonantes RLC están colocados entre dos líneas de transmisión de longitud d que modelan la sección de guía de onda entre los puntos P_1 y P_2 . Finalmente, se añade una longitud de guía de transmisión L_1 en los dos extremos, correspondientes a la conexión entre los puertos de entrada y salida y la celda 3-OISRR.

Definiremos $f_{0,1}$ y $f_{0,2}$ a las frecuencias de resonancia de los pares de anillos formados por el anillo externo y central ($f_{0,1}$) y el anillo central e interno ($f_{0,2}$), mientras que la frecuencia espuria será $f_{0,3}$. Cada una de estas frecuencias produce una banda rechazada que esta modelada por una de las tres ramas del circuito RLC mostrado en la Figura 3.4. Se introduce un parámetro de inductancia mutua M para tener en cuenta la interacción entre el par de anillos externo e interno. Para calcular los valores de los parámetros de inductancia y capacitancia del modelo circuital se ha propuesto una regla de transformación [11] entre la celda OISRR y la celda ORR (*open ring resonator*) presentada en un trabajo anterior [9]. De acuerdo a esta regla, definimos el factor de escalado de impedancia γ_i como:

$$\gamma_i = \frac{1}{4 \times i} \left(\frac{\Delta f_{OSRR,i}}{\Delta f_{0,i}} \right) \quad (3.8)$$

donde el índice $i = 1, 2$ hace referencia al par de anillos externo ($i = 1$) e interno ($i = 2$). Δf_{OSRR} o Δf_0 son los anchos de banda a 3dB de las correspondientes bandas de resonancias obtenidas de las simulaciones electromagnéticas de la celda OSRR y la estructura equivalente OISRR. Merece la pena señalar que para la estructura OSRR la banda de resonancia será paso-banda mientras que para la estructura equivalente OISRR la resonancia produce un rechazo-banda. Por consiguiente, una vez determinado el valor de γ_i , el valor de las inductancias y capacitancias asociadas a los OISRRs se calculan a través de los valores correspondientes de los mismos parámetros de la estructura OSRR de acuerdo a las siguientes ecuaciones:

$$L_i = \gamma_i L_{OSRR,i} \quad (3.9)$$

$$C_i = C_{OSRR,i} / \gamma_i \quad (3.10)$$

El valor de la inductancia $L_{OSRR,i}$ y capacitancia $C_{OSRR,i}$ de la estructura OSRR se calcula gracias a sus dimensiones geométricas de la siguiente manera. $L_{OSRR,i}$ es la inductancia de un anillo cerrado de radio igual al radio medio del i -ésimo e $(i+1)$ -ésimo anillo; por ejemplo, $r_{o,i} = r_i - c - s/2$, usando el mismo ancho c que los anillos que

consideramos. Por otro lado, $C_{OSRR,i}$ es la capacitancia distribuida de los i -ésimos espacios entre los i -ésimos e $(i+1)$ -ésimos anillos, que están separados de una distancia s_i . Si llamamos $C_{pul,i}$ a la capacitancia por unida de longitud del mencionado espacio, entonces el valor de la capacitancia es relativo al radio medio a través de la ecuación:

$$C_{OSRR,i} = 2\pi r_{o,i} C_{pul,i} \quad (3.11)$$

Una vez obtenidos los valores de L y C del circuito equivalente OSRR que han sido calculados gracias a las consideraciones previas, podemos obtener el valor de la inductancia mutua M mediante la siguiente ecuación

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} \quad (3.12)$$

donde k es el coeficiente de acoplamiento empírico.

La rama de elementos serie $R_3 L_3 C_3$ es responsable de modelar la banda de rechazo espuria. El valor de L_3 puede ser calculado a partir del ancho de banda a 3 dB de la banda eliminada $\Delta f_{0,3}$ obtenido de las simulaciones electromagnéticas asumiendo que la red termina en dos puertos de 50Ω y omitiendo los efectos de los otros dos elementos. En este caso, se puede aplicar la siguiente relación:

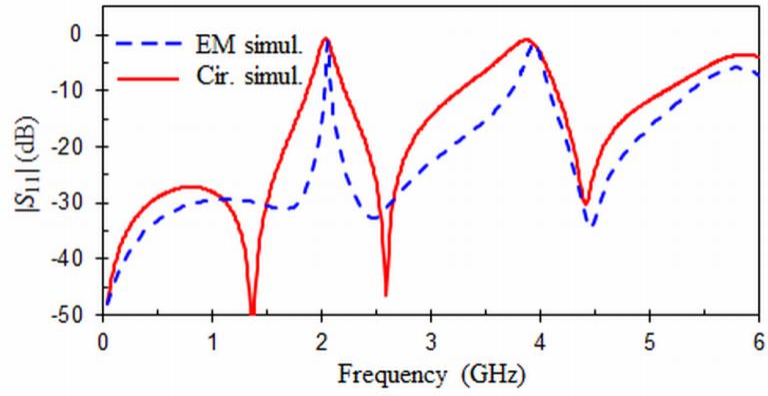
$$x_3/50 = f_{0,3}/2/\Delta f_{0,3} \Rightarrow L_3 = 50/4/\pi/\Delta f_{0,3} \quad (3.13)$$

donde $x_3 = \omega_{0,3} L_3$ es la reactancia. El valor de la capacitancia C_3 se consigue mediante la condición de resonancia $\omega_{0,3}^2 = 1/(C_3 L_3)$.

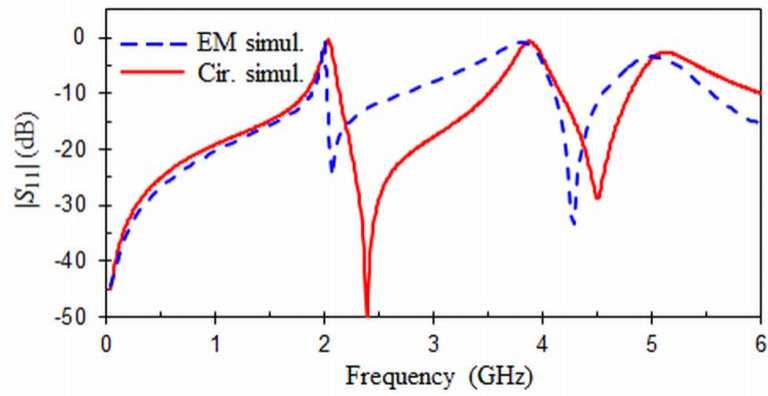
Finalmente, la resistencia R_j que conecta cada circuito serie LC a masa puede ser computada mediante simulaciones electromagnéticas de la celda 3-OISRR usando unas pérdidas de retorno $|S_{11}|_{f_{0,j}}$ (obtenidas a la resonancia $f_{0,j}$) y un factor de calidad $Q_{u,j}$:

$$Q_{u,j} = \frac{2\pi f_j L_j}{R_j} = \frac{f_{0,j}}{\Delta f_{0,j}(1-|S_{11}|_{f_{0,j}})} \quad (3.14)$$

donde el índice $j = 1, 2, 3$ hace referencia a una de las tres resonancias de la celda 3OISRR.

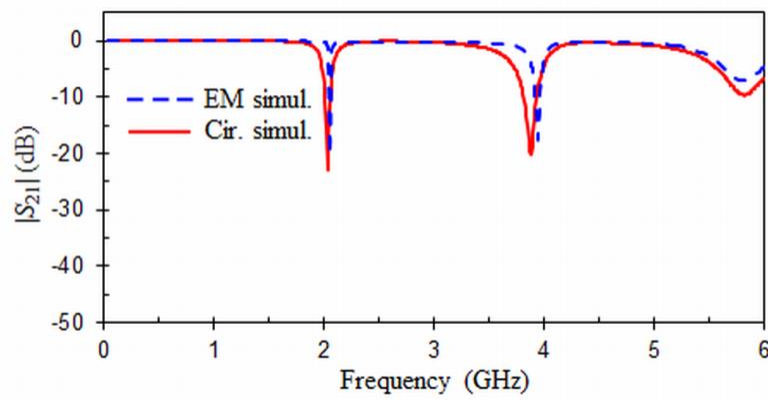


(a)

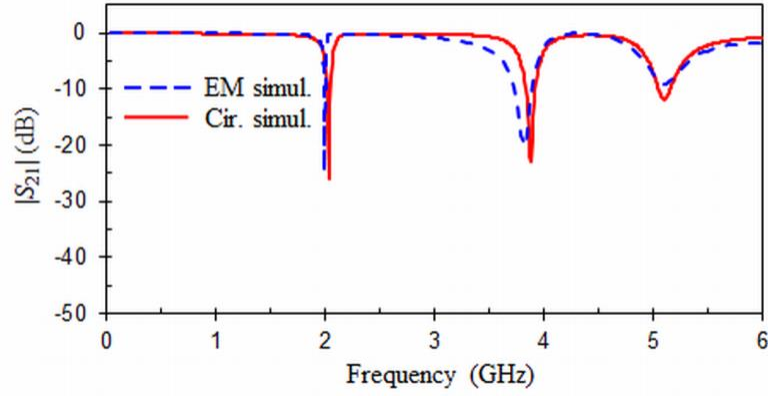


(b)

Figura 3.5: Respuestas S_{11} obtenidas de las simulaciones EM (línea solid) y circuitales (línea discontinua) de la celda 3-OISRR excitada mediante (a) línea microstrip y (b) guía coplanar.



(a)



(b)

Figura 3.6: Respuestas S_{21} obtenidas de las simulaciones EM (línea solid) y circuitales (línea discontinua) de la celda 3-OISRR excitada mediante (a) línea microstrip y (b) guía coplanar.

Las Figuras 3.5 y 3.6 presentan las simulaciones electromagnéticas y circuitales de los parámetros S_{11} y S_{21} para una celda 3-OISRR excitada mediante una guía de onda microstrip y coplanar. Las dimensiones geométricas de la celda 3-OISRR son: $r_1 = 2.2$ mm, $r_2 = 1.65$ mm, $c = 0.3$ mm y $s_1 = s_2 = 0.25$ mm tanto para la estructura microstrip como para la estructura coplanar. Las dimensiones de la apertura son, respectivamente, $D_1 \times D_2 = 9 \times 9$ mm² y $D_1 \times D_2 = 9 \times 6.5$ mm² para la guía de onda microstrip y coplanar. Los valores de los otros parámetros necesarios para las simulaciones son: el espesor del cobre $t = 17.5$ μ m, el espesor del substrato $h = 0.635$ mm, la permitividad del substrato $\epsilon_r = 10.2$, $L_1 = 5.5$ mm, $W_1 = 0.594$ mm, $W_2 = 0.794$ mm, $W = 0.374$ mm, $S = 0.163$ mm y $Z_c = 50$ Ω . Las simulaciones análogas de las estructuras OSRR equivalentes daban los valores de $\Delta f_{OSRR,i}$, que permiten calcular el factor γ_i de la ecuación 3.8. Estos valores y los elementos $L_{OSRR,i}$ y $C_{OSRR,i}$ son determinados como se ha explicado anteriormente. Se debe tener en cuenta que los datos y el factor γ_i incluidos en la Tabla 3.1 para el primer y segundo resonador son iguales para la guía de onda microstrip y coplanar. Dado que el factor γ_i es conocido, los valores de L_i y C_i para el primer y segundo resonador pueden ser calculados de las ecuaciones (3.9)-(3.10). El factor k que aparece en la inductancia mutua de la ecuación (3.12) fue obtenido empíricamente mediante un procedimiento de optimización entre simulaciones

electromagnéticas y circuitales, dando el valor $k = 0.51$. Los valores de los elementos del circuito equivalente para el resonador espurio también han sido calculados siguiendo el procedimiento presentado anteriormente. Finalmente, el valor del factor de calidad $Q_{u,j}$ de cada resonador para las guías de onda microstrip y coplanar se ha calculado a partir de la ecuación (3.14) y de los valores $f_{0,i}$ y $\Delta f_{0,i}$ obtenidos mediante simulaciones electromagnéticas (Figuras 3.5 y 3.6). La información de estos datos y de los elementos del circuito equivalente de la Figura 3.4 se muestran en la Tabla 3.2. Se debe tener en cuenta que los datos y el factor γ_i incluidos en la Tabla 3.1 para el primer y segundo resonador son iguales para la guía de onda microstrip y coplanar, dado que estos solo depende de la geometría de la celda 3-OISRR. Sin embargo, los valores de los elementos del tercer resonador (espurio) son diferentes dependiendo de si la celda se inserta en una guía de onda microstrip o coplanar. Esto es debido a la influencia de los elementos de alrededor (plano de masa, *via holes*, etc...) a la frecuencia de la resonancia espuria.

Tabla 3.1: Datos y factor γ_i .

Parámetros del resonador 1 (para microstrip y coplanar)		Parámetros del resonador 2 (para microstrip y coplanar)	
$L_{OSRR,1}$ (nH)	7.3	$L_{OSRR,2}$ (nH)	4.6
$C_{OSRR,1}$ (pF)	0.7	$C_{OSRR,2}$ (pF)	0.6
$\Delta f_{OSRR,1}$ (GHz)	2.15	$\Delta f_{OSRR,2}$ (GHz)	3
$\Delta f_{0,1}$ (GHz)	0.025	$\Delta f_{0,2}$ (GHz)	0.15
γ_1	21.5	γ_2	2.5

Tabla 3.2: Resultados de la simulación electromagnética y valores de los elementos del circuito equivalente (Figura 3) para las guías microstrip y coplanar.

Microstrip						Coplanar					
$f_{0,1}$	2	$f_{0,2}$	3.9	$f_{0,3}$	5.8	$f_{0,1}$	2	$f_{0,2}$	3.9	$f_{0,3}$	5.1
$ S_{11} _{f_{0,1}}$	-4.2	$ S_{11} _{f_{0,2}}$	-1.4	$ S_{11} _{f_{0,3}}$	-6.4	$ S_{11} _{f_{0,1}}$	-0.5	$ S_{11} _{f_{0,2}}$	-0.8	$ S_{11} _{f_{0,3}}$	-3.6
$Q_{u,1}$	173	$Q_{u,2}$	174	$Q_{u,3}$	19	$Q_{u,1}$	1191	$Q_{u,2}$	295	$Q_{u,3}$	37
R_1	11.4	R_2	1.6	R_3	12.6	R_1	1.6	R_2	0.95	R_3	8.5
L_1	156.9	L_2	11.5	L_3	6.6	L_1	156.9	L_2	11.5	L_3	9.9
C_1	0.032	C_2	0.24	C_3	0.11	C_1	0.032	C_2	0.24	C_3	0.09

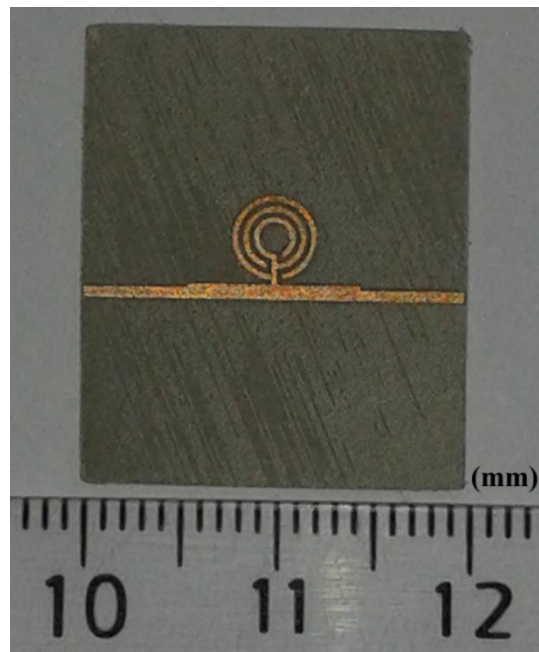
donde $f_{0,i}$, $|S_{11}|_{f_{0,i}}$, R_i , L_i y C_i ($i = 1, 2$ and 3) están respectivamente en GHz, dB, Ω , nH y pF.

Como podemos ver en las figuras 3.5 y 3.6, se obtiene un cierto compromiso entre las simulaciones electromagnéticas y circuitales. Observamos que ambas estructuras,

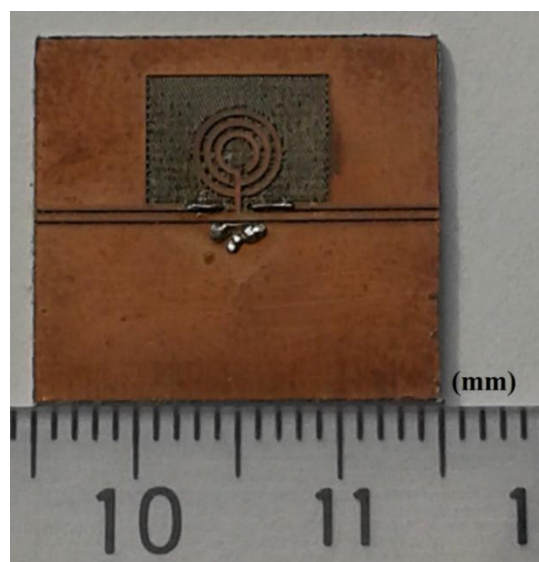
microstrip y coplanar, presentan las dos primeras resonancias exactamente a la misma frecuencia: $f_{0,1} = 2$ GHz y $f_{0,2} = 3.9$ GHz. Por lo tanto, se concluye que estas resonancias dependen solo de la geometría de la celda 3-OISRR. Estas resonancias indican que son bandas de rechazo. La estructura coplanar presenta factores de calidad (Tabla 3.2) superiores a los de la estructura microstrip. Estos valores son superiores a 173 para las dos primeras resonancias en ambas estructuras. Respecto a la tercera resonancia, esta aparece a distinta frecuencia para la guía de onda microstrip ($f_{0,3} = 5.8$ GHz) y coplanar ($f_{0,3} = 5.1$ GHz). Su ancho de banda a 3dB ($\Delta f_{0,3} = 0.6$ GHz para la línea microstrip y $\Delta f_{0,3} = 0.4$ GHz para la línea coplanar) es mucho mayor que las bandas rechazadas. Todo indica que se trata de una resonancia espuria, dado las bajas pérdidas de retorno ($|S_{11}|_{f_{0,3}} = -6.4$ dB para la línea microstrip y $|S_{11}|_{f_{0,3}} = -3.6$ dB para la guía coplanar) y que la resonancia se observa a dos veces la frecuencia ($f_{0,1} + (f_{0,2} - f_{0,1})/2$). Podemos resumir que las simulaciones electromagnéticas y circuitales remarcan que la celda 3-OISRR se comporta como un filtro de rechazo de doble banda, cuyos valores no dependen de si la estructura está insertada en una guía de onda microstrip o coplanar. Estas dos bandas se consiguen sin poner en cascada varias etapas de resonadores de impedancia escalonada o resonadores de *stub*, lo que es una gran ventaja comparado con los trabajos previos de filtros de múltiples bandas eliminadas [19-22]. En lugar de utilizar etapas en cascada, esta estructura logra el mismo efecto con una sola celda de tres anillos abiertos de diferentes radios interconectados en un punto común de la guía de onda microstrip y coplanar. Si analizamos el tamaño eléctrico de la celda a las dos frecuencias de resonancia, observamos que la primera resonancia ($f_{0,1} = 2$ GHz) la celda 3-OISRR presenta la mitad del tamaño eléctrico que la celda equivalente SRR. En la segunda resonancia ($f_{0,2} = 3.9$ GHz) la longitud de onda guiada en la guía de onda microstrip y coplanar es, respectivamente, $\lambda = 30$ mm y $\lambda = 34$ mm que ha sido calculada con la correspondiente permitividad efectiva $\epsilon_{ef} = 6.4$ y $\epsilon_{ef} = 5$. En comparación, la longitud D_1 de la estructura 3-OISRR es solo de 9 mm, menor que $\lambda/3$, lo que confirma que la celda propuesta es más compacta que un resonador convencional de longitud $\lambda/2$.

Para demostrar experimentalmente la factibilidad del concepto propuesto, hemos fabricado la estructura de la figura 3.3 usando un sustrato de material Arlon (AD1000) con los siguientes parámetros: $\epsilon_r = 10.2$, $\text{tg} \delta = 0.0023$ (a 10 GHz), espesor $h = 0.635$ mm,

y espesor del cobre $t = 17.5 \mu\text{m}$. Se utilizó una microfresadora láser (LPKF Protolaser S) para fabricar las estructuras y los resultados de estos procesos de fabricación se muestran en la figura 3.7. Las medidas se llevaron a cabo mediante un analizador de redes ZVA Rohde & Schwarz y transiciones (coaxial-microstrip, coaxial-coplanar). La calibración y las medidas fueron realizadas en el rango de frecuencias 0.01 GHz y 6 GHz.



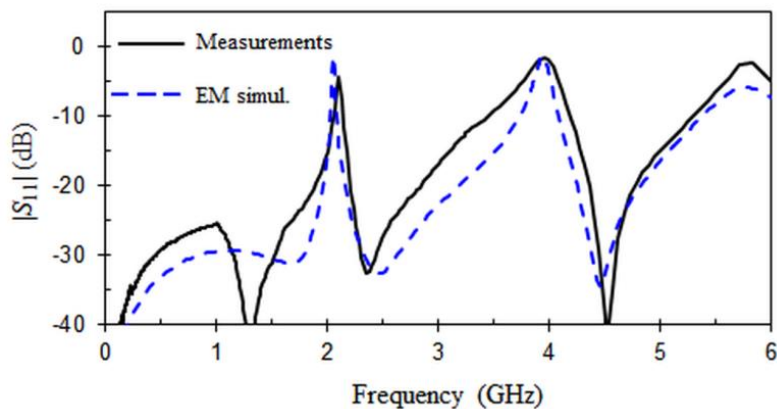
(a)



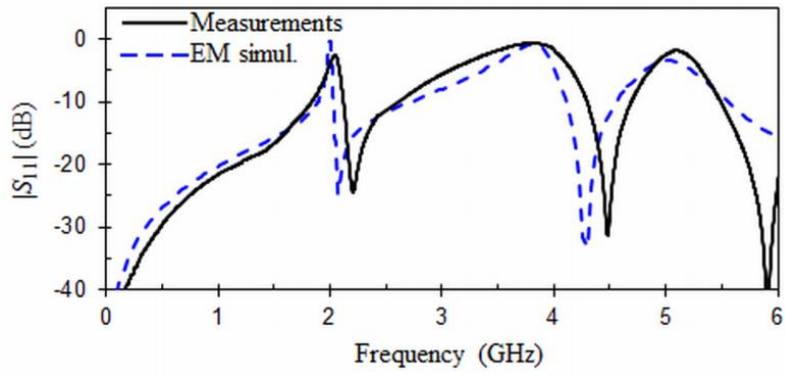
(b)

Figura 3.7: Fotografías de los filtros de rechazo de doble banda fabricados. (a) Tecnología microstrip. (b) Tecnología coplanar.

La mejor manera de comprobar las prestaciones de las estructuras fabricadas es comparar los resultados simulados y experimentales en la misma gráfica. La Figura 3.8 y la Figura 3.9 muestran respectivamente el parámetro S_{11} y S_{21} de ambas estructuras. Podemos observar que se consiguen resultados semejantes para las simulaciones electromagnéticas y las medidas. Para una comparación fácil con los resultados de la simulación electromagnética (Tabla 3.2), se presentan los resultados de las medidas en la Tabla 3.3. Esta tabla también incluye las pérdidas de inserción $|S_{21}|_{f_{0,j}}$ en las bandas rechazadas para la primera, segunda y tercera resonancia. Del mismo modo que con los resultados de la simulación electromagnética, el factor de calidad decrece conforme aumenta la frecuencia de resonancia. Para ambas estructuras, estos valores son superiores a 132, 78 y 50 para la primera, segunda y tercera resonancia respectivamente. Se obtienen mayores factores de calidad con el filtro de rechazo en tecnología coplanar; sin embargo, las pérdidas de inserción en la banda de paso son mejores con el filtro en tecnología microstrip. Por ejemplo, a 2.5 GHz, las pérdidas de inserción de la banda de paso para el filtro microstrip son de 0.06 dB, mientras que para el filtro coplanar éstas son de 0.35 dB. Como podemos ver en las Figuras 3.8 y 3.9, la banda espuria aparece en torno a los 5 GHz para ambas estructuras. La celda 3-OISRR abre la posibilidad de generar filtros rechaza banda compactos con dos bandas sin incrementar el tamaño del circuito, únicamente añadiendo un nuevo anillo a la celda OISRR. Por lo tanto, el número de resonancias principales, y por consiguiente de bandas rechazadas, es el número de anillos menos uno, ya que la banda espuria no se considera para este propósito. Esta banda espuria aparece sistemáticamente en el diseño de la mayoría de filtros.

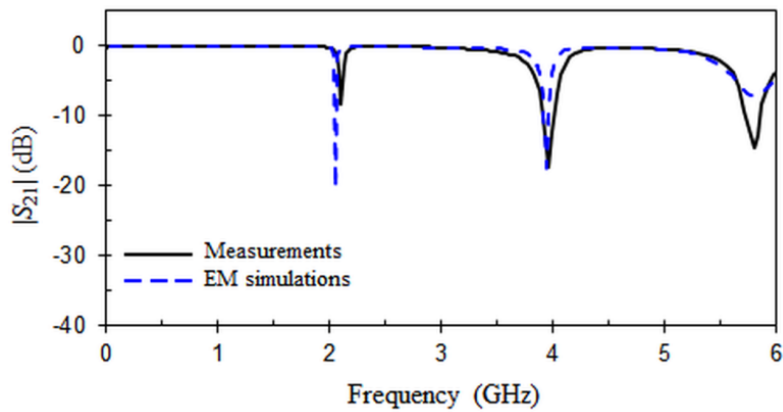


(a)

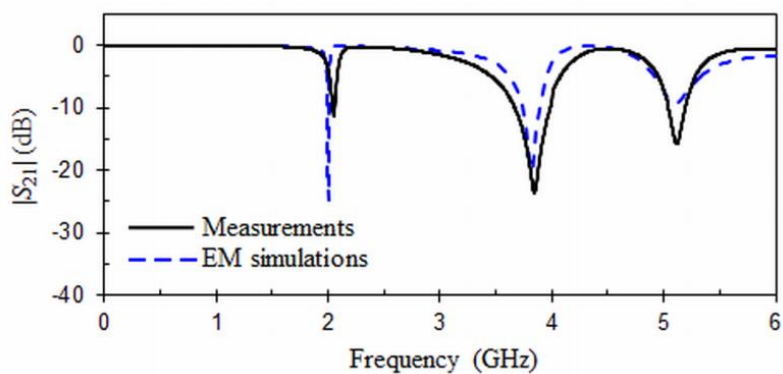


(b)

Figura 3.8: Respuestas S_{11} obtenidas mediante simulaciones EM (línea discontinua) y medidas (línea continua) de la celda 3-OISRR excitada mediante (a) línea microstrip y (b) guía coplanar.



(a)



(b)

Figura 3.9: Respuestas S_{21} obtenidas mediante simulaciones EM (línea discontinua) y medidas (línea continua) de la celda 3-OISRR excitada mediante (a) línea microstrip y (b) guía coplanar.

Tabla 3.3: Resultados de las medidas.

Microstrip						Coplanar					
$f_{0,1}$	2.11	$f_{0,2}$	3.96	$f_{0,3}$	5.8	$f_{0,1}$	2.04	$f_{0,2}$	3.85	$f_{0,3}$	5.1
$\Delta f_{0,1}$	0.04	$\Delta f_{0,2}$	0.3	$\Delta f_{0,3}$	0.5	$\Delta f_{0,1}$	0.04	$\Delta f_{0,2}$	0.6	$\Delta f_{0,3}$	0.5
$ S_{11} _{f_{0,1}}$	-4.4	$ S_{11} _{f_{0,2}}$	-1.6	$ S_{11} _{f_{0,3}}$	-2.3	$ S_{11} _{f_{0,1}}$	-2.5	$ S_{11} _{f_{0,2}}$	-0.7	$ S_{11} _{f_{0,3}}$	-1.9
$ S_{21} _{f_{0,1}}$	-8.3	$ S_{21} _{f_{0,2}}$	-17.2	$ S_{21} _{f_{0,3}}$	-14.5	$ S_{21} _{f_{0,1}}$	-11.2	$ S_{21} _{f_{0,2}}$	-23.6	$ S_{21} _{f_{0,3}}$	-15.7
$Q_{u,1}$	132	$Q_{u,2}$	78	$Q_{u,3}$	50	$Q_{u,1}$	204	$Q_{u,2}$	83	$Q_{u,3}$	52

donde f y Δf son expresados en GHz, y $|S|$ en dB.

3.4 Aplicación al diseño de un filtro rechaza banda HMSIW reconfigurable

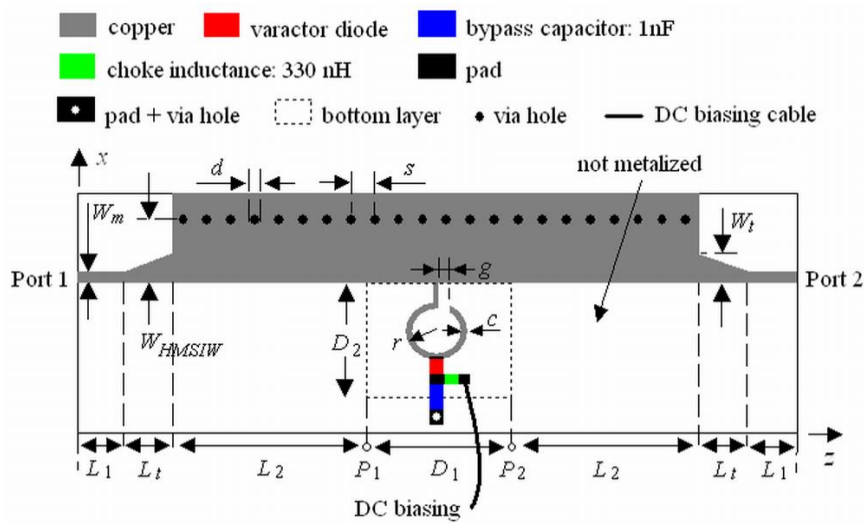
Las estructuras SIWs (Substrate Integrated Waveguides) y HMSIW (Half-Mode SIW) son guías de onda planares con las mismas ventajas que las líneas convencionales microstrips y coplanar: bajo coste de fabricación y fácil integración con los componentes planares. Las SIWs y HMSIW permiten mejores pérdidas de inserción, factor de calidad y disipación de potencia en aplicaciones de microondas y ondas milimétricas que las guías de onda convencionales microstrips o coplanar [23-27]. Sin embargo, a diferencia de las guías convencionales microstrips y coplanar, no hay tantos trabajos publicados basados en filtros SIWs de banda eliminada sintonizables [28-30]. Los filtros de banda eliminada sintonizables presentados en [28-30] utilizan diodos varactor como elementos sintonizables y están basados en resonadores de media onda y afilados, con resonadores en anillos empotrados. Estos filtros tienen un gran tamaño y sus rangos de sintonización son inferiores al 16%, con un ancho de banda absoluto constante, excepto la solución presentada en [30]. Esta última alcanza un rango de sintonización del 70 % pero con un ancho de banda absoluto no constante y mediante varias celdas en cascada cargadas con varactores. También existen otras topologías [31,32] que utilizan diodos varactores. Éstas están basadas en resonadores de cavidades coaxiales integradas en sustrato, implementan filtros rechaza-banda sintonizables de dos polos y usan líneas microstrip o guías de onda coplanares para excitar los resonadores. Necesitan varios diodos varactores, presentan tamaños grandes y sus rangos de sintonización sintonizables son superiores al 40%, pero con un ancho de banda absoluto no constante. El uso de celdas SRR integradas en las estructuras SIW para diseñar filtros compactos sin características reconfigurables fue introducido en el pasado en [33-39]. Estos filtros son comúnmente cargados con celdas SRR o CSRR [40,41], debido a

la dificultad de introducir una versión del resonador de anillo abierto (OSRR) [42] dentro de una estructura SIW. Este no es el caso para la estructura HMSIW, ya que recientemente se presentó una solución para el diseño compacto de filtros de banda eliminada mediante un resonador de anillo abierto (ORR) [43].

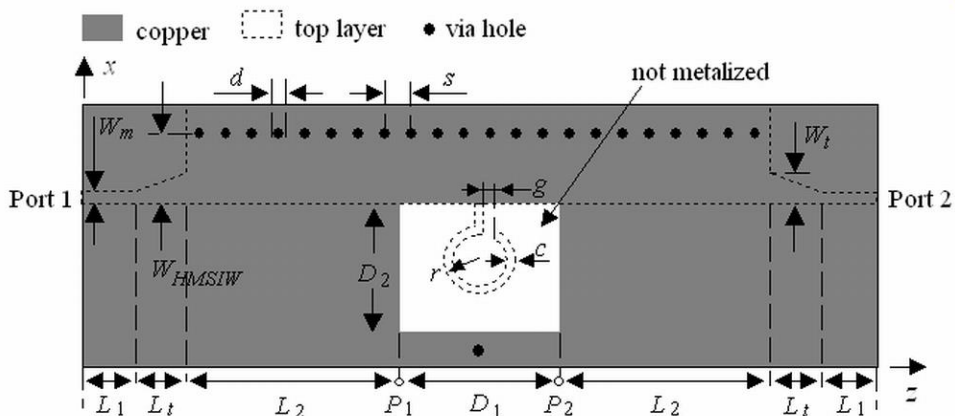
En este apartado, se propone el diseño de un filtro HMSIW de banda eliminada que permite un amplio rango de sintonización con un ancho de banda absoluto constante [44]. La estructura del filtro HMSIW utiliza una celda denominada resonador de anillo abierto cargada con varactor (VLORR), compuesta de un resonador de anillo abierto (ORR) y un diodo varactor como elemento sintonizable. El ORR consiste en un anillo abierto alineado con una apertura abierta en el plano de masa de la guía de onda planar y el diodo varactor está conectado entre el anillo abierto y la masa. La celda VLORR es versátil, ya que es fácilmente conectable a una sección paralela de la HMSIW. A la frecuencia de resonancia del ORR, aparece un cero de transmisión. El diodo varactor provee una capacitancia variable que, cuando se aplica una polarización inversa, permite una variación de la frecuencia de resonancia hasta la posición deseada dentro de la banda de frecuencia operacional.

La estructura del filtro HMSIW de banda eliminada sintonizable propuesta en este apartado está representada en la Figura 3.10, así como su circuito equivalente. Esta estructura utiliza la celda ORR [45, 46] cargada con un diodo varactor. La estructura HMSIW tiene una apertura abierta en el lado inferior de tamaño $D_1 \times D_2$. Para realizar las medidas con la estructura HMSIW se añadieron una línea microstrip L_1 y una sección microstrip de forma cónica L_t . La sección cónica, que tiene dos anchos distintos (W_m , W_t), realiza la transición entre la línea microstrip L_1 de ancho W_m y la guía HMSIW L_2 de ancho W_{HMSIW} . Esta transición permite transformar el modo quasi-TEM de la línea microstrip al modo TE_{10} de la guía HMSIW. Por lo tanto, la celda VLORR está conectada al puerto de entrada 1 y al puerto de salida 2 a través de dos guías HMSIWs, dos secciones microstrip cónicas y dos líneas microstrip de longitud L_2 , L_t y L_1 , respectivamente. La estructura tiene el cátodo del diodo varactor localizado en el punto medio del anillo abierto y el ánodo conectado a masa a través de un condensador de desacoplo. La capacitancia del diodo varactor está controlado mediante un voltaje de polarización inversa, que se aplica a través de una red de polarización, diseñada con una inductancia de choke y el condensador de desacoplo.

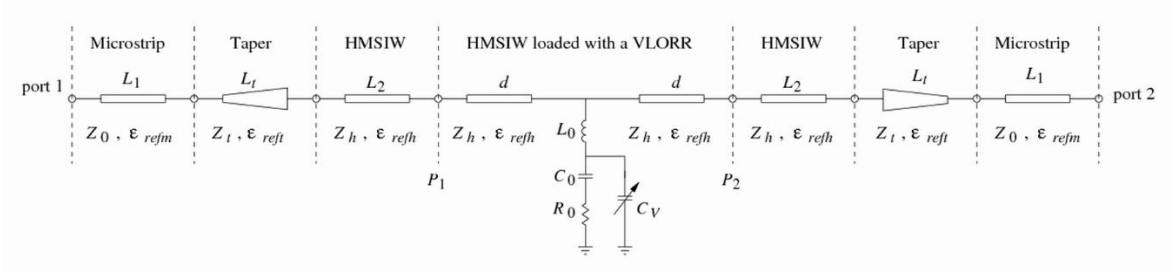
El circuito equivalente fue obtenido mediante análisis electromagnéticos (EM) de las respuestas en frecuencia de la estructura HMSIW, teniendo en cuenta el modelo inicial simplificado de la celda ORR [45, 46] y una capacitancia variable C_v como modelo ideal del diodo varactor. La celda ORR está modelada mediante un circuito resonante serie $R_0 L_0 C_0$ conectado entre dos secciones HMSIW de longitud $d = D_1/2$. La celda VLORR consiste en el circuito equivalente de la celda ORR con una capacitancia variable C_v en paralelo con el circuito serie $R_0 C_0$. A partir del circuito equivalente de la celda VLORR y omitiendo R_0 , podemos identificar la frecuencia de resonancia $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_0 C_T})$ dando lugar a un cero de transmisión. La frecuencia de resonancia f_0 se puede variar de manera controlada a través de la capacitancia total $C_T = C_0 + C_v$ de la celda VLORR, que es la suma de la capacitancia fija C_0 de la celda ORR y la capacitancia variable C_v del diodo varactor. Por consiguiente, este diodo trabaja como componente sintonizable al que se le aplica un voltaje de polarización inverso como señal de control.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.10: Estructura HMSIW cargada con una celda VLORR. (a) Vista superior. (b) Vista inferior. (c) Circuito equivalente simplificado.

Como hemos mencionado previamente, entre el circuito resonante serie L_0C_0 y la masa hay una resistencia en serie R_0 , que modela las dos posibles contribuciones de las pérdidas de la estructura: radiación y óhmicas. Las pérdidas óhmicas del metal (R_c) dependen de las dimensiones (r , c y g) del anillo abierto, mientras que las pérdidas por radiación (R_r) están determinadas por el tamaño de la ventana $D_1 \times D_2$ abierta en la parte inferior.

R_0 , L_0 y C_0 se pueden determinar mediante simulaciones electromagnéticas (EM) como en [46] o utilizando las ecuaciones que se muestran debajo. Las ecuaciones aproximadas para L_0 y C_0 fueron obtenidas de [47] y mediante una transformación Schwartz-Christoffel de la sección transversal de la celda básica ORR (Figura 3.11). Las expresiones resultantes de estos análisis dependen de los parámetros de diseño del anillo. Por otro lado, R_0 es calculado a partir del factor de calidad Q_u y de las pérdidas de retorno a la frecuencia de resonancia.

$$L_0 = \mu_0 r (\log(8r/t + c) - 0.5) / \alpha \quad (3.15)$$

$$C_0 = a(2\pi r) \epsilon_0 \epsilon_{ef,ORR} K(k') / K(k) \quad (3.16)$$

$$Q_u = \omega_0 L_0 / R_0 = f_0 / \Delta f_0 / (1 - |S_{11}|_{f_0}) \quad (3.17)$$

donde $r_0 = r - c/2$, $\varepsilon_{ef,ORR} = 1 + \frac{(\varepsilon_r - 1)K(k')K(k_1)}{2K(k)K(k'_1)}$, $k = (r - c)/r$,
 $k_1 = \frac{\sin h(\pi(r-c)/2/h)}{\sin h(\pi r/2/h)}$, $k' = \sqrt{1 - k^2}$, $k'_1 = \sqrt{1 - k_1^2}$, $\alpha = -0.768c + 1.5462$ (c en mm), los radios $K(k')/K(k)$, y $K(k_1)/K(k'_1)$ pueden ser calculados aproximadamente de las relaciones analíticas definidas en [48]. Los errores relativos con respecto a las simulaciones electromagnéticas a la frecuencia de resonancia (f_0) y ancho de banda a 3dB de la banda rechazada (Δf_0) es menor del 3% para $1.8 \leq r$ (mm) ≤ 2.6 , $0.1 \leq c$ (mm) ≤ 0.3 , $\varepsilon_r = 10.2$, $g = 0.2$, y $D_1 \times D_2 = 4r \times 4r$.

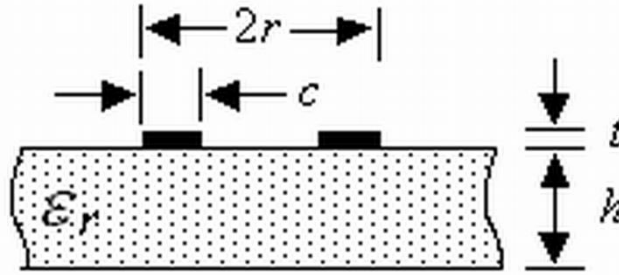


Figura 3.11: Sección transversal de una celda básica ORR.

La celda ORR insertada en la apertura puede causar pérdidas de radiación. Por ello, se ha estudiado los efectos de la radiación en función de la frecuencia y de diferentes tamaños de la ventana $D_1 \times D_2$ abierta a través de simulaciones EM y del factor de pérdidas:

$$F_{LF} = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 \quad (3.18)$$

En el factor de pérdidas presentado en la Figura 3.12, solo se consideran las pérdidas por los efectos de la radiación indeseadas, ya que las pérdidas del metal y dieléctricas no se tuvieron en cuenta en las simulaciones EM, que fueron obtenidas mediante un simulador comercial (HFSS). La estructura HMSIW fue simulada con un sustrato de permitividad relativa $\varepsilon_r = 10.2$ ($\text{tg } \delta = 0$) y espesor $h = 0.635$ mm. Las dimensiones de la estructura cargada con la celda ORR se indican en la Figura 3.12 y fueron optimizadas para tener una frecuencia de resonancia a $f_0 = 3.5$ GHz con un ancho de banda a 3dB de la banda rechazada de $\Delta f_0 = 0.4$ GHz y una impedancia característica alrededor de $Z_0 = 50 \Omega$ usando las ecuaciones (3.15)-(3.17) y las relaciones analíticas definidas en [49,50]. Las dimensiones de la HMSIW también fueron ajustadas para tener una

frecuencia de corte a $f_c = 2$ GHz. Las pérdidas de radiación presentan hasta seis picos en el rango de frecuencia de 0 a 8 GHz. El primer pico aparece a la frecuencia de corte $f_c = 2$ GHz de la estructura HMSIW. El segundo está localizado a la frecuencia de resonancia $f_0 = 3.5$ GHz de la celda ORR. El tercero pico y los siguientes son debidos a los modos de orden superior de la estructura HMSIW, considerados como espurios. Los diferentes tamaños de la ventana $D_1 \times D_2$ abierta tienen pequeños efectos en las perdidas de radiación de la celda ORR para el primer pico, que es menor en un 8%. A la frecuencia de resonancia, las pérdidas de radiación tienen un valor mínimo del 17.7% cuando la apertura tiene el tamaño mínimo ($D_1 \times D_2 = 6 \times 6$ mm²).

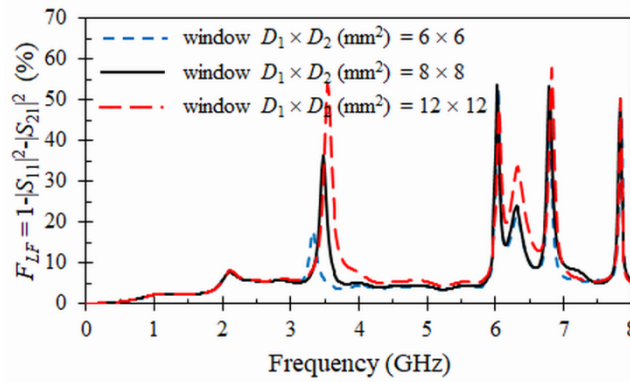


Figura 3.12: Factor de pérdidas (F_{LF} en %) del filtro HMSIW de banda eliminada propuesto en función de la frecuencia y el tamaño de la apertura de la ventana ($D_1 \times D_2$). Dimensiones (mm) y permitividad: $r = 1.9$, $c = 0.3$, $g = 0.2$, $W_{HMSIW} = 11.65$, $s = 1.2$, $d = 0.6$, $W_m = 0.594$, $W_t = 4.66$, $L_l = 5$, $L_2 = 11$, $L_t = 28.95$, $h = 0.635$, $\epsilon_r = 10.2$ ($\text{tg } \delta = 0$).

Finalmente, la Figura 3.13 representa el nivel de rechazo ($|S_{21}|$ en dB) obtenido a la frecuencia de resonancia f_0 del filtro propuesto en función del factor de perdidas previsto y de los diferentes tamaños de la apertura de la ventana $D_1 \times D_2$. Se puede observar que el nivel de rechazo decrece de -8.1 dB a -20 dB conforme el tamaño de apertura de la ventana ($D_1 \times D_2$) se reduce de 12×12 mm² a 6×6 mm². Como consecuencia de este análisis, se adoptó un compromiso con el tamaño de la apertura de la ventana ($D_1 \times D_2$) con el propósito de minimizar las pérdidas de radiación a la frecuencia principal y a la frecuencia espuria.

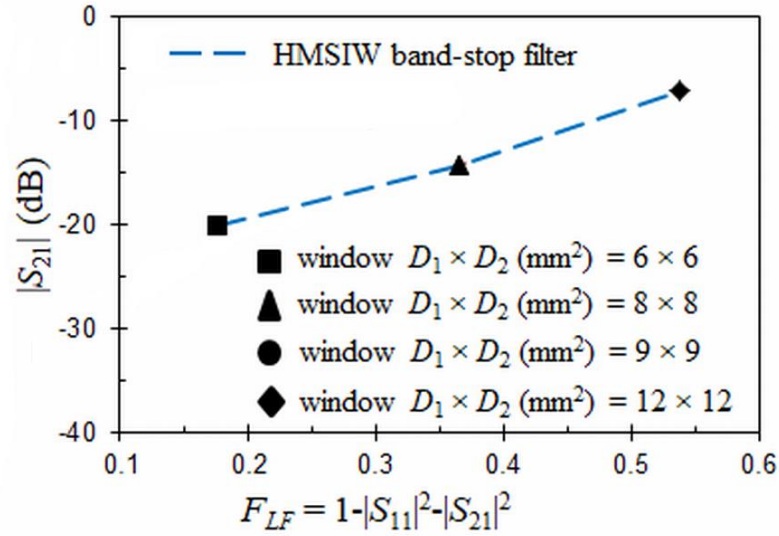
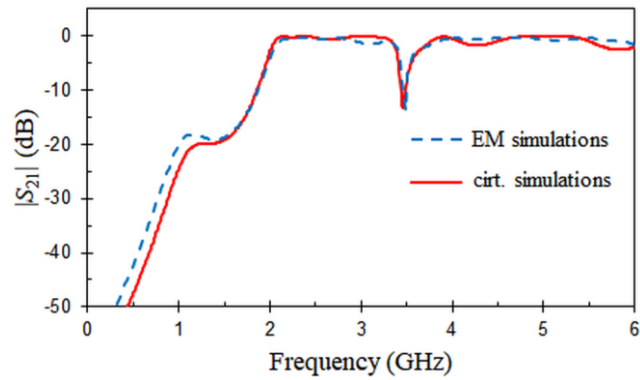
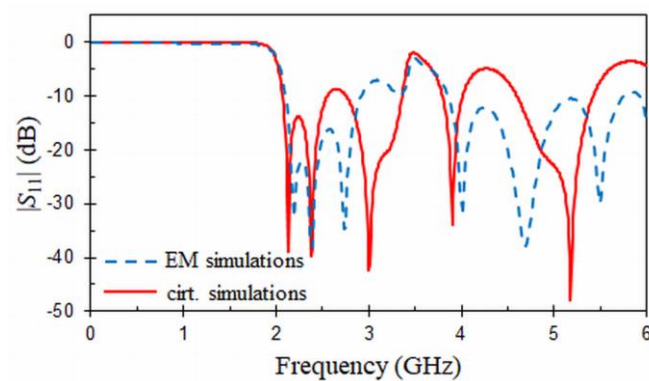


Figura 3.13: Niveles de rechazo (en dB) a la frecuencia de resonancia en función del factor de pérdidas (F_{LF}) y del tamaño de la apertura de la ventana ($D_1 \times D_2$).

La Figura 3.14 muestra los resultados de las simulaciones EM y del circuito equivalente de la estructura HMSIW cargada con una celda ORR. Se tuvieron en cuenta las pérdidas metálicas en las simulaciones, considerando un espesor del cobre de $t = 0.017$ mm para los conductores. Los elementos $L_0 = 5.3$ nH y $C_0 = 0.4$ pF del circuito equivalente fueron obtenidos mediante las ecuaciones (3.15)-(3.16) y las dimensiones de la celda ORR. La estructura fue simulada con el simulador circuital (Keysight ADS) usando el modelo RWG (guía de onda rectangular). Como se puede observar en la Figura 3.14, las simulaciones electromagnéticas (línea discontinua) exhiben dos comportamientos. El primero es relativo a una respuesta en frecuencia de tipo paso-alta, debido a la guía HMSIW que presenta una frecuencia de corte en $f_c = 2$ GHz. El segundo comportamiento está localizado en la banda de paso, donde se puede observar un cero de transmisión como consecuencia de la resonancia de la celda ORR. A $f_0 = 3.49$ GHz, se produce una conexión eléctrica a masa y la señal inyectada es reflejada hacia el puerto de entrada. Las pérdidas de retorno, las pérdidas de inserción y el ancho de banda a 3 dB a $f_0 = 3.49$ GHz son, respectivamente, $RL = 2.2$ dB, $IL = 14$ dB, y $\Delta f_0 = 0.19$ GHz (5.4 %). Con estos datos y la ecuación (3.17) se consigue un factor de calidad descargado $Q_u = 82$. Las simulaciones circuitales (línea continua) también exhiben un comportamiento paso-alta con un cero de transmisión en la banda de paso.



(a)

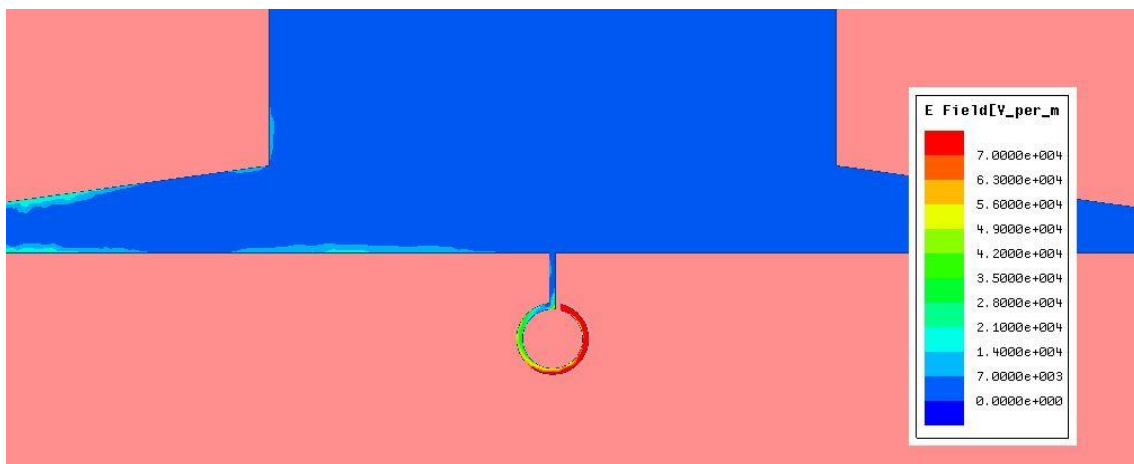


(b)

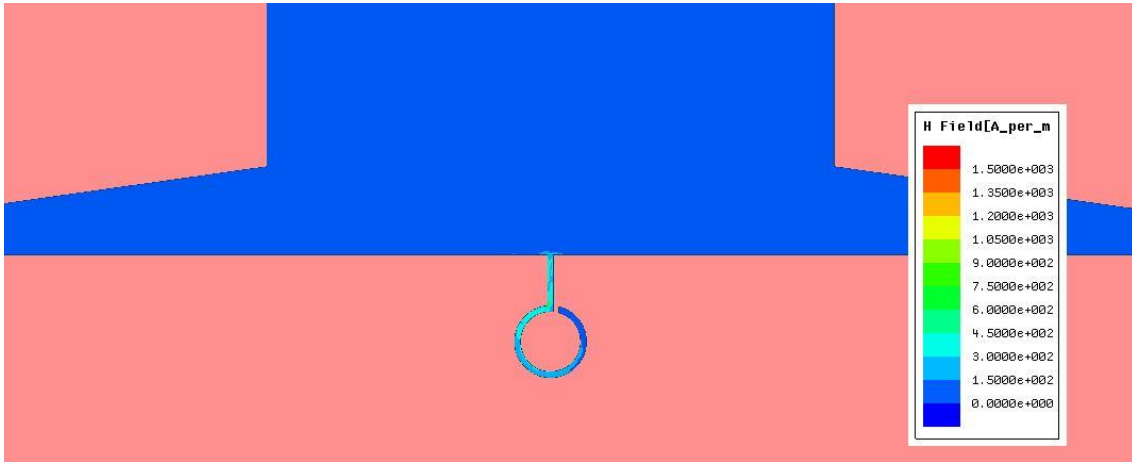
Figura 3.14: Respuesta en frecuencia mediante simulaciones circuitales y EM de la estructura HMSIW cargada con una celda ORR. (a) $|S_{21}|$ (dB) y (b) $|S_{11}|$ (dB). Dimensiones (mm) y permitividad: $r = 1.9$, $c = 0.3$, $g = 0.2$, $D_1 \times D_2 = 8 \times 8$. $W_{HMSIW} = 11.65$, $s = 1.2$, $d = 0.6$, $W_m = 0.594$, $W_t = 4.66$, $L_1 = 5$, $L_2 = 11$, $L_t = 28.95$, $t = 0.017$, $h = 0.635$, $\epsilon_r = 10.2$ ($\text{tg } \delta = 0$).

La frecuencia de resonancia f_0 del filtro HMSIW elimina-banda puede ser controlada eléctricamente insertando un diodo varactor como elemento sintonizable. Las simulaciones EM han demostrado que la localización óptima para tener el mayor rango sintonizable es conectar el diodo varactor entre el punto medio del anillo abierto y masa como muestra las Figuras 3.10(a) y 3.10(b). Esto es porque a la frecuencia de resonancia f_0 , la distribuciones de los campos eléctricos y magnéticos están respectivamente concentrados en la primera y segunda parte del anillo abierto (Figura 3.15). La capacitancia del diodo varactor está controlada mediante la aplicación de una

fuente continua inversa. Por lo tanto, se añadió una red de polarización LC a la celda VLORR. En las Figuras 3.10(a) y 3.10(b), el cátodo del varactor está localizado en el punto medio del anillo, mientras que el ánodo está conectado a masa a través de un condensador de desacoplo $C = 1$ nF. Para prevenir que la señal RF de la celda VLORR perturbe la red de polarización continua, se insertó una inductancia de choke en el ánodo del varactor siendo el valor elegido de esta inductancia de $L = 330$ nH. El circuito equivalente RF simplificado de la celda VLORR en la estructura HMSIW se convierte en el mostrado en la Figura 3.10(c), considerando la capacitancia variable C_v como modelo ideal del diodo varactor, la concentración de campo en el anillo abierto y la disposición anterior de los elementos pasivos. Omitiendo R_0 , la capacitancia total de la estructura HMSIW cargada con la celda VLORR es $C_T = C_0 + C_v$, la cual representa la capacidad fija C_0 de la ORR y la capacidad variable C_v del diodo varactor. La frecuencia de resonancia f_0 del filtro HMSIW elimina-banda se puede variar de una manera controlada mediante la capacidad variable del diodo varactor. Por lo tanto, este diodo trabaja como componente sintonizable, con una tensión inversa actuando de señal de control. En este trabajo se utilizó un diodo varactor hiperabrupto hecho de GaAs por Aeroflex/Metelix (MGV125-09). La capacitancia del diodo varía de 3.4 pF a 0.07 pF cuando la tensión inversa cambia de 0 V a 22 V.



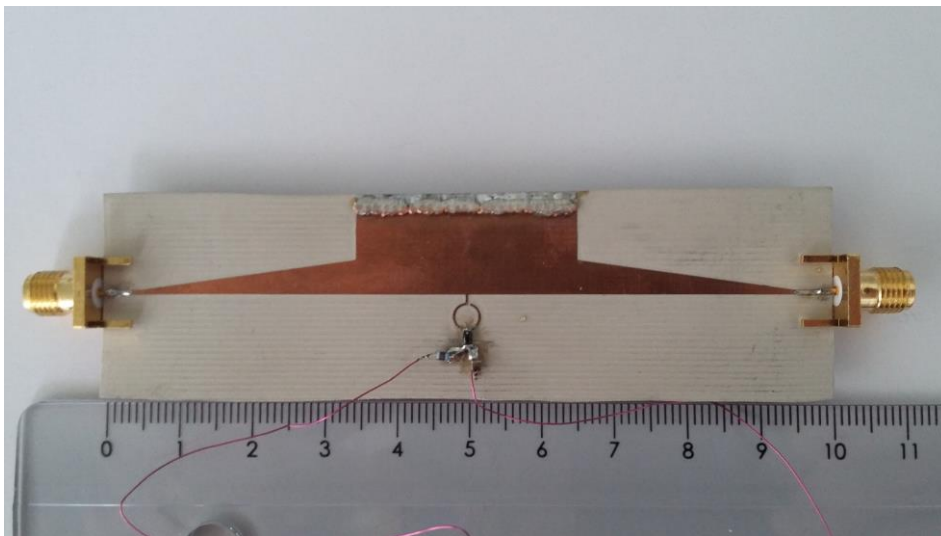
(a)



(b)

Figura 3.15: Distribuciones de los campos eléctricos (a) y magnéticos (b) en la estructura HMSIW cargada con una celda ORR a la frecuencia de resonancia $f_0 = 3.49$ GHz.

El filtro HMSIW elimina-banda sintonizable representado en la Figura 3.16 se fabricó mediante una microfresadora (LPKF protomat S62) en un substrato Rogers RO3010 con las siguientes características y dimensiones: $\epsilon_r = 10.2$, $tg \delta = 0.0023$ a 10 GHz, espesor del substrato $h = 0.635$ mm y espesor del cobre $t = 0.017$ mm. Se utilizaron dos transiciones coaxial (SMA)-microstrip para llevar a cabo las medidas. Las medidas se realizaron mediante un analizador de redes vectorial (R&S ZVA) entre 0.01 GHz y 4 GHz.



(a)



(b)

Figura 3.16: Fotografía del filtro HMSIW elimina-banda sintonizable. (a) Vista superior. (b) Vista inferior.

La Figura 3.17 muestra las medidas de los parámetros S obtenidos del filtro HMSIW elimina banda sintonizable polarizado con diferentes tensiones DC inversas. Se pueden observar dos comportamientos: el primero depende de la guía HMSIW, correspondiente a una respuesta típica en frecuencia de tipo paso alta con una frecuencia de corte a $f_c = 2$ GHz. El segundo comportamiento es debido a la resonancia de la celda VLORR, la cual se mueve de 2.5 GHz a 1 GHz conforme la capacitancia del diodo varactor aumenta cuando la tensión inversa aplicada V_{bias} varía de 22 V a 0 V. La resonancia de la celda VLORR implementa un cero de transmisión (Figura 3.17(a)) por encima de la frecuencia de corte de la línea HMSIW ($f > f_c$) para tensiones de polarización superiores a 5 V. Sin embargo, el cero de transmisión cae por debajo de la frecuencia de corte f_c para tensiones de polarización inferiores a 5 V, y por lo tanto no es útil en ese rango. En la banda de paso de la estructura HMSIW ($f > 2$ GHz), las pérdidas de inserción y de retorno a f_0 son, respectivamente, superiores a $IL = 12.3$ dB e inferiores a $RL = 3.1$ dB. Se puede observar también en la Figura 3.17(a) que el ancho de banda absoluto a 10 dB es constante $\Delta f_{10dB} = 0.05$ GHz. Esto es debido a que el valor de la inductancia de la celda VLORR permanece aproximadamente constante en todo el rango sintonizable por encima de la frecuencia de corte. La Tabla 3.4 compara diferentes filtros elimina-banda SIW/HMSIW cargados con diodos varactores. En esta

tabla, λ_0 y BW son, respectivamente, la longitud de onda en el espacio libre a la frecuencia central del rango sintonizable y el ancho de banda. Los filtros elimina banda sintonizables diseñados en [30-32] son, respectivamente, 5 celdas en cascada y dos resonadores de cavidades coaxiales. El filtro elimina-banda HMSIW sintonizable de primer orden propuesto en este trabajo presenta un mejor rango sintonizable absoluto ($\Delta f_0 = 1.5\text{GHz}$) y un tamaño más compacto que ningún otro diseño presentado en la Tabla 3.4. Adicionalmente, este diseño utiliza un único diodo varactor. Entre los diseños comparados, el único que demuestra un comportamiento sintonizable con un único diodo varactor es aquel presentado en [29].

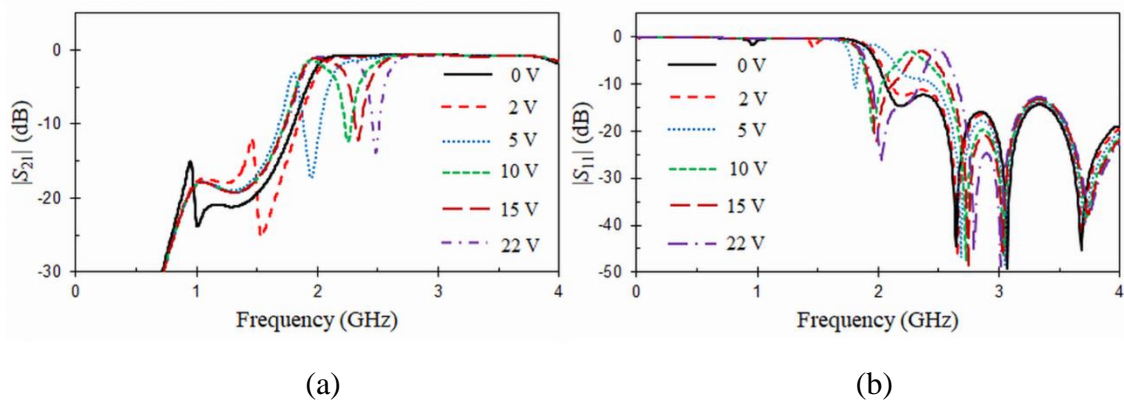


Figura 3.17: Medida del (a) $|S_{21}|$ (dB) y del (b) $|S_{11}|$ (dB) del filtro elimina-banda HMSIW sintonizable bajo diferentes tensiones continuas de polarización.

Tabla 3.4: Comparación de diferentes filtros SIW/HMSIW elimina-banda sintonizables.

Refs.	Rango de sintonización en GHz (%)	No. de diodos	BW absoluto	Tamaño 2-D
[28] Figura 7a	10.05–10.26 (2.1%)	2	Constante	$0.5\sqrt{\epsilon_{ref}}\lambda_0 \times 0.5\sqrt{\epsilon_{ref}}$
[29] Figura 3	5.32-5.54 (4.1%)	1	Constante	$0.083\lambda_0 \times 0.163\lambda_0$
[29] Figura 5	3.5-4.1 (15.8%)	2	Constante	$0.5\sqrt{\epsilon_{ref}}\lambda_0 \times \text{No definido}$
[30] Figura 21	2.39-4.39 (69.2%)	5	No constante	$0.483\lambda_0 \times 0.011\lambda_0$
[31] Figura 7	0.56-1.18 (41.6%)	64	No constante	$0.228\lambda_0 \times 0.059\lambda_0$
[32] Figura 5	0.77-1.25 (47.5%)	8	No constante	$0.154\lambda_0 \times 0.101\lambda_0$
Este trabajo Figura 3.17	1-2.5 (85.7%)	1	Constante	$0.047\lambda_0 \times 0.047\lambda_0$

Capítulo 4. Diseño e implementación de filtros rechaza banda con resonadores de anillos biplanar (bi-ORR)

4.1 Introducción

El objetivo de este bloque del trabajo consiste en desarrollar filtros de tipo rechaza banda a frecuencias de microondas en tecnología planar mediante medios de Veselago. Además, se introducirá la celda biplanar, una modificación de la celda OISRR presentada anteriormente en el capítulo 3, con la que se consiguen las resonancias para generar el filtro multibanda eliminada.

Para ello, se llevarán a cabo simulaciones electromagnéticas mediante el software HFSS para determinar los parámetros S de los filtros a desarrollar. Una vez obtenidos los parámetros deseados de los filtros, se procederá a la fabricación de los mismos mediante una microfresadora láser en un sustrato RT/duroid 3010 de permitividad relativa 10.2.

4.2 Celda bi-ORR

En este apartado, se propone minimizar los efectos radiantes de la celda OISRR propuesta anteriormente mediante una nueva celda denominada resonador de anillo abierto biplanar (bi-ORR) [49]. Esta celda consiste en dos anillos superpuestos separados por un sustrato en vez de dos anillos en el mismo plano como sucedía en el caso de la celda OISRR. Esta estructura permite implementar un diseño compacto de filtros elimina banda. Comparada con la celda OISRR anterior, la celda bi-ORR propuesta en este trabajo minimiza las pérdidas de radiación, incrementa la compactibilidad y mejora el nivel de rechazo en la banda eliminada.

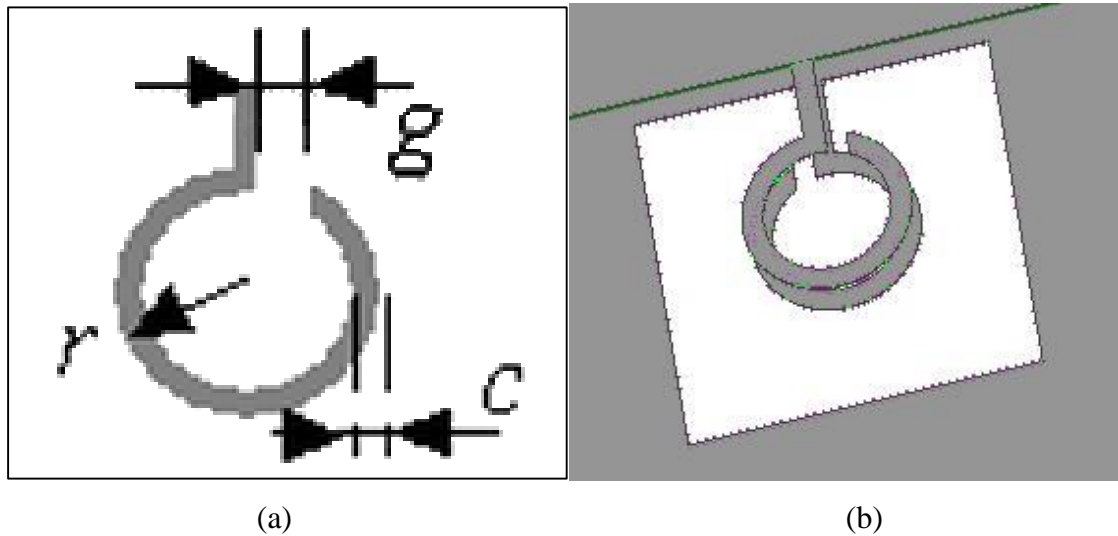


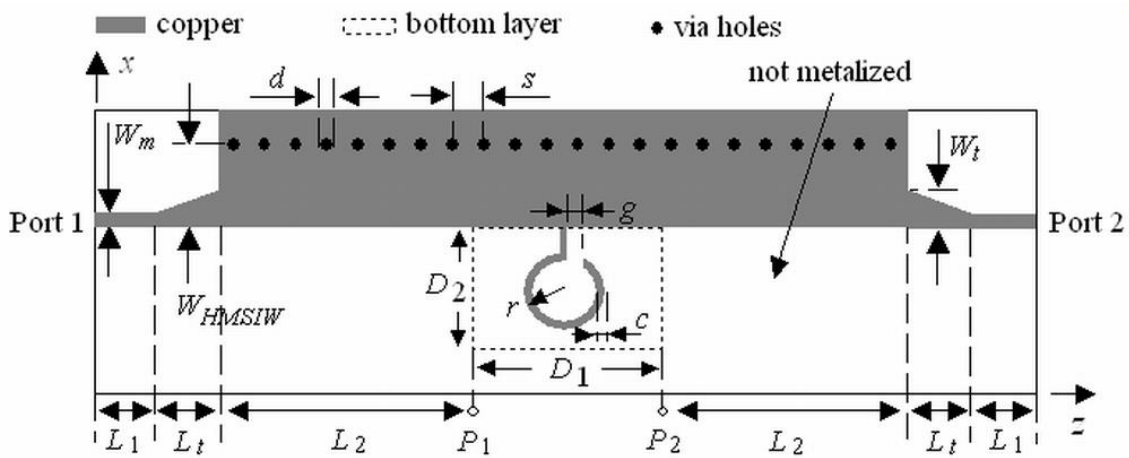
Figura 4.1: Estructura de la celda bi-ORR. (a) Vista superior. (b) Vista en 3 dimensiones (3-D).

La Figura 4.1 representa la celda biplanar (bi-ORR). En ella se puede observar las dimensiones de la celda (Figura 4.1(a)) que se compone de dos anillos de mismo radio externo r , mismo ancho c de tira conductora y mismo gap g , superpuestos entre si y separados por un sustrato de permitividad ϵ_r y espesor h . Los gaps g del anillo superior e inferior están grabados de manera opuestas.

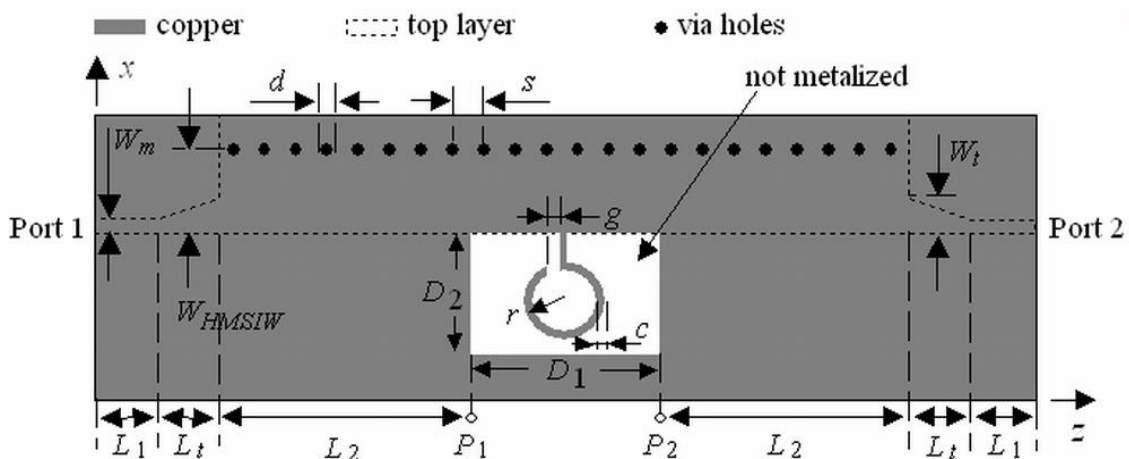
4.3 Aplicación al diseño de un filtro SIW rechaza banda mediante la celda bi-ORR

Una aplicación interesante de la celda bi-ORR propuesta en este trabajo es el diseño de filtros de banda eliminada en diferentes tecnologías, dada su versatilidad al igual que la celda OISRR descrita en el apartado anterior. Como ejemplo ilustrativo, se propone el diseño de un filtro HMSIW de banda eliminada basado en la celda bi-ORR. La estructura y el modelo del circuito equivalente del filtro propuesto se muestran respectivamente en las Figuras 4.2 y 4.3. En este caso, se abre una ventana de dimensiones $D_1 \times D_2$ en el metal de la parte inferior de la estructura para introducir el anillo. Como se puede observar en la Figura 4.1(b), ambos anillos están conectados a un punto común de la sección HMSIW. También se ha implementado una transición de

microstrip a HMSIW en ambos puertos para poder llevar a cabo las medidas que consiste en dos secciones microstrip de longitud L_t con dos anchuras diferentes: W_m y W_t . Esta transición conecta la línea microstrip de longitud L_1 e impedancia Z_0 con la sección HMSIW de longitud L_2 e impedancia Z_h permitiendo la transformación del modo quasi-TEM de la línea microstrip (W_m) en el modo TE_{10} de la estructura HMSIW (WHMSIW). De este modo, la celda bi-ORR está conectada al puerto 1 y 2 mediante dos líneas microstrip, dos transiciones microstrip a HMSIW y dos secciones HMSIW de longitudes L_1 , L_t y L_2 , respectivamente.



(a)



(b)

Figura 4.2: Estructura del filtro HMSIW de banda eliminada cargado con una celda bi-ORR. (a) Vista superior. (b) Vista inferior.

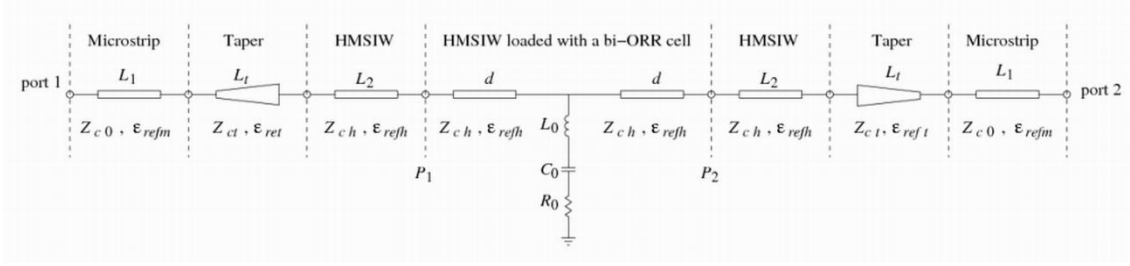


Figura 4.3: Circuito equivalente simplificado de la estructura HMSIW cargada con una celda bi-ORR.

El circuito equivalente simplificado de la estructura HMSIW cargado con la celda bi-ORR (Figura 4.3) se determinó mediante análisis electromagnéticos de su respuesta frecuencial. Éste consiste en un circuito serie $R_0L_0C_0$ resonante derivado a tierra comprendido entre dos secciones de guía HMSIW. Cada sección de guía HMSIW tiene una longitud $d=D/2$. A diferencia de las celdas OISRR y ORR que están conectadas a tierra mediante unas resistencias de radiación y de pérdidas óhmicas, la celda bi-ORR está conectada a tierra a través de una resistencia que simula las pérdidas óhmicas, minimizando las pérdidas por radiación y mejorando el nivel de rechazo en la banda eliminada. A partir del modelo de circuito equivalente de la celda bi-ORR, se puede identificar una frecuencia de resonancia f_0 , correspondiente a un cero de transmisión. Esta frecuencia se obtiene a partir del circuito serie $f_0 = 1/(2\pi(L_0C_0)^{\frac{1}{2}})$, la cual tiene una pendiente de reactancia $s_0 = 2\pi f_0 L_0$. Los elementos R_0 , L_0 y C_0 del circuito equivalente dependen de los parámetros de diseño (r , c , g , h , ϵ_r) de la celda bi-ORR. Estos valores pueden ser derivados mediante las simulaciones o medidas del parámetro de transmisión S_{21} . Considerando la red de dos puertos del circuito equivalente, donde cada puerto termina con $Z_0 = 50 \Omega$, la rama a tierra $Z = j\omega L_0 + 1/(j\omega C_0)$ y asumiendo que todas las secciones de la línea de transmisión tienen la misma impedancia característica Z_0 , entonces el parámetro de transmisión S_{21} puede ser definido mediante:

$$S_{21} = \frac{1}{1+Z_0/Z} \quad (4.1)$$

El ancho de banda a 3 dB de la banda eliminada se puede obtener de (4.2) asumiendo que $\Delta f_0 \ll f_0$ y $(f/f_0 - f_0/f) \approx f_0$

$$\Delta f_0 = Z_0 \frac{f_0}{2s_0} \quad (4.2)$$

y, por lo tanto, L_0 y C_0 son elementos que pueden ser calculados:

$$L_0 = \frac{Z_0}{4\pi\Delta f_0} \quad (4.3)$$

$$C_0 = \frac{1}{L_0} (2\pi f_0)^{-2} \quad (4.4)$$

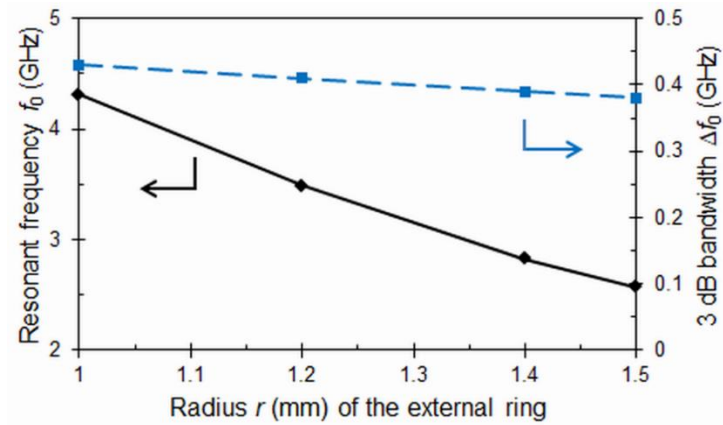
Finalmente, el factor de calidad Q_u y las pérdidas de retorno $|S_{11}|$ medidas a la frecuencia de resonancia f_0 permiten obtener la resistencia R_0 :

$$Q_u = \frac{f_0}{\Delta f_0(1-|S_{11}|_{f_0})} \quad (4.5)$$

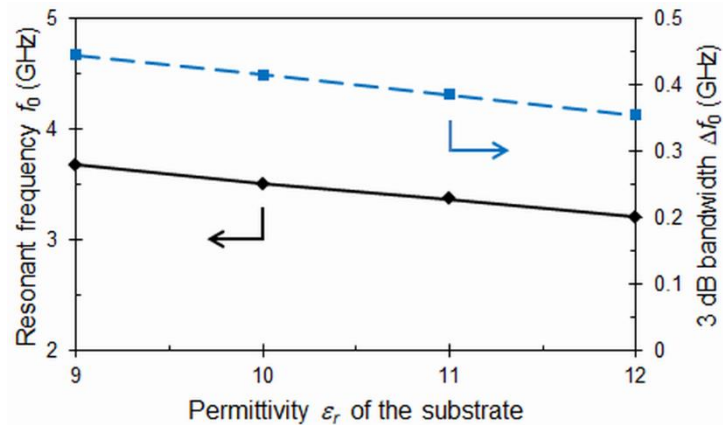
$$R_0 = \frac{2\pi f_0 L_0}{Q_u} \quad (4.6)$$

La Figura 4.4 representa los efectos de los parámetros de diseño (r , c , g , h , ϵ_r) de la celda bi-ORR en la frecuencia de resonancia f_0 y en el ancho de banda a 3dB Δf del filtro propuesto. Los resultados fueron obtenidos mediante el simulador electromagnético HFSS. Como se puede observar (Figura 4.4(a)), la frecuencia de resonancia y el ancho de banda a 3dB decrecen conforme el radio r del anillo externo aumenta de 1 mm a 1.5 mm ($c = g = 0.3$ mm, $h = 0.635$ mm y $\epsilon_r = 10.2$ son constantes). El radio r contribuye a incrementar la inductancia L_0 y capacitancia C_0 . En la Figura 4.4(b) se observa un comportamiento similar cuando la permitividad relativa del sustrato ($r = 1.2$ mm $c = g = 0.3$ mm y $h = 0.635$ mm son constantes) incrementa de 9 a 12. En este caso, los parámetros de diseño son constantes y, por lo tanto, C_0 incrementa significativamente conforme aumenta la permitividad relativa. Al mismo tiempo, L_0 incrementa también con la permitividad relativa del sustrato, lo que implica una reducción del ancho de banda a 3dB. La Figura 4.4(c) muestra una tendencia opuesta del ancho de banda a 3dB cuando el ancho c del anillo conductor incrementa de 0.1 a 0.5 mm, manteniendo los demás parámetros constantes. C_0 aumenta con el incremento del ancho c , mientras que la inductancia L_0 decrece, lo que lleva a que aumente el ancho de banda a 3dB. El ancho c tiene poca influencia en la frecuencia de resonancia f_0 , ya que esta frecuencia es quasi-constante para valores entre 0.1 y 0.5 mm. Esto es porque el decremento de la inductancia L_0 es compensada por el incremento de la capacitancia

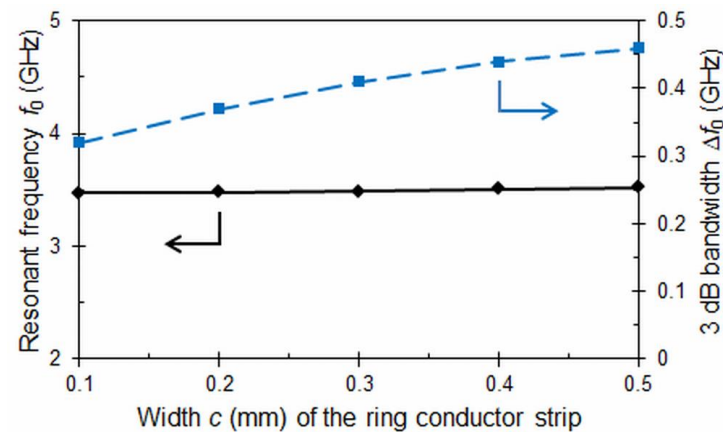
C_0 . En las Figuras 4.4(d) y 4.4(e), se puede ver que el gap g y el espesor del sustrato h tienen cierta influencia en el ancho de banda a 3dB. La inductancia L_0 es casi constante, porque los otros parámetros de diseño son constantes. La capacitancia C_0 decrece significativamente conforme el gap g o el espesor del sustrato h se incrementa, lo que conlleva un incremento de la frecuencia de resonancia f_0 .



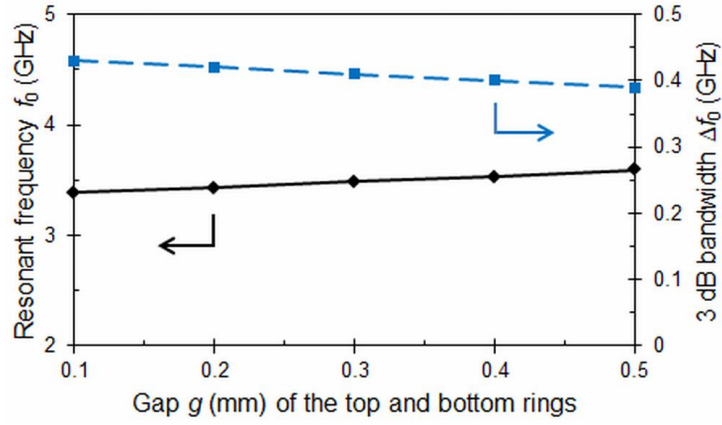
(a)



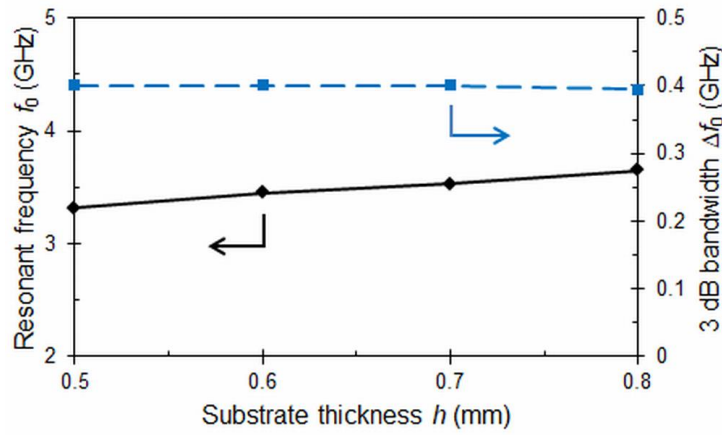
(b)



(c)



(d)



(e)

Figura 4.4: Frecuencia de resonancia f_0 y ancho de banda a 3dB Δf_0 de la estructura HMSIW cargada con una celda bi-ORR en función de los parámetros de diseño (dimensiones en mm). (a) r ($c = g = 0.3$, $h = 0.635$ y $\varepsilon_r = 10.2$ constantes). (b) ε_r ($r = 1.2$, $c = g = 0.3$ mm y $h = 0.635$ mm constantes). (c) c ($r = 1.2$, $g = 0.3$, $h = 0.635$ y $\varepsilon_r = 10.2$ constantes). (d) g ($r = 1.2$, $c = 0.3$, $h = 0.635$ y $\varepsilon_r = 10.2$ constantes). (e) h ($r = 1.2$, $c = g = 0.3$, and $\varepsilon_r = 10.2$ constantes).

La estructura HMSIW cargada con la celda bi-ORR puede estar sujeta a efectos de radiación debido a la ventana $D_1 \times D_2$ abierta en la parte inferior. Por ello, hemos analizado el factor de pérdidas F_{LF} (Figura 4.5) de la estructura mediante simulaciones electromagnéticas en función de la frecuencia y diferentes tamaños de la ventana abierta ($D_1 \times D_2$):

$$F_{LF} = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 \quad (4.7)$$

Para tener únicamente en consideración los efectos de la radiación, se consideró los conductores perfectos y un substrato sin pérdidas en las simulaciones EM. Las dimensiones de la guía HMSIW, la celda bi-ORR, la transición y la línea microstrip fueron optimizadas mediante [27, 50, 51] y la Figura 4.4 para asegurar una frecuencia de corte $f_c = 2$ GHz, una frecuencia de resonancia a $f_0 = 3.5$ GHz con un ancho de banda a 3dB $\Delta f = 0.4$ GHz, y una impedancia característica alrededor de $Z_0 = 50 \Omega$. Las dimensiones y la permitividad relativa del substrato están incluidas en la Figura 4.5, donde se observa que las pérdidas de radiación muestran tres picos en el rango de frecuencias 0 – 6 GHz. El primer pico aparece a la frecuencia de corte ($f_c = 2$ GHz) de la guía HMSIW, el segundo está localizado a la frecuencia de resonancia de la celda bi-ORR ($f_0 = 3.5$ GHz) y el último está alrededor de los 5 GHz, correspondiente a una frecuencia espuria (f_s). A diferencia de las celdas OISRR y ORR [15, 44, 46, 52, 53], los diferentes tamaños de las aperturas tienen poco efecto en las pérdidas de radiación para los dos primeros picos, siendo éstos inferiores al 8%. Las pérdidas de radiación a la frecuencia espuria pueden ser reducidas incrementando el tamaño de la ventana $D_1 \times D_2$ (mm) = 7.5 × 7.5, a expensas de incrementar el tamaño del filtro HMSIW elimina-banda. La opción de una ventana $D_1 \times D_2$ (mm) = 3.9 × 3.9 causa que la resonancia espuria sea desplazada 0.2 GHz hacia abajo y que las pérdidas de radiación aumenten hasta un 45.2%. Como consecuencia de este análisis, se optó por una ventana intermedia $D_1 \times D_2$ (mm) = 5.1 × 5.1 para el diseño del filtro HMSIW elimina banda.

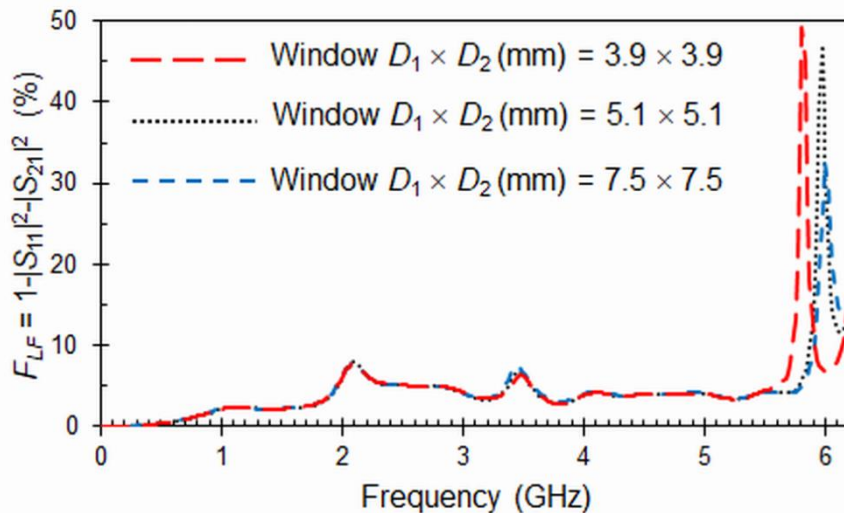
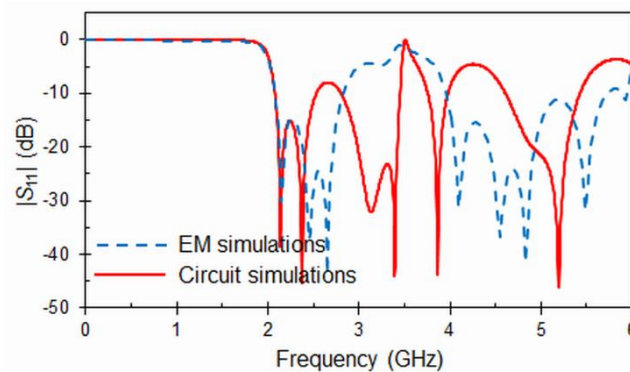
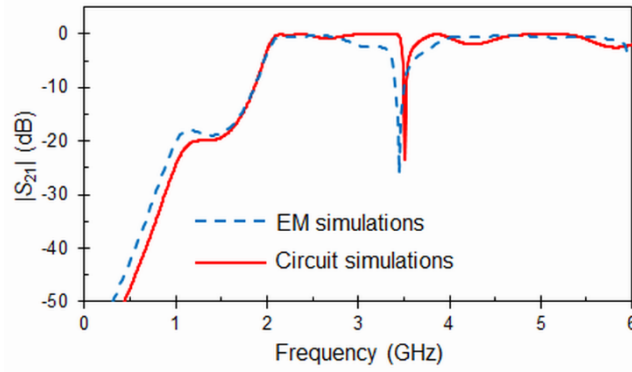


Figura 4.5: Factor de pérdidas en función de la frecuencia y de diferentes ventanas $D_1 \times D_2$ de la estructura HMSIW cargada con una celda bi-ORR. Dimensiones (mm): $W_{HMSIW} = 11.65$, $s = 1.2$, $d = 0.6$, $W_m = 0.594$, $W_t = 4.66$, $L_t = 28.95$, $L_1 = 5$, $L_2 = 12.45$, $r = 1.21$, $c = 0.3$, $g = 0.3$, $h = 0.635$ mm, $\epsilon_r = 10.2$.

La Figura 4.6 muestra la respuesta en frecuencia de la estructura HMSIW cargada con la celda bi-ORR mediante simulaciones circuitales y electromagnéticas. Ambas respuestas fueron obtenidas mediante simuladores comerciales (Ansys HFSS y Keysight ADS). El simulador circuital ADS permite simular (Figura 4.6) la estructura HMSIW en un sustrato ϵ_r mediante el modelo RWG (guía de onda rectangular). El ancho de las RWGs fue 2 veces W_{HMSIW} y las filas cilíndricas metálicas de la guía HMSIW fueron consideradas como muros eléctricos de conductor perfecto. Se tuvo en cuenta un espesor del cobre $t = 0.017$ mm para las simulaciones circuitales y electromagnéticas. Las otras dimensiones y la permitividad relativa del sustrato empleadas en las simulaciones son las mismas que las incluidas en la leyenda de la Figura 4.6. En las simulaciones EM (línea discontinua) de la Figura 4.6 se pueden observar dos características. La primera es inherente a la estructura HMSIW, la cual presenta una respuesta frecuencial de filtro tipo paso-alto con una frecuencia de corte definida en $f_c = 2$ GHz. La segunda característica es relativa al cero de transmisión que aparece en la banda de paso del HMSIW. Esta es una consecuencia de la resonancia de la celda bi-ORR a $f_0 = 3.45$ GHz, ya que se produce un cortocircuito eléctrico a tierra y la señal incidente se refleja al puerto de entrada. Las pérdidas de retorno e inserción a $f_0 = 3.45$ GHz son, respectivamente, 1 dB y 26.1 dB, mientras que el ancho de banda a 3 dB es $\Delta f_0 = 0.4$ GHz (11.5%). Los datos previos y las ecuaciones (4.1)-(4.6) nos proporcionan los valores utilizados en el circuito equivalente de la celda bi-ORR (Figura 4.3): $R_0 = 2.7 \Omega$, $L_0 = 9.94$ nH y $C_0 = 0.207$ pF. El factor de calidad es $Q_u = 80$. En la Figura 4.6, se puede ver que los resultados (línea continua) obtenidos mediante el circuito equivalente mostrado en la Figura 4.3 con los valores R_0 , L_0 y C_0 anteriores también presentan una característica paso-alta con una banda rechazada dentro de su banda de paso.



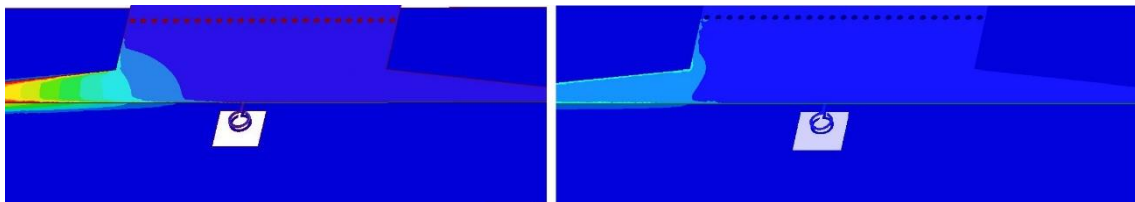
(a)



(b)

Figura 4.6: Comparación de las respuestas en frecuencia circuital y EM de la estructura HMSIW cargada con una celda bi-ORR. Dimensiones (mm): $W_{HMSIW} = 11.65$, $s = 1.2$, $d = 0.6$, $W_m = 0.594$, $W_t = 4.66$, $L_t = 28.95$, $L_1 = 5$, $L_2 = 12.45$, $r = 1.21$, $c = 0.3$, $g = 0.3$, $D_1 \times D_2 = 5.1 \times 5.1$, $h = 0.635$ mm, $\epsilon_r = 10.2$.

Para comprobar que la celda bi-ORR trabaja como un filtro elimina-banda hemos analizado el comportamiento del HMSIW cargada con la misma estudiando la distribución de los campos eléctricos y magnéticos (Figura 4.7) dentro de su estructura para tres frecuencias diferentes. La primera está por debajo de la frecuencia de corte de la estructura HMSIW ($f_1 = 0.5$ GHz) y las otras dos están dentro de su banda de paso ($f_2 = 3.45$ GHz y $f_3 = 4.5$ GHz). En la Figura 4.7(a), se puede comprobar que la celda bi-ORR no resuena a $f_1 = 0.5$ GHz y que la señal no se transmite hasta el puerto de salida. Esto es debido a que la señal tiene una frecuencia menor a la frecuencia de corte de la guía HMSIW. A $f_2 = 3.45$ GHz (Figura 4.7(b)), estamos dentro de la banda de paso de la guía HMSIW. Sin embargo, los campos eléctricos y magnéticos de la celda bi-ORR resuenan fuertemente, eliminando cualquier transmisión entre los puertos de entrada y de salida. Finalmente, la Figura 4.7(c) representa los campos eléctricos y magnéticos a $f_3 = 4.5$ GHz, correspondiente a la banda de paso de la guía HMSIW. La celda bi-ORR no resuena y la señal es transmitida al puerto de salida. La distribución de campo muestra el modo TE_{10} en la estructura HMSIW cargada con una celda bi-ORR.



(a)

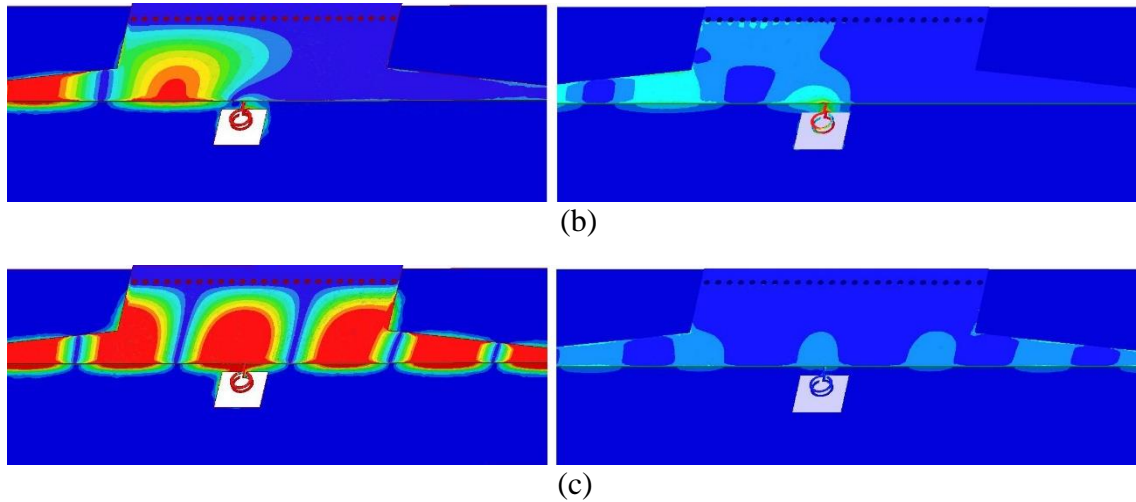
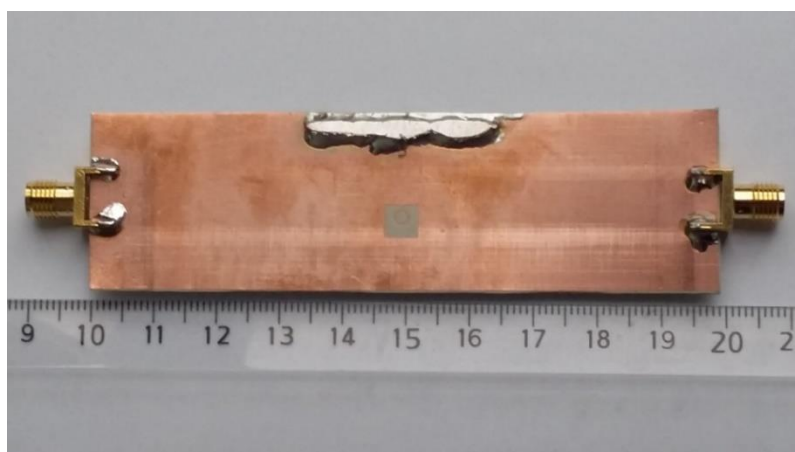
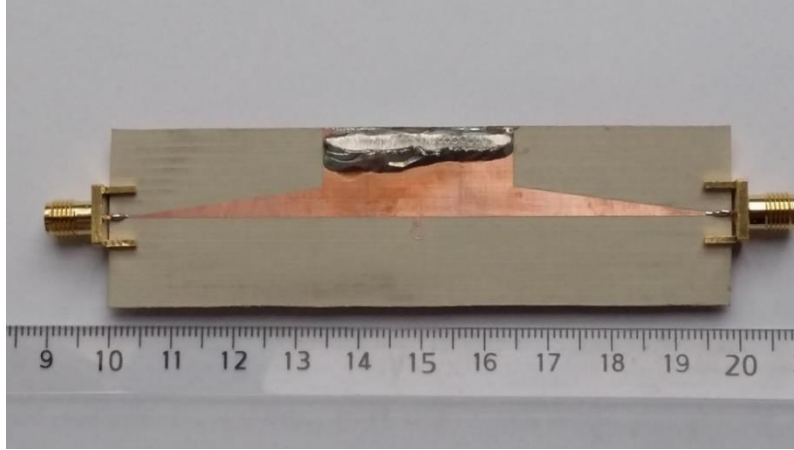


Figura 4.7: Distribución de campo eléctrico (izquierda) y magnético (derecho) dentro de la estructura HMSIW cargada con una celda bi-ORR para el modo TE₁₀ a tres diferentes frecuencias. (a) $f_1 = 0.5$ GHz. (b) $f_2 = 3.45$ GHz. (c) $f_3 = 4.5$ GHz. El valor máximo es de 5kV/m para el campo eléctrico y 0.5kA/m para el campo magnético.

El filtro HMSIW elimina-banda basado en una celda biplanar (bi-ORR) se fabricó (Figura 4.8) mediante una microfresadora en un sustrato RT/Duroid 6010 con las siguientes características y dimensiones: $\epsilon_r = 10.2$, $\text{tg}\delta = 0.0023$ a 10 GHz, espesor del cobre $t = 0.017$ mm y espesor del sustrato $h = 0.635$ mm. Las medidas fueron llevadas a cabo mediante un analizador de redes vectorial entre 0.01 GHz y 6 GHz. Las dimensiones de la estructura HMSIW y de la celda bi-ORR son las indicadas en la leyenda de la Figura 4.8.



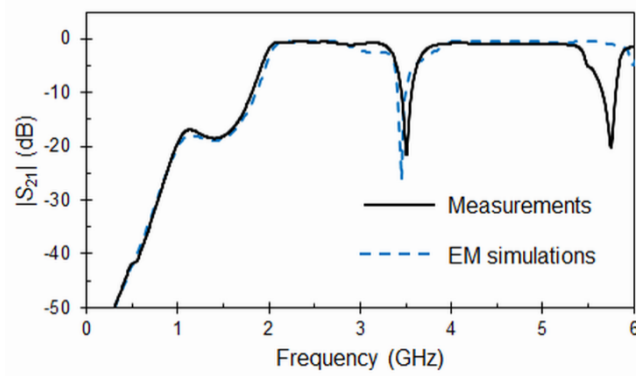
(a)



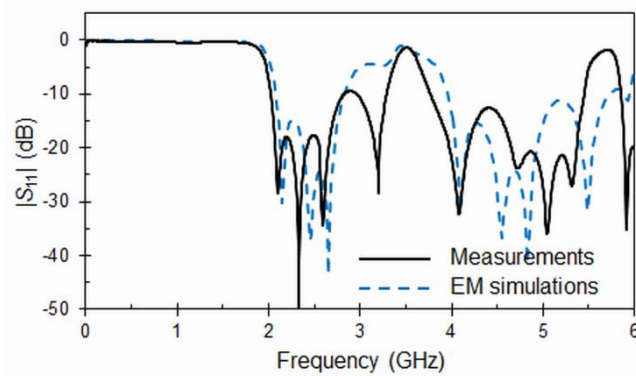
(b)

Figura 4.8: Fotografías de la estructura fabricada HMSIW cargada con la celda bi-ORR. (a) Vista superior. (b) Vista inferior. Dimensiones (mm): $W_{HMSIW} = 11.65$, $s = 1.2$, $d = 0.6$, $W_m = 0.594$, $W_t = 4.66$, $L_t = 28.95$, $L_1 = 5$, $L_2 = 12.45$, $r = 1.21$, $c = 0.3$, $g = 0.3$, $D_1 \times D_2 = 5.1 \times 5.1$, $h = 0.635$ mm, $\epsilon_r = 10.2$.

Las respuestas en frecuencia de las simulaciones EM y de las medidas de la estructura HMSIW cargada con una celda bi-ORR están representadas en la Figura 4.9. Como se puede observar, las simulaciones EM y los resultados de las medidas coinciden razonablemente. Las medidas muestran el típico comportamiento paso-alto de la guía HMSIW con una frecuencia de corte a $f_c = 1.98$ GHz. Además, en la banda de paso del HMSIW, hay un cero de transmisión a la frecuencia de resonancia $f_0 = 3.5$ GHz debido a la resonancia de la celda bi-ORR. A esta frecuencia, se produce un cortocircuito eléctrico entre los anillos superior e inferior y, por consiguiente, la potencia inyectada es reflejada a la fuente de entrada, como ocurre en la Figura 4.7(b). La estructura HMSIW cargada con la celda bi-ORR trabaja como un filtro elimina-banda a la frecuencia $f_0 = 3.5$ GHz. Las pérdidas de retorno e inserción a la frecuencia f_0 son 1.3 dB y 21.6 dB, respectivamente. El ancho de banda a 3 dB y el factor de calidad son, respectivamente, $\Delta f_0 = 0.32$ GHz (9.2 %) y $Q_u = 79$.



(a)



(b)

Figura 4.9: Respuestas frecuenciales de las simulaciones EM y de las medidas realizadas de la estructura HMSIW cargada con la celda bi-ORR propuesta. (a) $|S_{21}|$ (dB). (b) $|S_{11}|$ (dB). Dimensiones (mm): $W_{HMSIW} = 11.65$, $s = 1.2$, $d = 0.6$, $W_m = 0.594$, $W_t = 4.66$, $L_t = 28.95$, $L_1 = 5$, $L_2 = 12.45$, $r = 1.21$, $c = 0.3$, $g = 0.3$, $D_1 \times D_2 = 5.1 \times 5.1$.

La longitud eléctrica de la celda bi-ORR para $D_1 = 5.1$ mm es menor que $\lambda/6$ ($\lambda = 33.88$ mm para $f_0 = 3.5$ GHz y $\epsilon_{ref} = 6.4$). Esto confirma el tamaño reducido de la celda bi-ORR propuesta con respecto a los resonadores convencionales de $\lambda/2$. Comparado con las celdas OISRR y ORR [15, 16, 44, 46], la celda bi-ORR tiene un mayor nivel de rechazo a la frecuencia de resonancia f_0 y un mayor ancho de banda a 3dB. El tamaño 2-D de la celda bi-ORR es $0.06\lambda_0 \times 0.06\lambda_0$ ($\lambda_0 = 85$ mm es la longitud de onda en espacio libre a $f_0 = 3.5$ GHz), mientras que la celda OISRR tiene un tamaño 2-D de $0.072\lambda_0 \times 0.072\lambda_0$ ($r = 1.55$ mm, $c = 0.3$ mm, $s = 0.25$ mm, $D_1 \times D_2 = 6.2$ mm \times 6.2 mm, considerando la misma frecuencia de resonancia y sustrato que para la celda bi-ORR). El tamaño 2-D de la celda ORR en [46] es incluso mayor: $0.094\lambda_0 \times 0.094\lambda_0$ ($r = 1.9$ mm, $c = 0.3$ mm, $D_1 \times D_2 = 8$ mm \times 8 mm).

Capítulo 5. Conclusiones y líneas futuras

En este trabajo se ha llevado a cabo el diseño, fabricación y medidas de filtros rechaza banda en diferentes tecnologías planar (microstrip, coplanar y guía de onda integrada, SIW). Para ello, se utilizaron dos tipos de resonadores de anillos abiertos no complementarios: OISRR (Open Interconnected Split Ring Resonator) y bi-ORR (biplanar Open Ring Resonator). La celda OISRR está basada en un resonador con un único anillo abierto que se conecta en paralelo en un punto de una línea de transmisión planar, abriendo una ventana (sin metalización), alineada con el anillo, en el plano de masa. La celda bi-ORR está constituida por dos anillos con las mismas dimensiones que están alineados entre sí en ambas caras de un sustrato. Esta celda también se conecta en paralelo en un punto común de una línea de transmisión planar, abriendo una ventana (sin metalización) en la parte inferior de la línea. Los circuitos equivalentes de las guías planares cargadas con las celdas OISRRs y bi-ORRs fueron obtenidos mediante análisis electromagnéticos de las estructuras.

Añadiendo varios anillos de diferentes radios al resonador OISRR, se ha mostrado que se puede conseguir filtros multibanda eliminada en tecnología planar a partir de una sola celda, sin necesidad de aumentar el circuito. También se consiguieron filtros compactos reconfigurables de banda eliminada con un amplio rango de sintonización ($> 85\%$) y un ancho de banda absoluto constante, insertando un diodo varactor a la celda OISRR.

Por otro lado, la celda bi-ORR ha mostrado tener un mayor potencial que la celda OISRR en aplicaciones de filtros rechazo banda, dado que los resultados presentaron pérdidas por radiación y niveles de rechazo de la banda eliminada menores. Además, es eléctricamente más pequeña que la celda OISRR.

Los futuros trabajos consistirán en diseñar filtros compactos multibanda eliminada y filtros reconfigurables rechaza banda en tecnología planar, basados en la celda bi-ORR.

Bibliografía

- [1] Jia-Shenghong y M. J. Lancaster, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications", John Wiley & Sons, pp. 1-3; 77-84, Inc., 2001.
- [2] Alejandro Díaz Morcillo y Juan Monzó Cabrera, "Líneas de Transmisión, Guías de Onda y Cavidades Resonantes", Universidad Politécnica de Cartagena, pp. 1-6, 2007.
- [3] Rainee N. Simons, "Coplanar Waveguide Circuits, Components and Systems", John Wiley & Sons. pp.1-3, Inc, 2001.
- [4] Ke Wu, Dominic Deslandes y Yves Cassivi, "The Substrate Integrated Circuits - A New Concept for High-Frequency Electronics and Optoelectronics" TELSIKS, pp III-X, Oct. 2003.
- [5] D. Deslandes y K. Wu, "Single-Substrate Integration Techniques for Planar Circuits and Waveguide Filters", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, pp. 593-596, Feb. 2003.
- [6] D. Deslandes y K. Wu, "Design Considerations and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components", Milano, European Microwave Conference, 23-27, pp. 881-884, Sept. 2002.
- [7] Yves Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wi y G. Conciauro, "Dispersion Characteristics of Substrate Integrated Rectangular Waveguide" IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, vol. 12, n°9, pp. 333-335, Sept. 2002.
- [8] Victor Georgievich Veselago, "The Electrodynamics of Substances with Simultaneously Negative Values of ϵ and μ ", P.N. Lebedev Physics Institute, 1964.
- [9] Victor Veselago, Leonid Braginsky, Valery Shklover y Christian Hafner, "Negative Refractive Index Materials", Journal of Computational and Theoretical Nanoscience, 2006
- [10] D. R. Smith, Willie J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, y S. Schultz. "Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity", Physical Review Letters, Volume 84, Number 18, 2000.
- [11] Nader Engheta, Richard W Ziolkowski, "Metamaterials: Physics y Engineering Explorations", John Wiley & Sons, pp. 1-37, 2006.
- [12] Juan de Dios Ruiz Martínez, "Análisis y diseño de filtros compactos de microondas basados en cristales electromagnéticos y resonadores metamateriales", Tesis de la Universidad Politécnica de Cartagena, 2015.
- [13] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, y W.J. Stewart, "Low frequency plasmons in thin-wire structures," Journal of Phy. Condens. Matter, vol. 10, no.22, 1998.

- [14] R.A. Shelby, D.R. Smith, and S. Schultz, "Experimental Verification of a Negative Index of Refraction," *SCIENCE*, vol. 292, no. 5514, 2001.
- [15] J. D. Ruiz, J. Hinojosa, y A. Alvarez-Melcon, "Microstrip notch filters based on open interconnected split ring resonators (OISRRs)," *Appl. Phys. A*, vol. 112, no.2, pp. 263-267, Agosto 2013.
- [16] Jesús Martel, Ricardo Marqués, Francisco Falcone, Juan D. Baena, Francisco Medina, Ferran Martín y Mario Sorolla, "A New LC Series Element for Compact Bandpass Filter Design", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2004.
- [17] V. Delgado, O. Sydoruk, E. Tatartschuk, R. Marqués, M.J. Freire, y L. Jelinek, "Analytical circuit model for split ring resonators in the far infrared and optical frequency range", *ScienceDirect Elsevier*, 2009.
- [18] Juan de Dios Ruiz Martinez y Juan Hinojosa, "Double-sided open split ring resonator for compact microstrip band-pass filter design", *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2012.
- [19] H. Liu, R. H. Knoeche, y K. F. Schuenemann, "Miniaturized bandstop filter using meander spurline and capacitively loaded stubs," *ETRI J.*, vol. 29, no. 5, pp. 614-618, Oct. 2007.
- [20] K. S. Chin, J. H. Yeh, y S. H. Chao, "Compact dual-band bandstop filters using stepped-impedance resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 12, pp. 849-851, Dic. 2007.
- [21] V. K. Velidi, y S. Sanyal, "Compact planar dual-wideband bandstop filters with cross coupling and open-ended stepped impedance resonators," *ETRI J.*, vol. 32, no. 1, pp. 148-150, Feb. 2010.
- [22] L. Gao, S. W. Cai, X. Y. Zhang, y Q. Xue, "Dual-band bandstop filter using open and short stub-loaded resonators," *International Conference on Microwave and Millimeter Wave technology (ICMMT)*, Shenzhen, China, May 5-8, pp. 1-3, 2012.
- [23] Uchimura, H.; Takenoshita, T.; Fujii, M. Development of a laminated waveguide. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2009, 57, 1996–2004.
- [24] Deslandes, D.; Wu, K. Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form. *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* 1998, 46, 2428–2443.
- [25] Xu, F.; Wu, K. Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2005, 53, 66–73.

- [26] Hong, W.; Liu, B.; Wang, Y.; Lai, Q.; Tang, H.; Yin, X.X.; Gong, Y.D.; Zhang, Y.; Wu, K. Half mode substrate integrated waveguide: A new guided wave structure for microwave and millimeter wave applications. In Proceedings of the Infrared Millimeter Waves and 14th International Conference on Terahertz Electronics, Shanghai, China, 18–22 Sept. 2006.
- [27] Q. Lai, C. Fumeaux, W. Hong, y R. Vahldieck, “Characterization of the propagation properties of the half-mode substrate integrated waveguide,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 57, no. 8, pp. 1996–2004, Aug. 2009.
- [28] Cariou, M.; Cadiou, S.; Potelon, B.; Quendo, C.; Ségalen, R.; Mahé, F. New tunable substrate integrated waveguide bandstop resonator. In Proceedings of the 2016 IEEE MTT-S Latin America Microwave Conference (LAMC), Puerto Vallarta, Mexico, 12–14 December 2016; pp. 1–3.
- [29] Esmaeili, M.; Bornemann, J. Novel tunable bandstop resonators in SIW technology and their application to a dual-bandstop filter with one tunable stopband. *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* 2017, 27, 40–42.
- [30] Farzami, F.; Norooziarab, M. Experimental realization of tunable transmission lines based on single-layer SIWs loaded by embedded SRRs. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2013, 61, 2848–2857.
- [31] Anand, A.; Liu, Y.; Liu, X. Substrate-integrated octave-tunable combline bandstop filter with surface mount varactors. In Proceedings of the 2014 IEEE International Wireless Symposium (IWS), Xian, China, 24–26 March 2014; pp. 1–4.
- [32] Anand, A.; Liu, X. Capacitively tuned electrical coupling for reconfigurable coaxial cavity bandstop filters. In Proceedings of the 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Phoenix, AZ, USA, 17–22 May 2015; pp. 1–3.
- [33] Dong, Y.D.; Yang, T.; Itoh, T. Substrate integrated waveguide loaded by complementary split-ring resonators and its applications to miniaturized waveguide filters. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2009, 57, 2211–2223.
- [34] Deng, K.; Guo, Z.; Li, C.; Che, W. A compact planar bandpass filter with wide out-of-band rejection implemented by substrate-integrated waveguide and complementary split-ring resonator. *Microw. Opt. Technol. Lett.* 2011, 53, 1483–1487.
- [35] Shen, W.; Yin, W.Y.; Sun, X.W. Compact substrate integrated waveguide (SIW) with defected ground structure. *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* 2011, 21, 83–85.

- [36] Dong, Y.; Wu, C.T.M.; Itoh, T. Miniaturised multi-band substrate integrated waveguide filters using complementary split-ring resonators. *IET Microw. Antennas Propag.* 2012, 6, 611–620.
- [37] Wang, J.; Hong, W.; Tang, H.J.; Zhang, Y.; Dong, Y.D.; Wu, K. UWB bandpass filter with multiple frequency notched bands. In *Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Art of Miniaturizing RF and Microwave Passive Components*, Chengdu, China, 14–15 December 2008.
- [38] Cai, Y.; Qian, Z.; Cao, W.; Zhang, Y.; Yang, L. HMSIW bandstop filter loaded with half complementary split-ring resonator. *Electron. Lett.* 2015, 51, 632–633.
- [39] Cao, W.; Zhang, Z.; Li, S.; Liu, P. Ka band band-stop filter based on complementary split ring resonator and SIW resonators. In *Proceedings of the International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory*, Guilin, China, 18–21 October 2016.
- [40] Pendry, J.B.; Holden, A.J.; Ribbins, D.J.; Stewart, W.J. Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 1999, 47, 2075–2084.
- [41] Baena, J.D.; Bonache, J.; Martín, F.; Marqués-Sillero, R.; Falcone, F.; Lopetegui, T.; Laso, M.A.G.; García-García, J.; Gil, I.; Portillo, M.F.; et al. Equivalent-circuit models for split-ring resonator and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*
- [42] Martel, J.; Marqués, R.; Falcone, F.; Baena, J.D.; Medina, F.; Martín, F.; Sorolla, M. A new LC series element for compact bandpass filter design. *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* 2004, 14, 210–212.
- [43] Vélez, A.; Aznar, F.; Durán-Sindreu, M.; Bonache, J.; Martín, F. Stop-band and band-pass filters in coplanar waveguide technology implemented by means of electrically small metamaterial-inspired open resonators. *IET Microw. Antennas Propag.* 2010, 4, 712–716.
- [44] Hinojosa, J.; Saura-Ródenas, A.; Alvarez-Melcon, A.; Martínez-Viviente, F.L. Reconfigurable Coplanar Waveguide (CPW) and Half-Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) Band-Stop Filters Using a Varactor-Loaded Metamaterial-Inspired Open Resonator. *Materials* 2018, 11, 39.
- [45] Safwat, A.M.E.; Podevin, F.; Ferrari, P.; Vilcot, A. Tunable bandstop defected ground structure resonator using reconfigurable dumbbell-shaped coplanar waveguide. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2006, 54, 3559–3564.

- [46] Hinojosa, J.; Rossi, M.; Alvarez-Melcon, A.; Martínez-Viviente, F.L. Half mode substrate integrated waveguide (HMSIW) notch filters using open ring resonators. In Proceedings of the International Congress on Engineered Material Platform for Novel Phenomena (Metamaterials), Marseille, France, 28–31 August 2017.
- [47] Grover, F.W. Inductance Calculations: Working Formulas and Tables; Dover: Mineola, NY, USA, 2009.
- [48] Hilberg, W. From approximation of exact relations for characteristic impedance. IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 1969, 17, 259–265.
- [49] J. Hinojosa, M. Rossi, A. Saura-Ródenas, A. Álvarez-Melcón and F. L. Martínez-Viviente, "Compact Bandstop Half-Mode Substrate Integrated Waveguide Filter Based on a Broadside-Coupled Open Split-Ring Resonator," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 66, no. 6, pp. 3001-3010, June 2018.
- [50] D. Deslandes, "Design equations for tapered microstrip-to-substrate integrated waveguide transitions," in IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., May 2010, pp. 704–707.
- [51] E. Hammerstad and O. Jensen, "Accurate models for microstrip computer-aided design," in IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., May 1980, pp. 407–409.
- [52] J. D. D. Ruiz and J. Hinojosa, "Shunt series LC circuit for compact coplanar waveguide notch filter design," IET Microw., Antennas Propag., vol. 8, no. 2, pp. 125–129, Jan. 2014.
- [53] J. Hinojosa, A. Saura-Ródenas, A. Alvarez-Melcon, and F. L. Martínez-Viviente, "Electronically tunable microstrip bandstop filters using a varactor-loaded open ring resonator (VLORR)," Appl. Phys. A, Solids Surf., vol. 123, pp. 477–482, Jul. 2017.