

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Trabajo Fin de Master

**Diseño de filtros compactos rechazo banda en tecnología SIW
mediante estructuras metamateriales basadas en resonadores
de anillos**



AUTOR: MARCELLO ROSSI

DIRECTORES: Félix Lorenzo Martínez Viviente y Juan Hinojosa Jiménez

Septiembre 2016

FICHA DEL TRABAJO DE FIN DE MASTER

Autor	Marcello Rossi
E-mail del Autor	marcello86rossi@gmail.com
Director(es)	Félix Lorenzo Martínez Viviente y Juan Hinojosa Jiménez
E-mail del Director	juan.hinojosa@upct.es
Título del PFC	Diseño de filtros compactos rechazo banda en tecnología SIW mediante estructuras metamateriales basadas en resonadores de anillos
Descriptorios	Guía de onda integrada en sustrato, filtros rechazo-banda mediante tecnología de metamateriales, simulación electromagnética de filtros.
Resumen:	
<p>Esta última década, la comunidad científica ha suscitado un gran interés por el estudio de estructuras artificiales (metamateriales) que presentan permitividad y permeabilidad simultáneamente negativas y usualmente denominados materiales zurdos (left-handed material LHM).</p> <p>Este concepto fue inspirado por V. G. Veselago [1], quien presentó un trabajo teórico sobre la existencia de tales propiedades y, posteriormente, por R. A Shelby y asociados, quienes demostraron experimentalmente un índice de refracción negativo mediante un metamaterial basado en resonadores con anillos abiertos (SRRs). Recientemente, los SRRs y sus complementarios (CSRRs) han suscitados un gran interés debido a sus posibles aplicaciones en circuitos microondas y a la posibilidad de aplicar tales estructuras a la tecnología planar.</p> <p>En este proyecto, se propone incrementar el grado de miniaturización de componentes y subsistemas pasivos planares mediante nuevas topologías basadas en metamateriales con un grado de prestaciones igual o mayor a los ya existentes.</p> <p>Las fases del proyecto serán las siguientes:</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. Diseño y optimización de filtro en tecnología SIW y resonadores de anillos mediante software HFSS. 2. Simulaciones y comparación de resultados. 3. Fabricación de los diseños de filtros más interesante mediante una microfresadora. 4. Medidas de las respuestas de los filtros fabricados mediante un analizador de redes. 	
Titulación	Master en Ingeniería de Telecomunicación
Departamento	Electrónica, Tecnologías de Computadoras y Proyectos
Fecha de Presentación	Septiembre-2016

Índice general

1. Introducción	5
2. Tecnología HMSIW	8
2.1. Introducción a la tecnología HMSIW	8
2.2. Transición microstrip-HMSIW	11
3. Medios de Vesalago	14
3.1. Introducción a los metamateriales	14
3.2. Medios de Veselago	15
3.3. Propuestas de resonadores de anillos abiertos	19
4. Análisis y diseño de filtros basados en guías HMSIW y resonadores de anillos abiertos de tipo rechazo banda.....	22
4.1. Introducción y especificaciones de diseño.....	22
4.2. Optimización de la guía HMSIW	23
4.3. Filtros rechazo banda HMSIW basados en anillos mono-planar ORR y bi-planar ORR	26
4.3.1. Estructuras	26
4.3.2. Análisis de las estructuras	28
5. Fabricación y medidas de los filtros.....	33
5.1. Fabricación.....	33
5.2. Medidas.....	35
6. Conclusiones y líneas futuras.....	40
Bibliografía.....	41

Índice de figuras

Figura 1.1: Representación de índices de refracción positiva (izquierda) y negativa (derecha)..	6
Figura 2.1: Integración guía rectangular con microtira.....	8
Figura 2.2: Estructura de la guía de onda coplanar.....	9
Figura 2.3: Estructura de la guía de onda integrada en sustrato (SIW).....	10
Figura 2.4: Comparación entre las estructuras SIW y HMSIW.....	11
Figura 2.5: Distribución modo fundamental en HMSIW y SIW.....	11
Figura 2.6: Distribuciones de los modos principales en la guía SIW y la línea de transmisión microtira. (a) Guía SIW. (b) Línea microtira.....	12
Figura 2.7: Transiciones SIW en 3D. (a) Vía metálica. (b) Apertura.....	12
Figura 2.8: Ejemplos de transiciones en tecnología planar y SIW en 2D. (a) Transición microtira-SIW. (b) Transición coplanar-SIW.....	13
Figura 3.1: Clasificación de los medios según las diferentes combinaciones de signo de la permitividad eléctrica y de la permeabilidad magnética.....	15
Figura 3.2: Representación de los vectores de los campos electromagnéticos, de Poynting y de vector de onda en un medio convencional DPS y un medio zurdo DNG. (a) Medio convencional (DPS). (b) Medio zurdo (DNG).....	17
Figura 3.3: Medio DNG de Pendry [12].....	18
Figura 3.4: Clasificación de los resonadores basados en anillos [15].....	20
Figura 4.1: Guías de ondas integradas en sustrato y modelos de guías de onda rectangulares equivalentes: (a) SIW. (b) HMSIW.....	24
Figura 4.2: Estructura ORR mono-planar. Vista superior (izquierda) y desde la masa (derecha).	27
Figura 4.3: Estructura ORR bi-planar. Vista superior (izquierda) y desde la masa (derecha)...	28
Figura 4.4: Ejemplo de resultados de simulación para un resonador de anillo bi-planar ORR con radio igual a 1.2 mm.....	29
Figura 4.5: Relación entre la frecuencia de resonancia y el radio del resonador ORR bi-planar.	30
Figura 4.6: Relación entre el ancho de banda y el radio del resonador ORR bi-planar.....	30
Figura 4.7: Relación entre la frecuencia de resonancia y el radio del resonador ORR mono-planar.....	31
Figura 4.8: Relación entre el ancho de banda y el radio del resonador mono-planar ORR.....	32
Figura 5.1: Microfresadora realizando los circuitos.....	33
Figura 5.2: Circuito HMSIW con filtro ORR bi-planar realizado. Todavía queda por realizar las vías metálicas. Vista inferior (izquierda) y vista superior (derecha).....	34
Figura 5.3: Circuito HMSIW con filtro ORR mono-planar realizado. Todavía queda por realizar las vías metálicas. Vista superior (izquierda) y vista inferior (derecha).....	34
Figura 5.4: HMSIW con filtro ORR bi-planar con los postes soldados. Vista desde arriba (izquierda) y desde abajo (derecha).....	35
Figura 5.5: HMSIW con filtro ORR mono-planar con los postes soldados. Vista desde arriba (izquierda) y desde abajo (derecha).....	35
Figura 5.6: Analizador de redes con unidad de calibración conectada.....	36
Figura 5.8: Circuito HMSIW-ORR conectado al analizador de redes.....	37
Figura 5.9: Simulaciones y medidas de la respuesta en frecuencia del filtro HMSIW con anillo mono-planar ORR. Las líneas continuas representan las medidas y las discontinuas las simulaciones electromagnéticas.....	38

Figura 5.10: Simulaciones y medidas de la respuesta en frecuencia del filtro HMSIW con anillo bi-planar ORR. Las líneas continuas representan las medidas y las discontinuas las simulaciones electromagnéticas. 39

1. Introducción

Hoy en día, los sistemas de comunicaciones dan servicios a los principales sectores de actividad económica de carácter científico, tecnológico y social y, también, en aplicaciones críticas de seguridad y defensa. En el rango de las frecuencias de radiofrecuencia (RF) y de microondas, estos sistemas operan en diferentes bandas para cubrir no solamente las necesidades de los distintos sectores de actividad, sino también para cumplir con la regulación de los diferentes servicios de telecomunicaciones y por razones de limitaciones tecnológicas. En los sistemas de comunicaciones y en aplicaciones de RF/microondas en general, los filtros juegan un papel importante para permitir o rechazar cierta banda de frecuencias. Estas aplicaciones necesitan cada vez más evoluciones tecnológicas de filtros RF/microondas con requisitos exigentes: menor tamaño, menor peso, altas prestaciones y bajo coste [1]-[2].

En este proyecto, dado los equipos disponibles en nuestras instalaciones, se optó por el análisis y diseño de filtros compactos de microondas basados en estructuras metamateriales [3]-[4]. Los metamateriales son materiales artificiales. Durante estas dos décadas, estos nuevos materiales artificiales han sido estudiados y desarrollados con mucho interés por parte de la comunidad científica. Se trata de materiales cuyas propiedades no dependen de los medios que los componen, sino de la estructura según la cual están contruidos. Las razones que hacen que estos materiales sean tan interesantes son múltiples. La principal razón es el hecho que en la naturaleza no es posible encontrar ningún material que tenga las propiedades específicas de los metamateriales. Si bien es posible que algunos medios tengan, sujetos a específicas condiciones de trabajo, permitividad eléctrica o permeabilidad magnética negativas, sin embargo, no se han encontrado todavía en la naturaleza medios cuyos parámetros electromagnéticos que acabamos de mencionar sean ambos negativos al mismo tiempo. Los metamateriales, debido a su estructura peculiar, sí pueden tener ambas permitividad y permeabilidad negativas. Eso hace que el índice de refracción de estos medios tenga un valor real negativo, debido a que los campos electromagnéticos al atravesarlos quedarían desviados hacia la izquierda y no hacia la derecha como en los materiales naturales (Fig. 1.1). Las consecuencias de estas características de los metamateriales son muchas y encuentran posibles aplicaciones en distintos ámbitos.

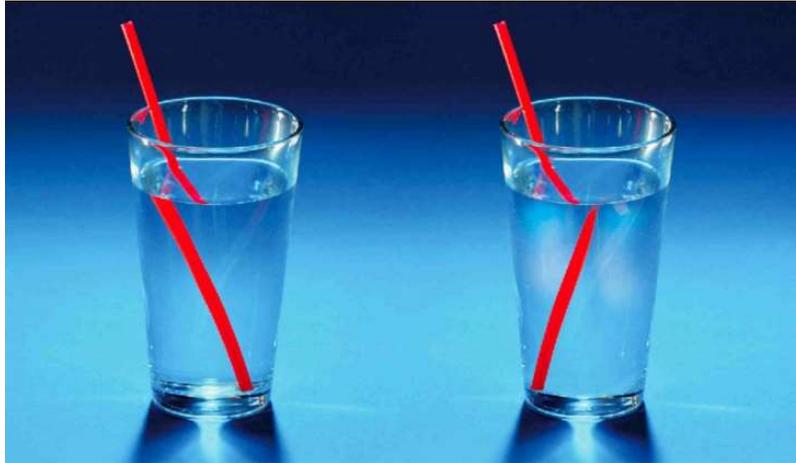


Figura 1.1: Representación de índices de refracción positiva (izquierda) y negativa (derecha).

En este proyecto, con el objetivo de conseguir una mayor miniaturización de componentes y subsistemas pasivos planares, se propone el desarrollo de filtros pasivos a frecuencias de microondas en guía de onda integrada en sustrato (SIW, Substrate Integrated Waveguide) mediante estructuras basadas en metamateriales. Entre las diferentes clases de metamateriales, hemos elegidos los medios de Veselago [5]. En particular, se propondrán dos filtros rechazo banda basados en anillos resonadores: mono-planar ORR y bi-planar ORR (ORR, Open Ring Resonator). Los parámetros de la estructura de los filtros y de la guía de onda integrada en sustrato serán elegidos para trabajar en el rango de frecuencias de microondas comprendido entre 0.1 GHz y 6 GHz. La guía SIW y los filtros se diseñarán de manera que tengan una frecuencia de corte (paso alto) alrededor de 2 GHz y que resuenen a 3.5 GHz, respectivamente.

Para que sea posible aplicar los filtros a la guía de onda se utilizará una variante de la SIW, conocida como “Half-Mode Substrate Integrated Waveguide” (HMSIW). Esta variante, además de permitir diseños de filtros basados en resonadores de anillos, permite aumentar aún más el grado de miniaturización del sistema en estudio, dado que se trata de una estructura SIW cortada a lo largo de la dirección de propagación de la onda electromagnética.

Las estructuras de los filtros HMSIW con resonadores de anillos serán diseñadas y simuladas mediante un simulador electromagnético comercial (HFSS). Las primeras simulaciones se harán para cada componente por separado: la guía HMSIW, el resonador de anillo mono-planar ORR y el resonador de anillo bi-planar ORR. Estas

simulaciones nos permitirán estudiar como los parámetros geométricos de las estructuras influyen sobre la respuesta electromagnética de cada componente y, de este modo, nos facilitarán su optimización a posteriori. Los diferentes componentes optimizados serán unidos y las respuestas de los dos filtros completos serán estudiadas de nuevo mediante simulaciones electromagnéticas. Se llevará a cabo una última optimización de dos filtros completos rechazo banda HMSIW con resonador de anillo (mono-planar ORR y bi-planar ORR) para conseguir las respuestas deseadas. Una vez optimizados los diseños de los filtros, se procederá a la fabricación de los mismos mediante microfresadora. Finalmente, se medirán las respuestas de estos filtros mediante un analizador vectorial de redes y se compararán con los resultados obtenidos mediante simulaciones electromagnéticas.

2. Tecnología HMSIW

2.1. Introducción a la tecnología HMSIW

Hoy en día, la utilización de guías de ondas rectangulares para aplicaciones de microondas está muy difundida. Estas guías presentan numerosas ventajas como un elevado factor de calidad y la posibilidad de manejar altas potencias. Comparado con la tecnología guía de ondas (3D), la tecnología plana es más popular, dado que es de bajo coste y mucho más ligera en cuanto a peso. El problema surge cuando se quiere plantear la integración de ambas tecnologías (Fig. 2.1). La realización de una transición entre las dos estructuras requiere un trabajo muy complejo, con un limitado margen de error para no perder las características óptimas de funcionamiento de la guía [6]. Estas consecuencias conllevan elevados costes de fabricación y la dificultad de reproducir a gran escala cualquier sistema con ambas tecnologías (3D y planar).

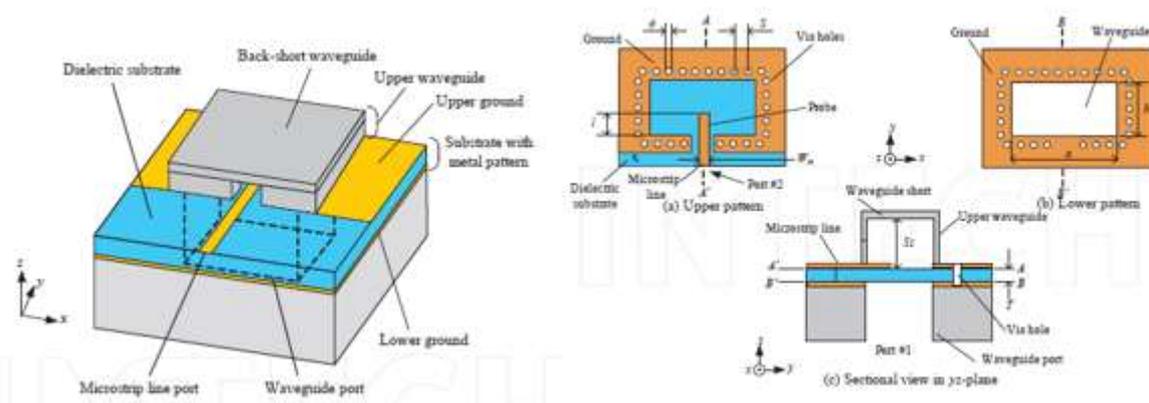


Figura 2.1: Integración guía rectangular con microtira.

La solución a este problema es la transformación de la guía de onda rectangular en una estructura planar. Esta transformación se tiene que llevar a cabo sin afectar significativamente las características de la guía. La nueva guía planar, además de ser fácilmente integrable con componentes planares, debe de ser más fácil y barata de fabricar. Entre los diferentes tipos de estructuras propuestas, podemos citar las guías de

onda coplanares (CPW, CoPlanar Waveguide) [7] y las guías de onda integradas en sustrato (SIW, Substrate Integrated Waveguide) [8].

La CPW (Fig. 2.2) está constituida por una tira central conductora (W) y dos planos de masa. La tira central conductora y los dos planos de masa se encuentran en el mismo plano. Entre la tira central conductora y los dos planos de masa, hay dos hendiduras (G). En este tipo de guía, las ondas electromagnéticas se propagan en parte en el dieléctrico y en parte en el aire.

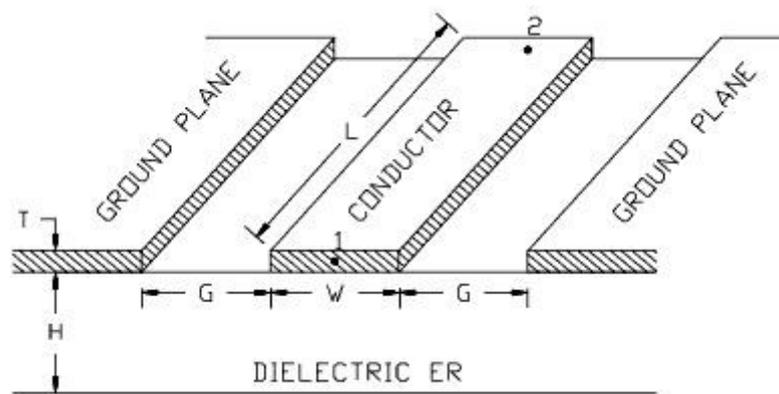


Figura 2.2: Estructura de la guía de onda coplanar.

Por otro lado, la SIW (Fig. 2.3) se compone de dos planos conductores y de un sustrato dieléctrico situado entre ellos. Los dos planos conductores representan por similitud las paredes horizontales de una guía de onda rectangular. Las paredes verticales de la guía están realizadas con postes metalizados (Fig. 2.3). De este modo, las ondas que se propagan por la guía SIW están confinadas en el dieléctrico.

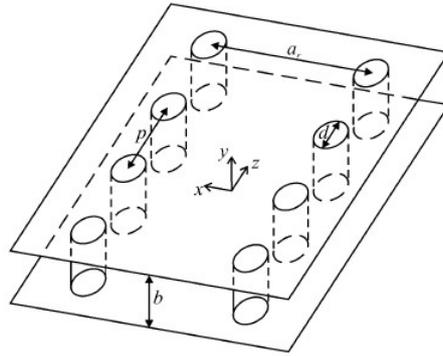


Figura 2.3: Estructura de la guía de onda integrada en sustrato (SIW).

La SIW, aunque no tenga el mismo factor de calidad que la guía rectangular, permite integrar la guía de onda con una línea de transmisión microtira, limitando las pérdidas en la transición entre las dos estructuras. Esta estructura puede ser utilizada en un gran rango de aplicaciones, por ejemplo filtros, divisores de potencia y antenas, y ofrece las ventajas de bajo coste, bajo peso y permite la integración con estructuras planares.

En este proyecto, utilizaremos una versión modificada de la guía de onda integrada en sustrato, denominada HMSIW (Half-Mode Integrated Waveguide) y representada en la Fig. 2.4 [9]. La HMSIW se obtiene a partir de la guía SIW, cortando ésta a lo largo del plano de simetría en la dirección de propagación del modo dominante. Este plan actúa como un muro magnético y, de este modo, la transmisión del modo fundamental en la guía HMSIW no resulta afectada (Fig. 2.5). Esto ocurriría, aunque no se ponga un verdadero muro magnético en el lado cortado, debido a la elevada relación entre la longitud de la guía y la distancia entre los dos planos que la constituyen.

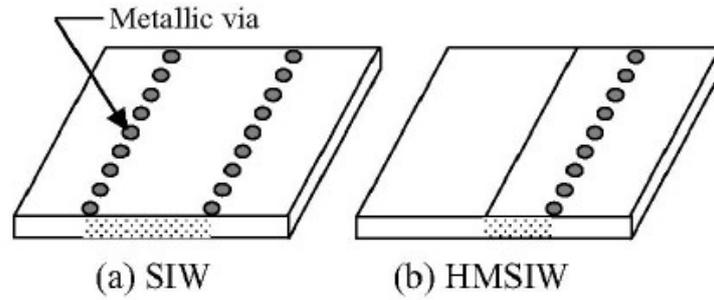


Figura 2.4: Comparación entre las estructuras SIW y HMSIW.

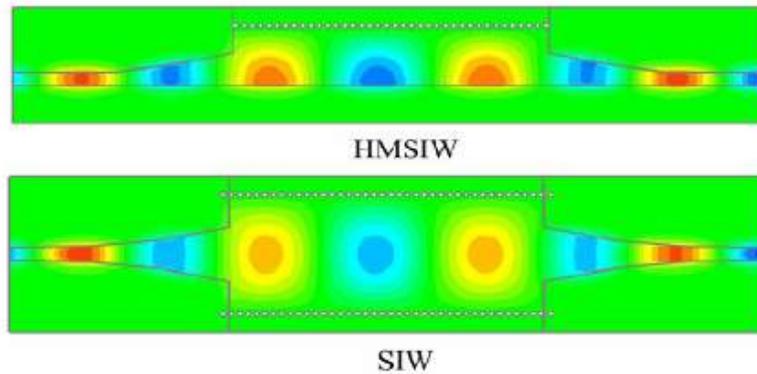


Figura 2.5: Distribución modo fundamental en HMSIW y SIW.

La HMSIW permite mantener las mismas características que la SIW, disminuyendo el área para construir la guía y sin aumentar la complejidad de fabricación. La utilización de la estructura HMSIW en este trabajo se justifica debido a la necesidad de integrar resonadores de anillos en el plan del muro magnético. Esta integración sería imposible con una guía SIW.

2.2. Transición microtira-HMSIW

Como se comentó en el apartado anterior, la sustitución de la guía de onda rectangular por una guía de onda integrada en sustrato permite limitar las pérdidas en la transición con la línea de transmisión microtira. Sin embargo, debido a los diferentes perfiles de propagación de los modos principales en la línea de transmisión microtira y en la guía SIW o HMSIW (Fig. 2.6), la integración de ambas guías sigue siendo un

problema que no deja de tener su importancia. En efecto, se necesita buscar una transición óptima entre las dos guías (microtira y HMSIW) que conlleve las menores pérdidas posibles.



Figura 2.6: Distribuciones de los modos principales en la guía SIW y la línea de transmisión microtira. (a) Guía SIW. (b) Línea microtira.

En la literatura se pueden encontrar diferentes tipos de transición SIW-microtira [10]-[11]. Los diferentes tipos pueden ser divididos en dos grupos de integración: 2D y 3D. Las transiciones 3D (Fig. 2.7) pueden ser mediante una vía metálica o una apertura. La primera es muy común para enrutamiento de señales y se utiliza para conexiones verticales con una guía SIW situada en otro nivel o plano con respecto a la microtira. En cambio, la transición por apertura se utiliza para solucionar situaciones donde se necesita interconectar guías SIW situadas en diferentes niveles de capas (planos).

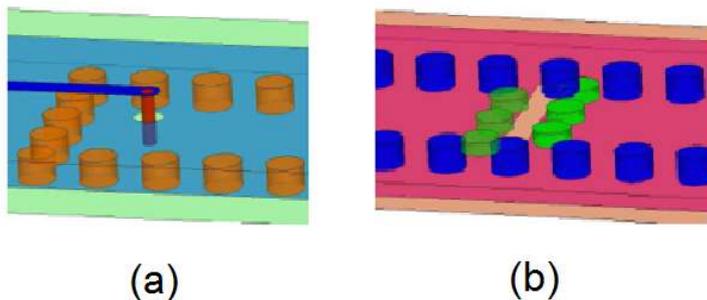


Figura 2.7: Transiciones SIW en 3D. (a) Vía metálica. (b) Apertura.

En cuanto a las transiciones 2D (Fig. 2.8), éstas pueden ser de tipo microtira-SIW o coplanar-SIW. En el caso de estas dos transiciones, las estructuras a integrar se

encuentran en el mismo plano. En este proyecto, utilizaremos la transición cónica de la Fig. 2.8(a). Este tipo de transición es muy utilizado debido a que su estructura, su rango de frecuencia y sus prestaciones son, respectivamente, más simple, más amplio y mejores que la mayoría de las demás transiciones [10]-[11]. Gracias a su estructura simple (Fig. 2.8(a)), esta transición tiene pérdidas muy bajas, debido a que los campos electromagnéticos en la línea de transmisión microtira se acoplan bien con la distribución de los campos en la guía SIW mediante la transición cónica. La transición cónica se obtiene ensanchando la línea de transmisión microtira desde un ancho W hasta un valor W_t en el lado de la guía SIW. Estos parámetros y la longitud de la transición L_t son los parámetros fundamentales que se deben optimizar para reducir las pérdidas en la transición microtira-SIW. En el apartado 4.2 veremos cómo elegir los parámetros L_t y W_t de la transición microtira-guía limitando las pérdidas.

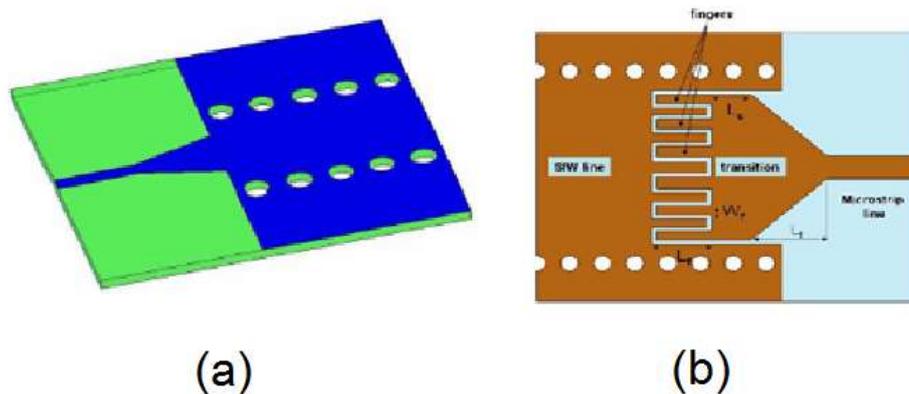


Figura 2.8: Ejemplos de transiciones en tecnología planar y SIW en 2D. (a) Transición microtira-SIW. (b) Transición coplanar-SIW.

3. Medios de Vesalago

3.1. Introducción a los metamateriales

Los metamateriales son materiales cuyas propiedades electromagnéticas no están determinadas por su composición, sino por su estructura. Es decir, las propiedades del metamaterial son diferentes de las propiedades de los materiales que lo constituyen. Los metamateriales no se pueden encontrar en la naturaleza y se producen artificialmente. Según su forma, geometría, dimensión, orientación y disposición, pueden reaccionar de maneras diferentes a las ondas electromagnéticas. Para que el metamaterial, compuesto por la repetición periódica del elemento "base", se pueda considerar material homogéneo, la dimensión máxima de la estructura debe ser más pequeña que la longitud de onda de trabajo. Esto nos permite describir las características del metamaterial por medio de su índice de refracción n , que está relacionado con la permitividad ϵ y la permeabilidad μ de la estructura según la siguiente expresión:

$$n = \pm\sqrt{\epsilon\mu} \quad (3.1)$$

Según el signo positivo o negativo de la permitividad (ϵ) y de la permeabilidad (μ) se puede distinguir cuatro combinaciones de materiales con distintas características como aquellos de la Fig. 3.1.

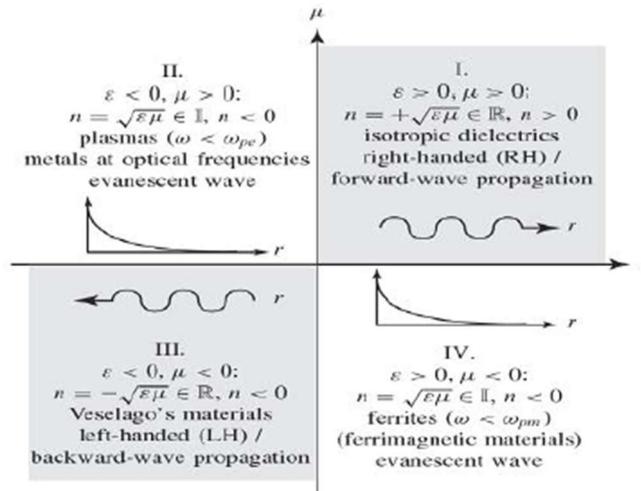


Figura 3.1: Clasificación de los medios según las diferentes combinaciones de signo de la permitividad eléctrica y de la permeabilidad magnética.

Si ambas permitividad y permeabilidad son superiores a cero (cuadrante I), el medio tendrá un índice n de refracción positivo y se llamará medio doble positivo (DPS, Double Positive mediumS). Los campos eléctricos y magnéticos y la dirección de propagación de una onda electromagnética en este material formarán una triada derecha. La mayoría de los materiales que se pueden encontrar en la naturaleza forman parte de este cuadrante. Un medio con ε negativa y μ positiva se llamará medio ε -negativo (cuadrante II). Algunos plasmas que trabajan a determinadas frecuencias, como por ejemplo la plata y el oro en los dominios de frecuencia infrarrojo o visible, pertenecen a este cuadrante II. Se llamará medio μ -negativo, el medio con μ menor de cero y ε positiva (cuadrante IV). Algunos materiales ferromagnéticos tienen esta característica. En el siguiente apartado, trataremos de los materiales denominados medios de Veselago (cuadrante III) cuyas características presentan ε y μ negativas [5].

3.2. Medios de Veselago

Al final del siglo XX, el físico ruso Vincent Veselago [5] introdujo por primera vez la posibilidad de obtener materiales con permitividad ε y permeabilidad μ con valores negativos (materiales doble-negativos DNG). Estos medios se denominan

materiales "zurdos" debido a que los campos eléctricos y magnéticos y la dirección de propagación en estos materiales componen una triada izquierda.

Las leyes de Maxwell para estos materiales zurdos se escriben de la siguiente manera:

$$\Delta \times \bar{E} = -j\omega\mu\bar{H}; \quad (3.2)$$

$$\Delta \times \bar{H} = j\omega\mu\bar{E}; \quad (3.3)$$

$$\nabla \cdot \bar{D} = \rho_e; \quad (3.4)$$

$$\nabla \cdot \bar{B} = \rho_m; \quad (3.5)$$

donde

$$\bar{D} = \varepsilon\bar{E};$$

$$\bar{B} = \mu\bar{H}$$

y

ρ_e es la densidad de carga eléctrica,

ρ_m corresponde a la densidad de carga magnética.

El vector de Poynting se obtiene a partir de:

$$\bar{S} = \bar{E} \times \bar{H} \quad (3.6)$$

La relación entre los vectores de los campos eléctricos y magnéticos E y H y el vector de onda β en los medios DPSs viene dada por:

$$\bar{\beta} \times \bar{E} = +\omega\mu\bar{H}; \quad (3.7)$$

$$\vec{\beta} \times \vec{H} = -\omega \varepsilon \vec{E}. \quad (3.8)$$

mientras que en los medios DNGs:

$$\vec{\beta} \times \vec{E} = -\omega |\mu| \vec{H}; \quad (3.9)$$

$$\vec{\beta} \times \vec{H} = +\omega |\varepsilon| \vec{E}. \quad (3.10)$$

Como podemos ver en la Fig. 3.2, la dirección del vector de Poynting es contraria a la del vector de onda β para los materiales zurdos:

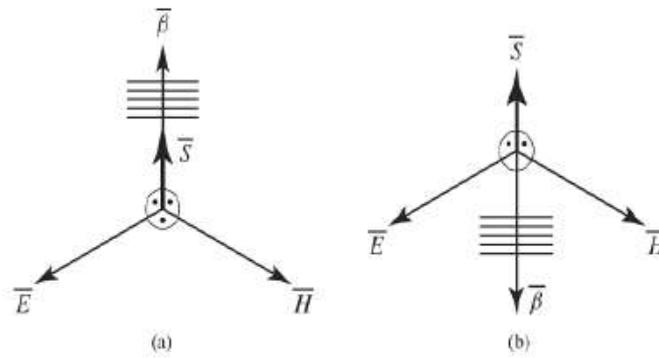


Figura 3.2: Representación de los vectores de los campos electromagnéticos, de Poynting y de vector de onda en un medio convencional DPS y un medio zurdo DNG. (a) Medio convencional (DPS). (b) Medio zurdo (DNG).

Las principales propiedades que caracterizan los medios DNGs con respecto a los medios convencionales DPSs son las siguientes:

- El vector de Poynting y la velocidad de fase son antiparalelos, es decir, los frentes de onda proceden en dirección contraria al flujo de energía.
- La ley de Snell de la refracción sigue válida en los DNGs, pero debido al valor negativo de n , la refracción al cambio de medio será en el mismo lado de la incidencia.

- El efecto Doppler cambia de sentido. Si una fuente de frecuencia fija y constante se mueve hacia un observador, el observador detectará una frecuencia más baja a la fuente.
- Cambio de sentido de la radiación de Cerenkov.

En 1999, J. B. Pendry [12] imaginó por primera vez una manera práctica para crear concretamente un metamaterial. En los materiales naturales, el índice de refracción y , por lo tanto, la manera que interactúa el material con las ondas electromagnéticas, depende de los dipolos (los átomos polarizados) que lo constituyen. En el DNG de Pendry, la distribución de átomos se sustituye por una distribución periódica de postes y anillos metálicos (Fig. 3.3) que constituyen los dipolos. Los primeros proporcionan al metamaterial la permitividad negativa, actuando como un átomo ferroeléctrico. Los anillos actúan como una inductancia L , confiriendo la permeabilidad negativa, mientras la sección abierta del anillo actúa como un condensador C . Por consiguiente, el anillo se comporta como un circuito resonante LC .

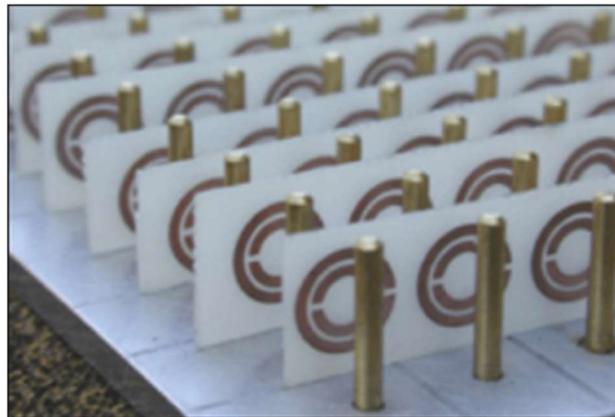


Figura 3.3: Medio DNG de Pendry [12].

Durante estos últimos diez años, numerosos estudios se han realizado sobre las posibles aplicaciones de los metamateriales. La posibilidad de crear un material con índice de refracción ajustable hace que los metamateriales sean muy interesantes, sobre

todo en los campos de la óptica y del electromagnetismo. Actualmente, las posibles aplicaciones de los DNGs son varias:

- antenas que utilizan los metamateriales para la miniaturización.
- los DNGs se pueden utilizar en aplicaciones de fotodetección y fotovoltaica, aprovechando los componentes de pérdidas de la permitividad ε y de la permeabilidad μ para absorber una gran cantidad de energía.
- la creación de superlentes para obtener una mayor resolución, gracias a la posibilidad de los medios de Veselago de producir una velocidad de fase negativa.
- la posibilidad de utilizar los metamateriales como base para realizar dispositivos de ocultación.
- la posibilidad de utilizar los metamateriales para proteger los edificios de ondas sísmicas.
- la posibilidad de controlar señales acústicas o de luz, con aplicaciones en ensayo no destructivo, diagnóstico médico y control activo de ruido mediante metamateriales texturizados con arrugas en nanoescala.

3.3. Propuestas de resonadores de anillos abiertos

A parte de las peculiares características de los metamateriales (permitividad y permeabilidad ambas negativas), lo que hace los metamateriales objeto de gran interés es la posibilidad de integrarse en la tecnología planar, sin afectar de manera significativa las dimensiones del sistema que van a integrar. En este proyecto, nos centraremos en la utilización de metamateriales para el diseño de filtros en el rango de las frecuencias de microondas y, más concretamente, en el desarrollo de filtros rechazo banda a partir de resonadores basados en anillos SRR (Split Ring Resonator). La celda de este resonador SRR está constituida por dos anillos abiertos coplanares concéntricos. A partir de esta celda "base", se han desarrollado diferentes tipologías de resonadores de anillos. En la Fig. 3.4, se pueden ver los diferentes resonadores, clasificados según algunos detalles de construcción que los caracterizan [15].

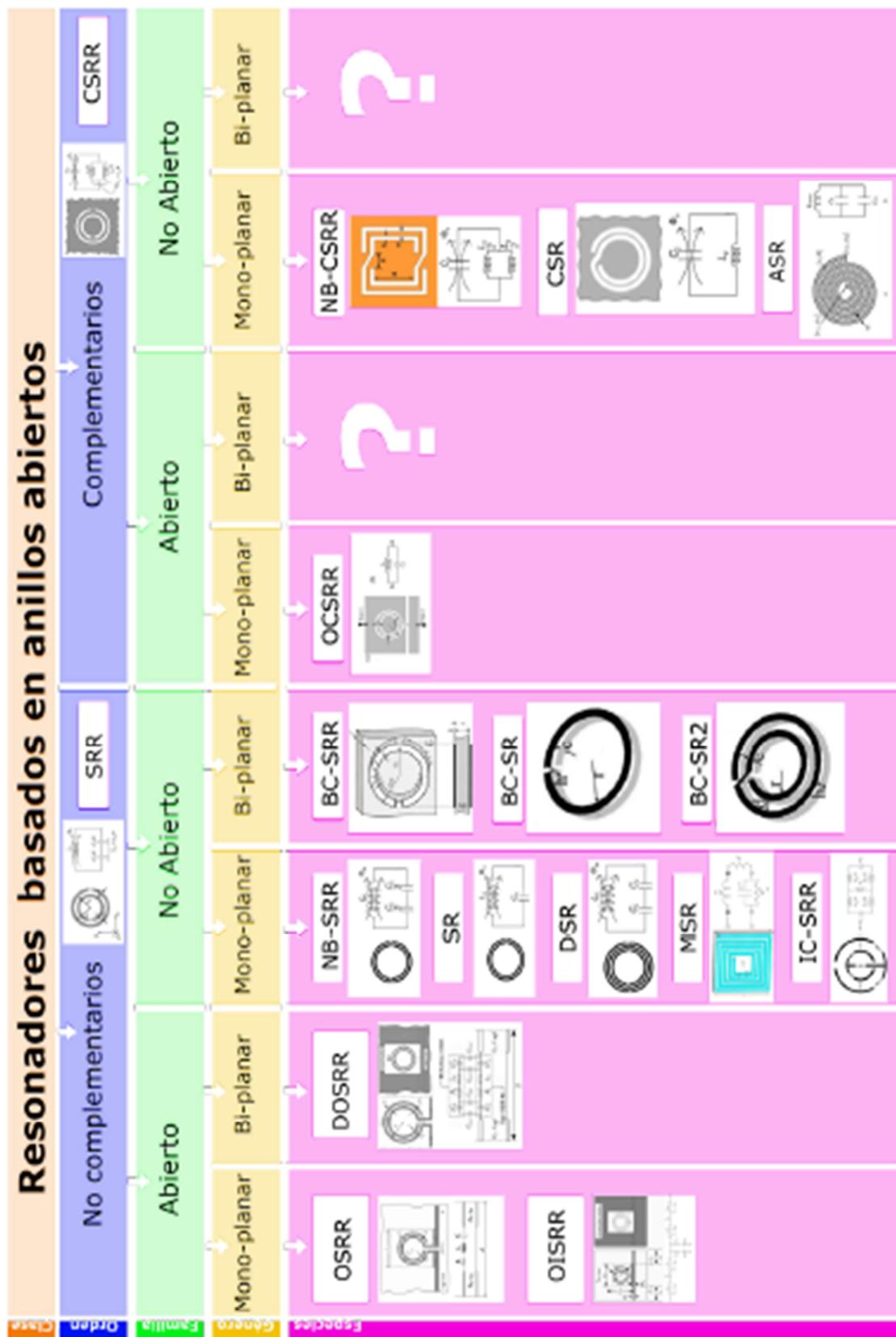


Figura 3.4: Clasificación de los resonadores basados en anillos [15].

El primer parámetro de clasificación separa los resonadores en dos grandes grupos: los no complementarios y los complementarios. En este último grupo están los resonadores compuestos por hendiduras con la forma de sus respectivos resonadores no complementarios. Según el principio de Babinet [14], el comportamiento de un resonador de anillos complementario (CSRR, Complementary Split Ring Resonator) será complementario a la de un resonador SRR. Los campos y las corrientes magnéticas que excitan el SRR se intercambiarán por campos y corrientes eléctricas en la celda CSRR. El segundo parámetro de clasificación divide los resonadores de anillos abiertos (OSRR) de los no abiertos. Una celda se considera un resonador abierto si está directamente conectada a un terminal de entrada y otro de salida de manera que sea excitado por una fuente de corriente o de tensión. Por último, se diferencian las estructuras mono-planares de las estructuras bi-planares. Para las estructuras mono-planares, sus elementos constitutivos se encuentran en el mismo plano, mientras que para las estructuras bi-planares están en dos planos diferentes.

En este proyecto, utilizaremos dos tipos de resonadores. El primero es un resonador abierto con un único anillo (ORR, Open Ring Resonator). El segundo es un resonador abierto bi-planar (bi-ORR, bi-planar Open Ring Resonator) con un anillo en cada plano. Ambas estructuras, actúan en el rango de las microondas como filtro rechazo banda. Estos resonadores permiten realizar filtros compactos rechazo banda en tecnología SIW de bajo coste y con altas prestaciones.

4. Análisis y diseño de filtros basados en guías HMSIW y resonadores de anillos abiertos de tipo rechazo banda

4.1. Introducción y especificaciones de diseño

Un asunto siempre relevante en el ámbito del desarrollo tecnológico es el tema de la miniaturización. En este contexto, el objetivo de este proyecto es el incremento del grado de miniaturización de componentes y subsistemas pasivos planares por medio del diseño de filtros rechazo banda mediante estructuras metamateriales basadas en resonadores de anillos en tecnología SIW. En particular, nos interesa el rango de frecuencias alrededor de los 3 GHz. Aún más concretamente, queremos diseñar la estructura de manera que tenga una frecuencia de corte de la guía a 2 GHz, con banda rechazada centrada en 3.5 GHz, correspondiente a la frecuencia central de la banda WIMAX. Para alcanzar estos valores habrá que elegir correctamente el valor de determinados parámetros geométricos de la guía SIW y del resonador de anillos.

Para obtener los parámetros que nos interesan, utilizaremos la herramienta de simulaciones electromagnéticas de Ansys: HFSS (High Frequency Structural Simulator). Esta herramienta permite diseñar cualquier estructura en tres dimensiones (3D), colocar las condiciones de contorno y las excitaciones deseadas, simular el comportamiento de la estructura 3D y obtener diferentes parámetros electromagnéticos, como por ejemplo, los parámetros S. La técnica utilizada por la herramienta HFSS para llevar a cabo la simulación se basa en la teoría de los elementos finitos (FEM, Finite Elements Method). Esta técnica consiste en la subdivisión de la estructura diseñada en partes más pequeñas, para discretizarla y conseguir una malla (mesh) compuesta de elementos primitivos de forma codificada (triángulos o cuadriláteros para estructuras en dos dimensiones “2D”, hexaedros o tetraedros para estructuras en 3D). El programa calcula la solución de los campos electromagnéticos para cada uno de los elementos y enlaza estas soluciones por las relaciones entre los elementos de manera que sean respetadas las ecuaciones de Maxwell a partir de las condiciones al contorno.

A partir de esta herramienta (HFSS), hemos diseñado y simulado por separado las siguientes estructuras:

- la guía HMSIW.

- el resonador mono-planar ORR (Open Ring Resonator).
- el resonador bi-planar ORR.

Una vez analizado las respuestas de estas estructuras en función de sus parámetros de diseño, hemos llevado a cabo las optimizaciones de los filtros rechazo banda HMSIW-ORR y HMSIW-bi-planar-ORR acorde con las especificaciones de diseño: banda de trabajo 0.1 – 6 GHz, frecuencia de corte de la guía HMSIW 2 GHz y banda de rechazo del filtro rechazo banda centrada en 3.5 GHz. Los resultados de las simulaciones de dos filtros rechazo banda serán comparados con las medidas en el siguiente capítulo.

4.2. Optimización de la guía HMSIW

En este apartado, analizaremos los criterios a seguir para realizar la guía de onda integrada (SIW, HMSIW) de manera que su comportamiento electromagnético sea el de las especificaciones.

Una característica importante que hay que tener en cuenta es la frecuencia de corte del modo TE_{10} a través de la guía. El cálculo de como la geometría de la HMSIW influye sobre este parámetro se basa en el principio que, en términos de frecuencia de corte, una SIW con ancho $2W$ (entendido como la distancia entre las dos líneas que pasan por los centros de las dos filas de vías metálicas) es equivalente a una guía de onda rectangular con ancho W_{effSIW} [15] (Fig. 4.1).

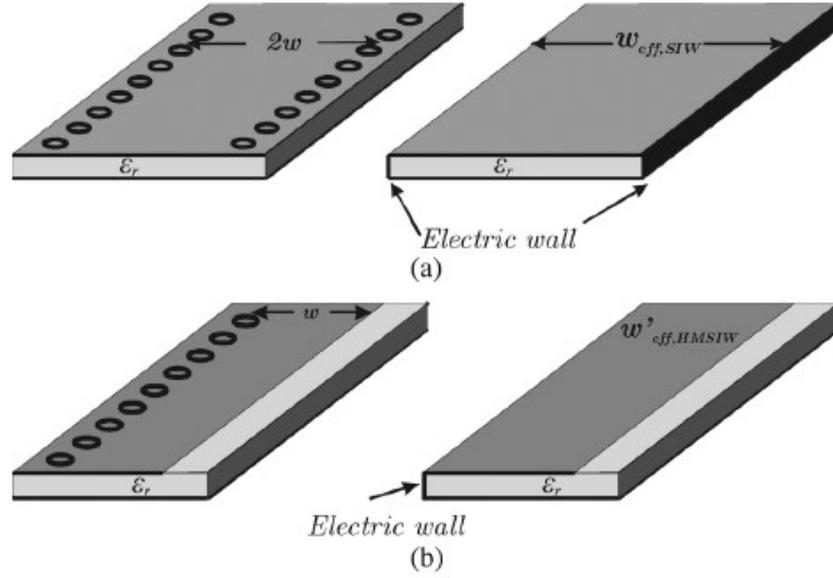


Figura 4.1: Guías de ondas integradas en sustrato y modelos de guías de onda rectangulares equivalentes: (a) SIW. (b) HMSIW.

Según este principio, la frecuencia de corte de la HMSIW está relacionada con el ancho $W_{effHMSIW}$ de la guía rectangular correspondiente a la HMSIW, según la siguiente ecuación [15]:

$$f_c = \frac{c}{4\sqrt{\epsilon_r}W_{effHMSIW}} \quad (4.1)$$

donde c es la velocidad de la luz en el vacío y ϵ_r corresponde a la permitividad eléctrica del sustrato. $W_{effHMSIW}$ se obtiene a partir del ancho de la guía rectangular correspondiente a la SIW original:

$$W_{effHMSIW} = \frac{W_{effSIW}}{2} + \Delta W \quad (4.2)$$

La correspondencia en términos de frecuencia de corte entre la SIW con ancho $2W$ y la guía rectangular con ancho W_{effSIW} es válida cuando se cumple la siguiente ecuación:

$$W_{effSIW} = 2W - 1,08 \frac{d^2}{p} + 0,1 \frac{d^2}{2W} \quad (4.3)$$

donde d y p son, respectivamente, el diámetro de las vías y la distancia entre ellas. El termino adicional ΔW en la ecuación (4.2) tiene en cuenta los efectos de bordes de los campos. Es función del espesor del sustrato h (distancia entre los planos horizontales de la guía), de la permitividad ϵ_r y del ancho $W_{effHMSIW}$:

$$\Delta W = h \left(0,05 + \frac{0,3}{\epsilon_r} \right) \times \ln \left(0,79 \frac{(W_{effSIW}/2)^2}{h^3} + \frac{104(W_{effSIW}/2) - 261}{h^2} + \frac{38}{h} + 2,77 \right) \quad (4.4)$$

Como ya se comentó en el apartado 2.2, una parte importante de la estructura es la transición microtira-HMSIW. Para obtener las dimensiones L_t y W_t de dicha transición, utilizaremos las siguientes ecuaciones [16]:

$$\lambda_g = \lambda_c / \sqrt{\epsilon_r} \quad (4.5)$$

donde $\lambda_c = c/f_c = 3 \times 10^{10} / 2 \times 10^9 = 15$ mm es la longitud de onda de corte. Los dos parámetros L_t y W_t resultan de las siguientes relaciones:

$$W_t/W \approx 0,4 \quad (4.6)$$

$$\frac{\lambda_g}{2} \leq L_t \leq \lambda_g \quad (4.7)$$

donde W es la anchura de la guía SIW.

Otros parámetros geométricos que tendremos en cuenta en el diseño de la estructura SIW serán el diámetro de las vías metálicas d y la distancia s entre los centros de las mismas. Las pérdidas por radiación de la guía SIW (HMSIW) dependerán de estos parámetros. Las condiciones para minimizar las pérdidas por radiación son las siguientes [17]:

$$s/d < 2,5 \quad (4.8)$$

$$d/2w < 1/8 \quad (4.9)$$

En este proyecto, se ha elegido el doble de los diámetros de las vías para la distancia entre los centros de las vías adyacentes. La Tabla 4.1 da las dimensiones optimizadas de las guías HMSIW y de la transición microtira-HMSIW utilizadas en este proyecto (t es el espesor del conductor utilizado) acorde con las especificaciones de diseño: banda de trabajo 0.1 – 6 GHz y frecuencia de corte del HMSIW 2 GHz.

Tabla 4.1: Dimensiones de la guía HMSIW y de la transición microtira-HMSIW

h	ε_r	W	s	d	L_t	Wt	t
0,635mm	10,2	11,65mm	1,2mm	0,6mm	28,95mm	4,66mm	0,0175mm

4.3. Filtros rechazo banda HMSIW basados en anillos mono-planar ORR y bi-planar ORR

4.3.1. Estructuras

En este apartado, describimos las estructuras de los anillos mono-planar ORR y bi-planar ORR que permiten obtener la banda de rechazo del filtro de banda eliminada. Además,

evaluaremos la influencia de algunos parámetros geométricos de la estructura sobre el comportamiento del filtro.

La Fig. 4.2 representa la estructura del anillo mono-planar ORR. En la parte superior, se graba un anillo abierto. Este anillo está directamente conectado a una línea de transmisión microtira. En el plano de masa, se graba una ventana cuadrada, situada por debajo del anillo. La ventana es necesaria para que no se corten los campos magnéticos inducidos por el anillo.

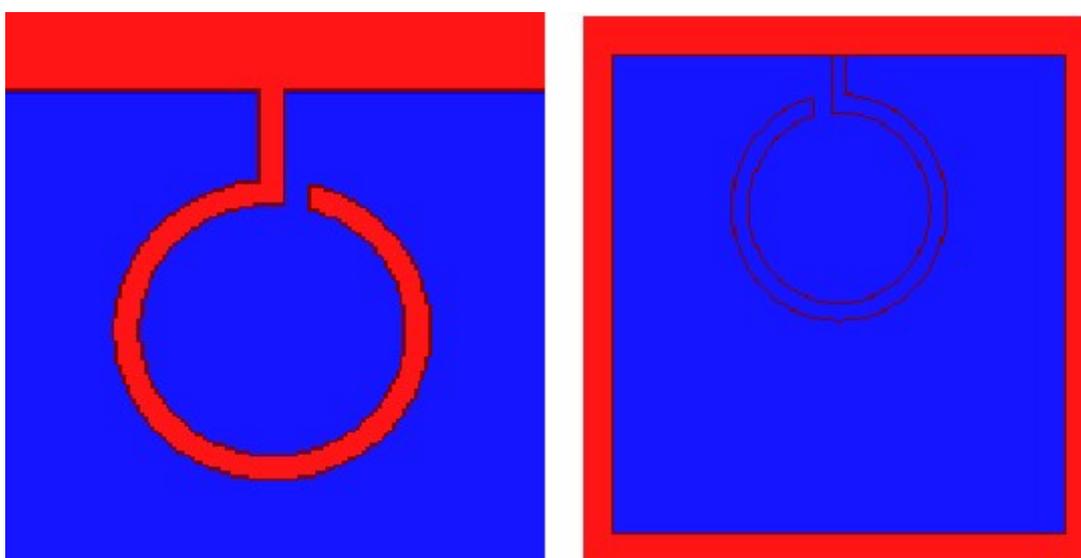


Figura 4.2: Estructura ORR mono-planar. Vista superior (izquierda) y desde la masa (derecha).

La estructura de anillo bi-planar ORR está representado en la Fig. 4.3. Esta estructura es similar la estructura anterior con un anillo mono-planar ORR. En la parte superior se graba un anillo abierto, conectado a una línea de transmisión microtira. En la parte inferior (masa) por debajo del anillo superior, se abre una ventana cuadrada y se graba un segundo anillo, conectado a masa. En ambas estructuras (Figs. 4.2 y 4.3), se ha aumentado la anchura de la microtira en el tramo donde coincide con la ventana abierta en la masa, con el fin de mantener el valor de impedancia característica. En este proyecto, para estructura de anillo bi-planar ORR, hemos utilizado las mismas dimensiones de anillos para la parte superior e inferior (masa) y hemos hecho coincidir sus ejes.

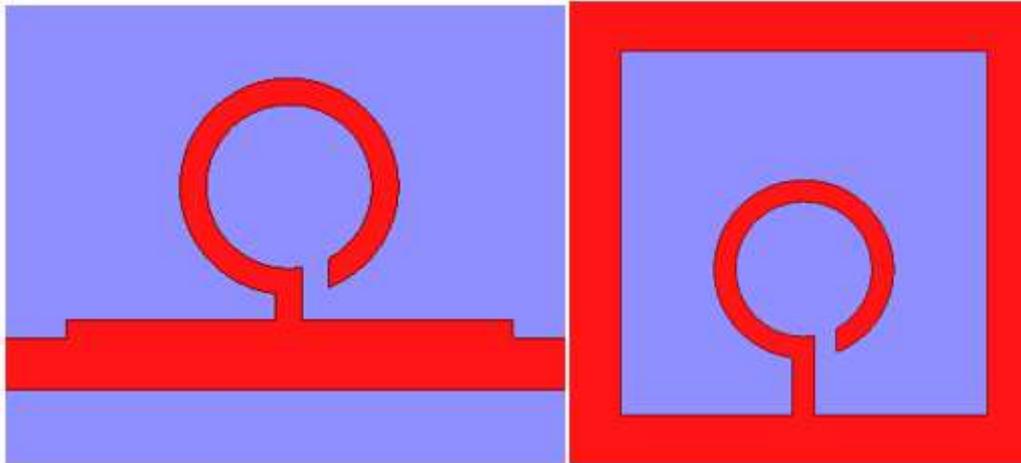


Figura 4.3: Estructura ORR bi-planar. Vista superior (izquierda) y desde la masa (derecha).

4.3.2. Análisis de las estructuras

En este apartado, analizamos la influencia de los diferentes parámetros de diseño de los resonadores en función de la frecuencia de resonancia y del ancho de banda de rechazo. El primer parámetro analizado es el radio del anillo. Este parámetro influye fuertemente en la frecuencia de resonancia.

Las simulaciones se han realizado variando el radio de los anillos de 1 hasta 2.6 mm con un paso de 0.2 mm. Está señalado también el resultado para $r=1.24$ mm, siendo este el valor de radio que da una frecuencia de resonancia a 3.5 GHz, correspondiente a las especificaciones de diseño iniciales. Las simulaciones se han repetido para diferentes valores de ancho del anillo, más precisamente para valores de ancho de 0.05, 0.2, 0.3 y 0.4 mm.

En la Fig. 4.4 podemos observar un ejemplo de los resultados de una simulación para un resonador de anillo bi-planar ORR con radio 1.2 mm y ancho de los anillos igual a 0.3 mm. Para este ejemplo, la banda rechazada está centrada a la frecuencia de 3.71 GHz con un ancho a 3dB alrededor de 1.1 GHz.

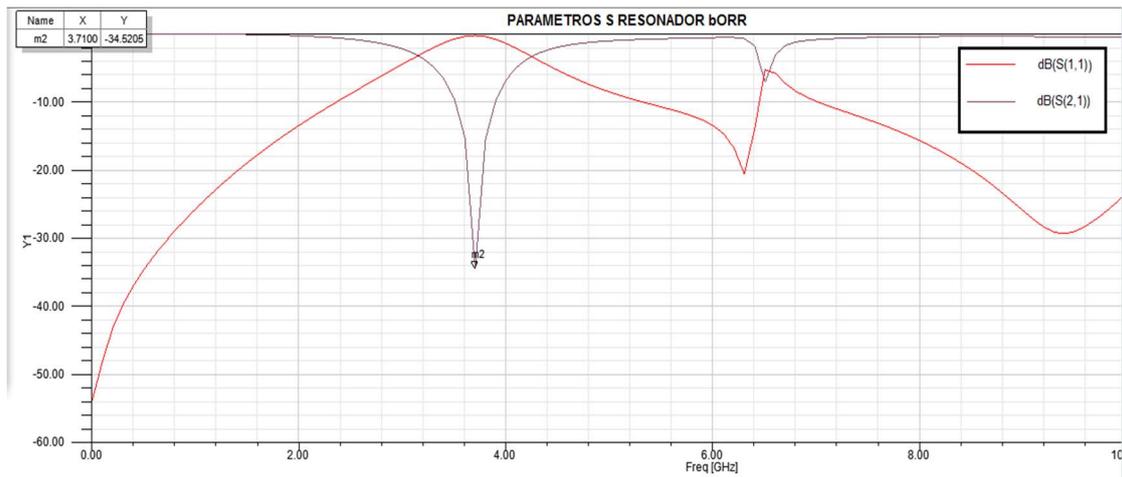


Figura 4.4: Ejemplo de resultados de simulación para un resonador de anillo bi-planar ORR con radio igual a 1.2 mm.

Como se puede ver en la Fig. 4.5, el radio de los anillos está inversamente proporcional a la frecuencia de resonancia del resonador. La relación entre las dos variables no es lineal. En cuanto al ancho de los anillos, esto no parece influir en la frecuencia de resonancia, al menos en el rango evaluado. De hecho, las curvas para los diferentes valores de ancho se superponen entre ellas.

La ventana que contiene el anillo en el plano inferior es cuadrada. La longitud del lado varía con el radio del anillo. En este proyecto y según [18], hemos elegido una longitud de lado del cuadrado de la ventana el doble al diámetro del anillo.

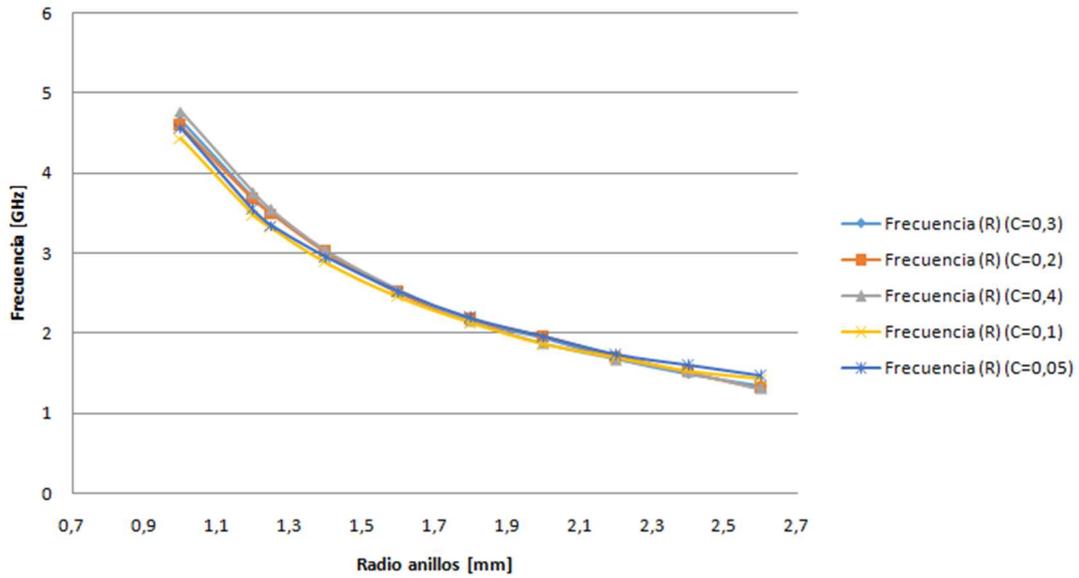


Figura 4.5: Relación entre la frecuencia de resonancia y el radio del resonador ORR bi-planar.

Si analizamos la influencia del radio y del ancho de los anillos sobre el ancho de banda, podemos ver como el radio influye de manera inversamente proporcional sobre el ancho (Fig. 4.6). Se puede también ver como el ancho de banda sube al disminuir el ancho del anillo.

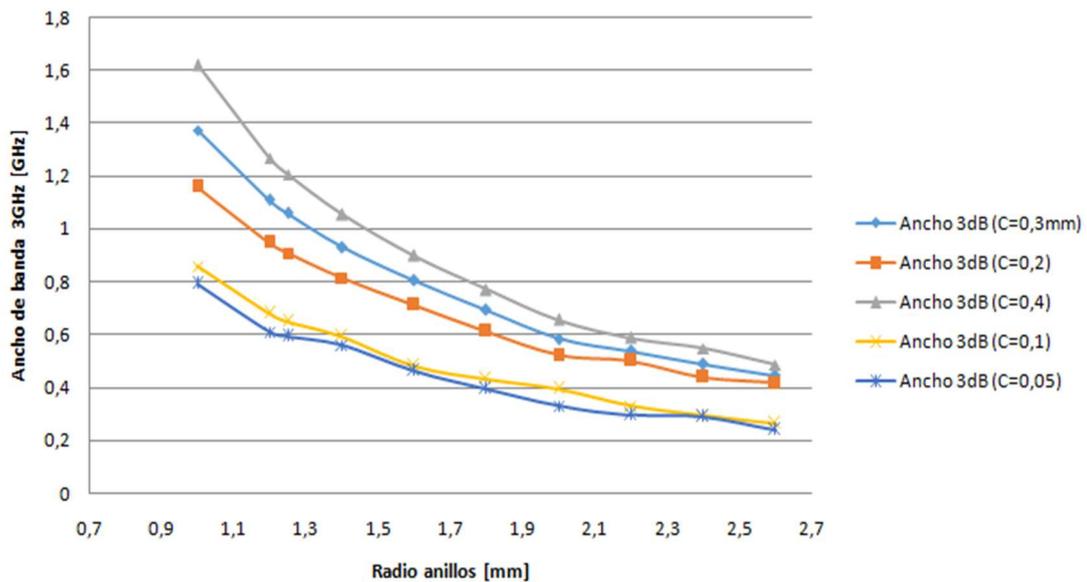


Figura 4.6: Relación entre el ancho de banda y el radio del resonador ORR bi-planar.

Resultados similares se obtienen para el resonador de anillo mono planar ORR. En este caso se han realizado las simulaciones solamente cambiando el valor del radio del anillo. Las dimensiones utilizadas en las simulaciones son 1.8, 2.0, 2.2, 2.4 y 2.6 mm. En las gráficas de las Figs. 4.7 y 4.8, podemos ver que las curvas del resonador mono-planar ORR son similares a las del resonador de anillo bi-planar ORR.

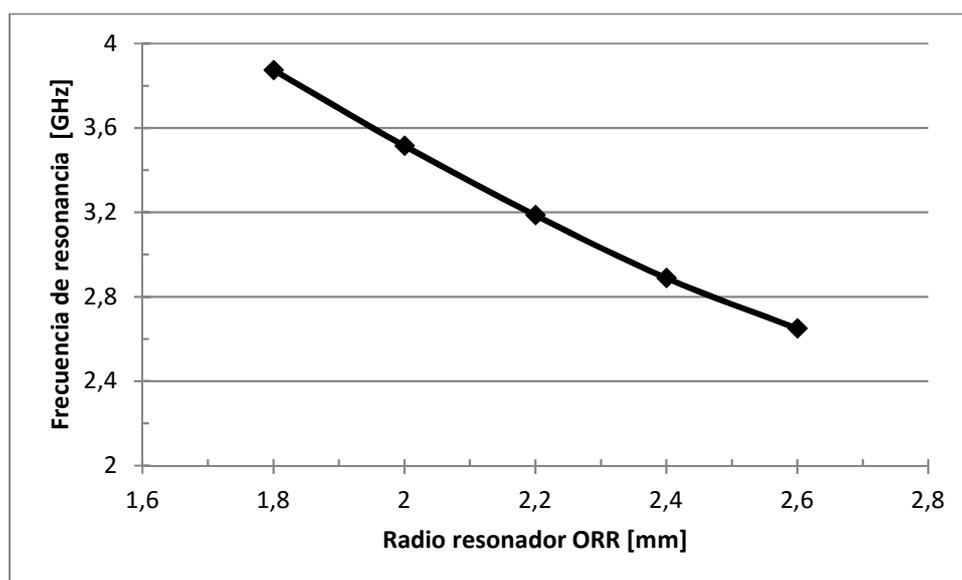


Figura 4.7: Relación entre la frecuencia de resonancia y el radio del resonador ORR mono-planar.

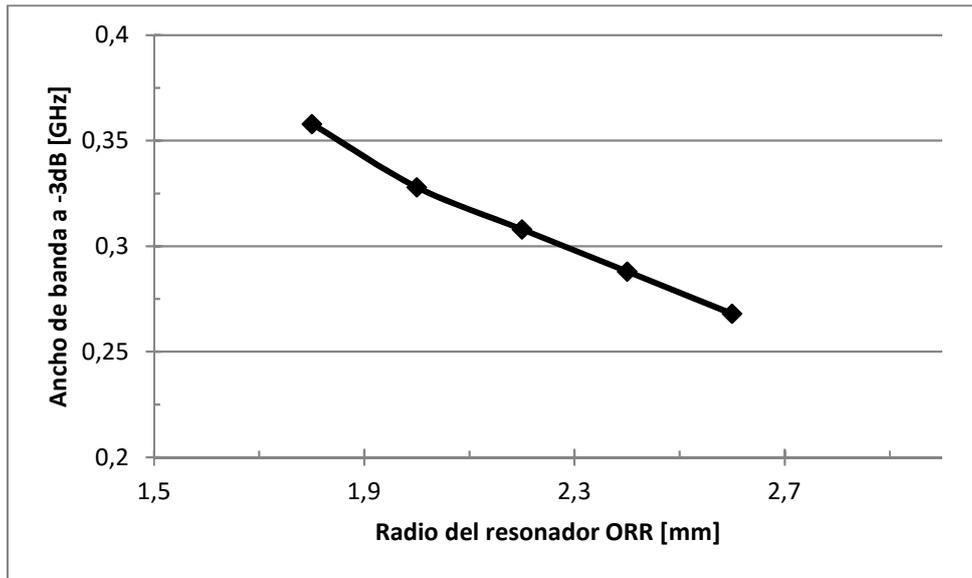


Figura 4.8: Relación entre el ancho de banda y el radio del resonador mono-planar ORR.

5. Fabricación y medidas de los filtros

5.1. Fabricación

A partir de los resultados obtenidos en el capítulo anterior, hemos fabricados los circuitos de los dos filtros HMSIW basados en resonadores de anillos. Para llevar a cabo su fabricación, hemos utilizado una microfresadora LPKF. Mediante la herramienta de control de la microfresadora LPKF, insertamos el diseño del circuito con las dimensiones optimizadas previamente. Para ello, hemos tenido que cambiar el formato de los ficheros con respecto a aquellos obtenidos mediante HFSS. Una primera transformación constituyó en pasar los ficheros obtenidos en HFSS a la extensión “.dxf” y una segunda transformación pasó de “.dxf” a la extensión “.gbr” (Gerber), correspondiente al formato utilizado por la microfresadora LPKF para la realización de placas de circuito impreso. Con la nueva extensión “.gbr”, introducimos el diseño del circuito en el programa CircuitCAM y, tras otra transformación de extensión en “.lmd”, lo pasaremos al programa Broadmaster, que dará las ordenes a la microfresadora LPKF para realización del circuito en la placa de circuito impreso. En este proyecto, hemos utilizado una placa de Duroid/Roger 6010 (Fig. 5.1) para implementar los filtros.

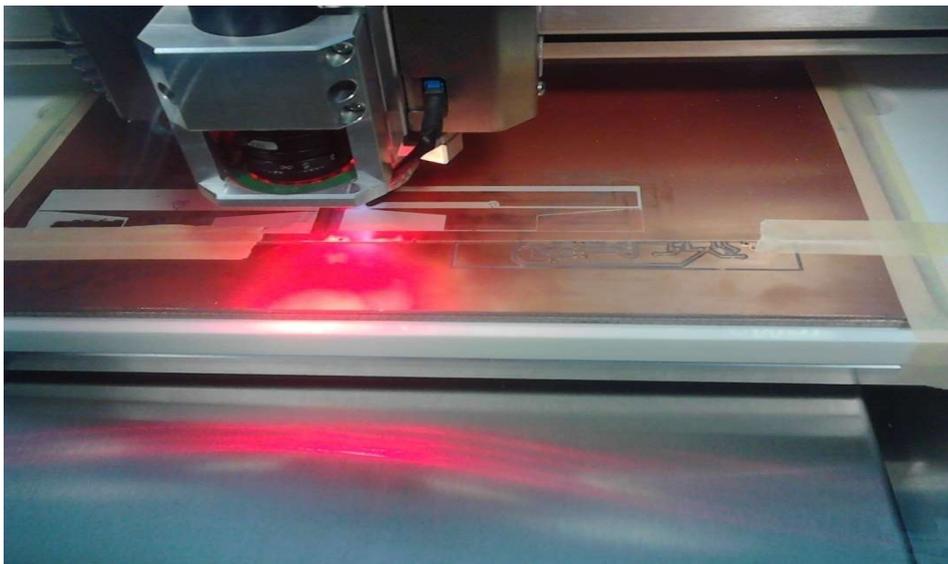


Figura 5.1: Microfresadora realizando los circuitos.

La placa de duroid/roger 6010 está formada por dos láminas de cobre separadas por un sustrato dieléctrico. Las dimensiones de esta placa son las siguientes: espesor cobre $t = 0.0175$ mm, espesor del dieléctrico $h_{sub} = 0.635$ mm y permitividad del dieléctrico: $\epsilon_r = 10.2$.

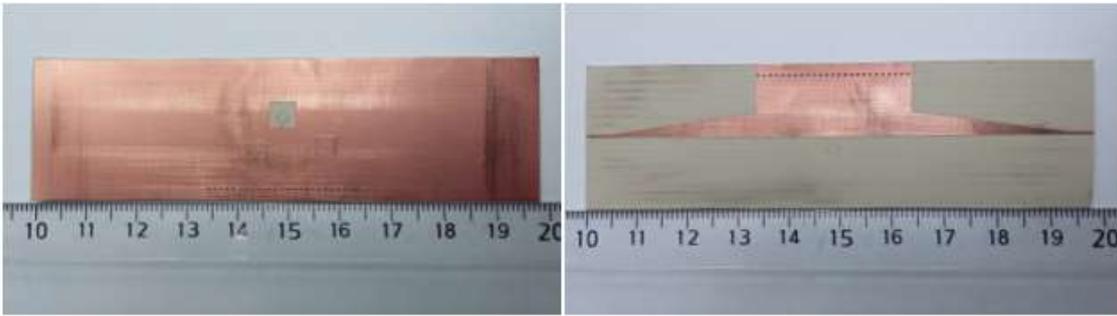


Figura 5.2: Circuito HMSIW con filtro ORR bi-planar realizado. Todavía queda por realizar las vías metálicas. Vista inferior (izquierda) y vista superior (derecha).

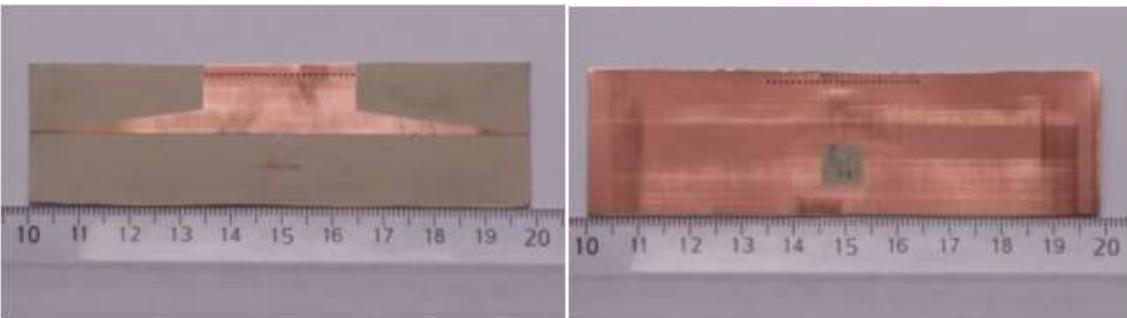


Figura 5.3: Circuito HMSIW con filtro ORR mono-planar realizado. Todavía queda por realizar las vías metálicas. Vista superior (izquierda) y vista inferior (derecha).

Los filtros fabricados (Fig. 5.2 y 5.3) tienen las mismas dimensiones: 10x3 cm.

Una vez grabado los filtros en la placa de duroid/Rogers, soldamos unos postes metálicos para realizar las vías metalizadas. Estos postes se soldaron con estaño. Además, se han soldado, a los extremos de los circuitos, adaptadores coaxial-microtira para permitir las medidas de los parámetros S con el analizador de redes con puertos coaxiales (Figs. 5.4 y 5.5).

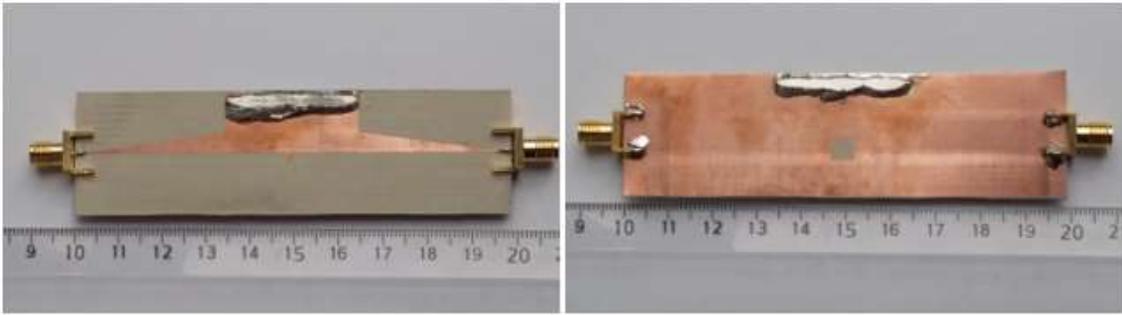


Figura 5.4: HMSIW con filtro ORR bi-planar con los postes soldados. Vista desde arriba (izquierda) y desde abajo (derecha).

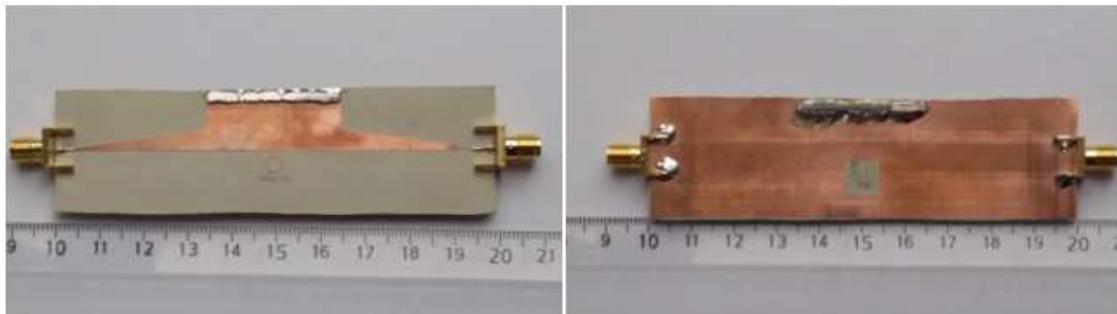


Figura 5.5: HMSIW con filtro ORR mono-planar con los postes soldados. Vista desde arriba (izquierda) y desde abajo (derecha).

5.2. Medidas

Las medidas de los filtros se llevaron a cabo mediante un analizador de redes (Rohde&Schwarz modelo ZVA67). El analizador de redes disponible en el laboratorio permite medir circuitos con un número de puertos comprendido entre uno y cuatro en un rango de frecuencias desde 10 MHz hasta 67 GHz.

Antes de realizar las medidas de los filtros propuestos en este proyecto, hemos realizado una calibración previa del analizador de redes. La finalidad de esta calibración es limitar el impacto de las pérdidas de los conectores y de los cables sobre las medidas.

Para ello, se intenta poner los planos de referencia, que a priori no están definidos, lo más cerca posible de los puertos del circuito que estamos midiendo. En este proceso, utilizaremos la unidad de calibración automática que se muestra en la Fig. 5.6 [19].

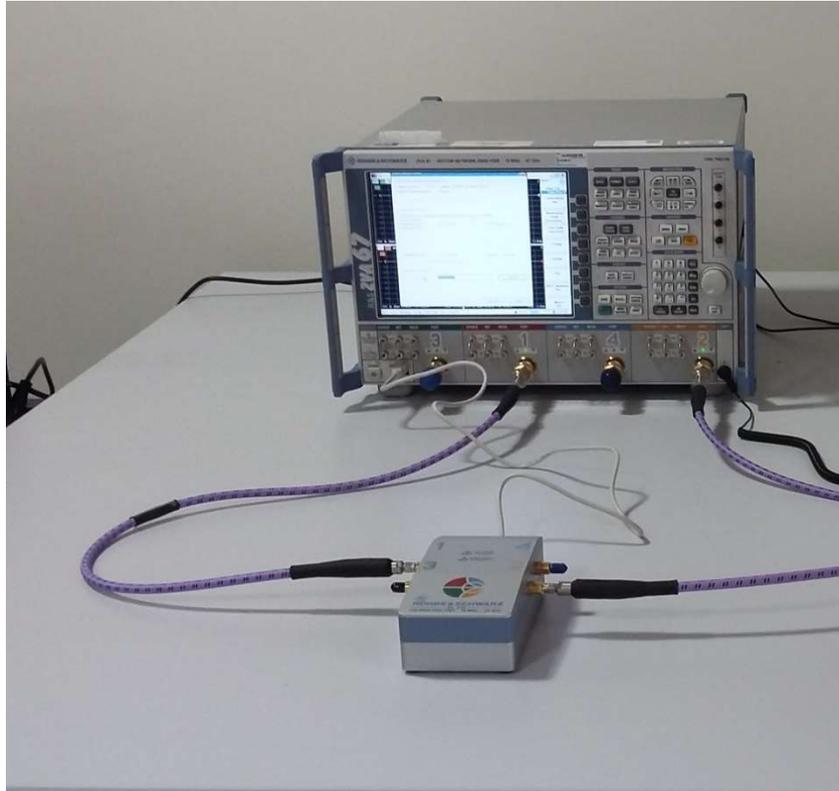


Figura 5.6: Analizador de redes con unidad de calibración conectada.

Conectando los dos cables y midiendo la respuesta en el rango de frecuencia de interés (0.01 – 6 GHz), podemos averiguar el éxito del proceso de calibración. Como podemos ver en la Fig. 5.7, las pérdidas de retorno son inferiores a -40 dB y las pérdidas de inserción son mejores que 0.15 dB.

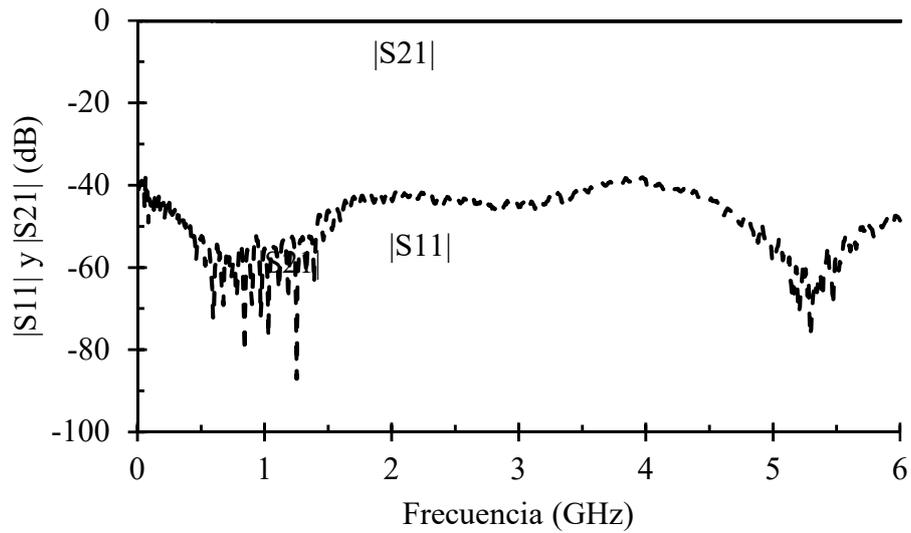


Figura 5.7: Medidas con los dos cables del analizador conectados entre sí después de la calibración automática.

La Fig. 5.8 muestra el montaje de las medidas del filtro HMSIW con el anillo mono-planar ORR. Los resultados de medidas de los parámetros S del filtro HMSIW con el anillo mono-planar ORR se muestran en la Fig. 5.9. Sólo se analiza dos de los cuatros parámetros S que compones la matriz S de este circuito con dos puertos de entradas, dado que el circuito formado por la HMSIW y el resonador es simétrico.

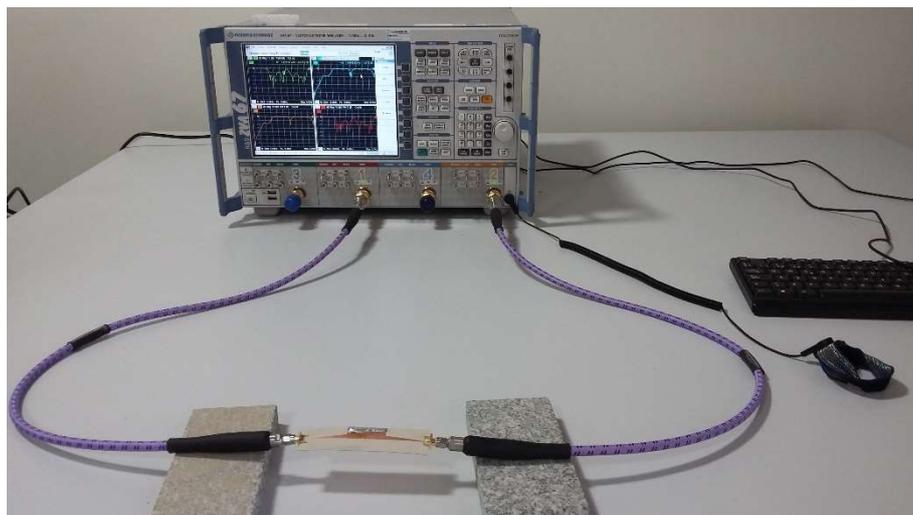


Figura 5.8: Circuito HMSIW-ORR conectado al analizador de redes.

Por lo tanto, analizamos los parámetros S_{11} y S_{21} , es decir, las pérdidas por reflexión y la ganancia directa. En las gráficas de la Fig. 5.9, podemos ver los dos parámetros S_{11} y S_{21} obtenidos a partir de las medidas de la respuesta del filtro HMSIW con anillo mono-planar ORR. En las gráficas, también hemos añadido los resultados de las simulaciones electromagnéticas. Podemos observar que las medidas coinciden con los resultados de simulación y con las especificaciones de diseño iniciales. La frecuencia de corte de la guía HMSIW está definida en 2 GHz, la banda rechazada está centrada en 3.5 GHz y el primer espurio aparece alrededor de 6 GHz. Este filtro HMSIW con anillo mono-planar ORR presenta un ancho de la banda de rechazo de 0.16 GHz (4.57 %), un nivel de rechazo inferior a 15.5 dB y pérdidas de retorno en la banda de paso superiores a 10 dB. Con un radio de anillo $r = 1.95$ mm y una longitud de lado de ventana cuadrada en el plano de masa de 7.8 mm, esta estructura de filtro es inferior a dos veces la de un filtro resonador HMSIW con una longitud de $\lambda/2$.

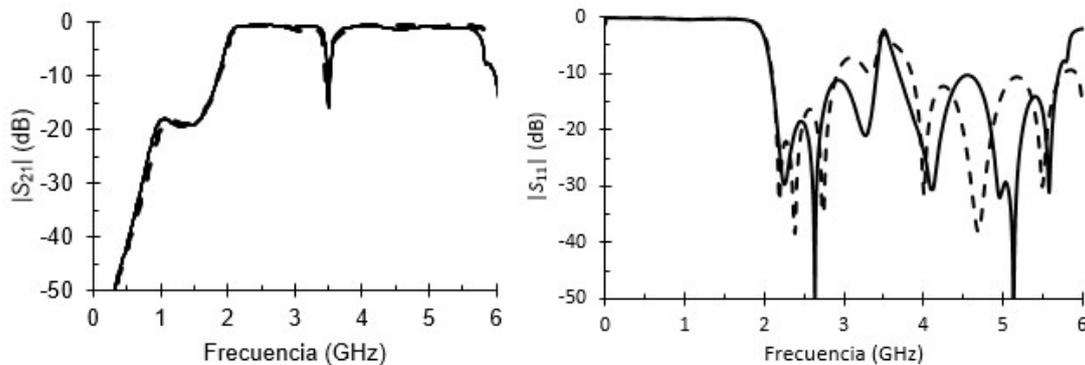


Figura 5.9: Simulaciones y medidas de la respuesta en frecuencia del filtro HMSIW con anillo mono-planar ORR. Las líneas continuas representan las medidas y las discontinuas las simulaciones electromagnéticas.

Del mismo modo, medimos la respuesta en frecuencia del filtro HMSIW con anillo bi-planar. Los resultados de medidas y simulaciones están representados en la Fig. 5.10. Podemos observar que las medidas casi coinciden con los resultados de simulación. Las diferencias pueden ser debidas a errores de mecanizado en la fabricación del filtro. En la Fig. 5.9, podemos observar que la frecuencia de corte de la

guía HMSIW está definida en 2 GHz, la banda rechazada está centrada en 3.7 GHz y el primer espurio aparece alrededor de 6 GHz. Este filtro HMSIW con anillo bi-planar ORR tiene un ancho de la banda de rechazo de 0.32 GHz (8.64 %), un nivel de rechazo inferior a 21.5 dB y pérdidas de retorno en la banda de paso superiores a 10 dB. Este filtro HMSIW con anillo bi-planar ORR presenta un ancho de la banda de rechazo y una atenuación mayor al filtro anterior (HMSIW con anillo mono-planar ORR). La longitud de este filtro HMSIW con anillo bi-planar ORR y con un radio de anillos $r = 1.2$ mm (longitud de lado de ventana cuadrada de 4.8 mm) es aproximadamente tres veces inferior a la de un filtro resonador HMSIW con una longitud de $\lambda/2$.

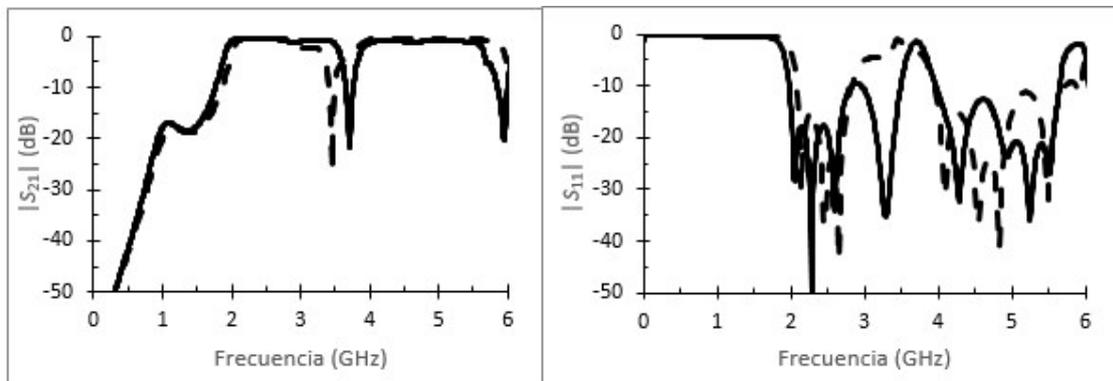


Figura 5.10: Simulaciones y medidas de la respuesta en frecuencia del filtro HMSIW con anillo bi-planar ORR. Las líneas continuas representan las medidas y las discontinuas las simulaciones electromagnéticas.

6. Conclusiones y líneas futuras

En este proyecto se ha desarrollado e implementado dos filtros a frecuencias de microondas de tipo rechazo banda con una variante de guía de onda integrada en sustrato (HMSIW, Half-Mode Substrate Integrated Waveguide) mediante estructuras basadas en metamateriales. Las estructuras metamateriales de estos dos filtros son medios de Veselago, realizados mediante dos resonadores de anillos: uno, denominado mono-planar ORR (ORR, Open Ring Resonator), presenta un solo anillo y el otro, nombrado bi-planar ORR, tiene dos anillos, uno superpuesto encima del otro y separado por un sustrato dieléctrico.

Los resultados han mostrado que estas estructuras pueden ser diseñadas y optimizadas para cumplir con unas especificaciones de filtros iniciales. La frecuencia de corte de la guía HMSIW y la frecuencia de resonancia del filtro, así como su ancho de banda, se ajustan por separado mediante los parámetros de diseño de la guía HMSIW y del resonador de anillos (mono-planar ORR y bi-planar ORR). En este proyecto, se han analizado los efectos de dos parámetros de diseño de cada resonador de anillos sobre la frecuencia de resonancia y el ancho de la banda rechazada. Estos parámetros fueron el radio del resonador y el ancho del anillo. Los resultados experimentales y de simulación de los dos filtros mostraron que el filtro HMSIW con anillo bi-planar ORR presenta una banda rechazada casi el doble que el filtro HMSIW con anillo mono-planar ORR y, además, un nivel de rechazo mayor. Para el filtro HMSIW con anillo mono-planar ORR el ancho de la banda de rechazo es de 4.57 %, el nivel de rechazo es inferior a 15.5 dB y las pérdidas de retorno en la banda de paso son superiores a 10 dB. Con respecto a filtros resonadores tradicionales HMSIW con una longitud de $\lambda/2$, las estructuras propuestas con anillo mono-planar y bi-planar ORR son, respectivamente, inferiores a dos y tres veces.

Las futuras líneas de trabajo estarán encaminadas en mejorar las pérdidas de retorno en la banda de paso de los filtros propuestos y en desarrollar diferentes tipos de filtros con nuevas estructuras de metamateriales. Además, se trabajará para que éstos sean reconfigurables en frecuencia.

Bibliografía

- [1] R.J. Cameron, C.M. Kudsia, and R.R. Mansour: “Microwave filters for communication systems : fundamentals, design, and applications”. Wiley-Interscience, 2007.
- [2] J. S. G. Hong and M. J. Lancaster: “Microstrip Filters for RF/Microwave Applications”. New York: Wiley, 2001.
- [3] R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla: “Metamaterials with Negative Parameters: Theory, Design and Microwave Applications”. John Wiley & Sons, 2007.
- [4] C. Caloz, and T. Itoh: “Electromagnetic Metamaterials; Transmission line theory and Microwave Applications”. John Wiley & Sons, 2005.
- [5] V. G. Veselago: “The electrodynamic of substances with simultaneously negative value of permittivity and permeability”. Soviet Phys. USP, vol. 10, no. 4, pp. 509-514, 1968.
- [6] K. Seo: “Planar microstrip-to-waveguide transition in millimeter-wave band”. Cap. 11, p. 249-276, 2013.
- [7] C. P. Wen: “Coplanar waveguide: a surface strip transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic applications”. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 17, n°12, pp. 1087-1090, 1969.
- [8] D. Deslandes, and K. Wu: “Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form”. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 11, n°2, pp. 68-70, 2001.
- [9] W. Hong, B. Liu, Y. Wang, Q. Lai, H. Tang, X. X. Yin, Y. D. Dong, Y. Zhang, and K. Wu: “Half mode substrate integrated waveguide: a new guided wave structure for microwave and millimeter wave application”. IEEE, 2006 Joint 31st International Conference on Infrared Millimeter Waves and 14th International Conference on Terahertz Electronics, 2006.
- [10] M. Abdolhamidi, A. Enayati, M. Shahabadi, and R. Faraji-Dana: “Wideband single-layer DC-decoupled substrate integrated waveguide (SIW)-to-microstrip

- transition using an interdigital configuration”. IEEE, 2007 Asia-Pacific Microwave Conference, 2007.
- [11] A. Suntives: “High-speed data transmission using substrate integrated waveguide-type interconnects”. Tesis doctoral, Universidad de Montreal, Quebec, Canada, febrero 2009.
- [12] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Ribbins and W. J. Stewart: “Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena”. IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques, vol. 47, no. 11, pp. 2075-2084, 1999.
- [13] J. de Dios Ruiz: “Análisis y diseño de filtros compactos de microondas basados en cristales electromagnéticos y resonadores metamateriales”. Tesis doctoral, Universidad Politécnica de Cartagena, España, diciembre 2015.
- [14] F. Falcone et al.: "Babinet principle applied to the design of metasurfaces and metamaterials". Physical Review Letters, vol. 93, no. 19, pp. 197401-4, 2004.
- [15] Q. Lai, C. Fumeaux, W. Hong, and R. Vahldieck: “Characterization of the propagation properties of the half-mode substrate integrated waveguide”. IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques, vol. 57, pp. 1996–2004, 2009.
- [16] H. Kumar, R. Jadhav, and S. Rande: “A review on substrate integrated waveguide and its microstrip interconnect”. IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering, Vol. 3, no. 5, pp. 36-40, 2012.
- [17] F. Xu, and K. Wu: “Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide”. IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques, vol. 53, no. 1, pp. 66–73, 2005.
- [18] Juan de Dios Ruiz, Juan Hinojosa, and Alejandro Álvarez Melcón: “Microstrip notch filters based on open interconnected Split ring resonators (OISRRs)”. Applied Physics A (Materials Sciences & Processing), vol. 112, pp. 263-267, 2013.
- [19] Michael Hiebel: “Fundamental of Vector Network Analysis”. Rohde & Schwarz GmbH & Co., 2005.