

# UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación

## **DISEÑO DE FILTROS COMPACTOS CON MÚLTIPLES BANDAS ELIMINADAS EN TECNOLOGÍA DE GUÍA DE ONDA INTEGRADA EN SUSTRATO MEDIANTE UN RESONADOR BIPLANO CON MÚLTIPLES ANILLOS ABIERTOS**

TRABAJO FIN DE GRADO

GRADO EN INGENIERÍA EN SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN

Autor: ANTONIO MANUEL MARTÍNEZ PUJALTE

Director: JUAN HINOJOSA JIMÉNEZ

Codirector: FÉLIX LORENZO MARTÍNEZ VIVIENTE





## AGRADECIMIENTOS

A mis padres Andrés y Conchi, por su apoyo incondicional durante todos los días de mi vida, gracias a ellos soy la persona que soy hoy en día, es especial a mi padre, que en paz descanse, por esos viajes de ida y vuelta a la estación, sin él no hubiese sido posible.

A mi hermano Andrés, por estar siempre ahí, aunque a veces discutamos más de la cuenta.

A mis padrinos, tíos y primos, porque no podría tener una familia mejor.

Al director de este proyecto Juan Hinojosa, por estar siempre disponible para resolver cualquier duda y problema que tenía acerca del proyecto.

## ÍNDICE GENERAL

1.Introducción.....	11
2. Tecnologías de guías integradas en sustrato (SIW y HMSIW).....	14
2.1. Introducción a la tecnología SIW.....	14
2.2. Introducción a la tecnología HMSIW.....	17
2.3. Transición microstrip-HMSIW.....	18
3. Medios de Veselago.....	21
3.1. Introducción a los metamateriales.....	21
3.2. Medios de Veselago.....	23
3.3. Resonadores con anillos abiertos.....	26
3.3.1. Resonador biplano de anillos abiertos (Broadside Coupled Open Split Ring Resonators, BC-OSRR).....	28
3.3.2. Resonadores BC-OSRR multianillos.....	32
4. Diseño, simulación y análisis de los filtros multibandas eliminadas en tecnología HMSIW cargados con resonadores BC-OSRR multianillos.....	36
4.1. Introducción al simulador HFSS.....	36

4.2. Filtros HMSIW multibandas eliminadas con celdas BC-OSRR multianillos.....	39
4.2.1. Diseño, simulación y análisis de la guía HMSIW.....	39
4.2.2. Diseño, simulación y análisis de los filtros HMSIW multibandas eliminadas.....	42
4.2.3. Análisis de las pérdidas por radiación de los filtros HMSIW multibandas eliminadas.....	57
5. Fabricación y medidas de los filtros HMSIW multibandas eliminadas con resonadores BC-OSRR multianillos.....	60
5.1. Fabricación.....	60
5.2. Medidas.....	64
6. Conclusiones y líneas futuras.....	70

## ÍNDICE DE FIGURAS

<b>Figura 1.1:</b> Representación del espectro electromagnético [1].....	11
<b>Figura 2.1:</b> Estructura de la guía de onda integrada en sustrato (SIW) [7].....	15
<b>Figura 2.2:</b> Comparación entre las estructuras SIW y HMSIW.....	17
<b>Figura 2.3:</b> Distribución del modo fundamental en HMSIW y SIW [11].....	18
<b>Figura 2.4:</b> (a) Modelo de línea microstrip y taper microstrip. (b) Transición microstrip-SIW [12]. (c) Transición microstrip-HMSIW.....	19
<b>Figura 3.1:</b> Concepto de metamaterial según su elemento periódico constitutivo [17].....	22
<b>Figura 3.2:</b> Clasificación de los medios según sus características electromagnéticas [18].....	23
<b>Figura 3.3:</b> Relación de los vectores para un medio zurdo (LHM) y un medio convencional (RHM) [18].....	25
<b>Figura 3.4:</b> Clasificación de los resonadores basados en anillos abiertos [20].....	27
<b>Figura 3.5:</b> HMSIW cargada con una celda BC-OSRR: (a) Vista superior. (b) Vista inferior. (c) Vista 3-D de la conexión entre la celda BC-OSRR y la HMSIW [5].....	28
<b>Figura 3.6:</b> Circuito equivalente de la guía HMSIW cargada con la celda BC-OSRR [5].....	29
<b>Figura 3.7:</b> Simulaciones circuitales de la respuesta de una guía HMSIW cargada con una celda BC-OSRR. (a) Frecuencia de resonancia a 4 GHz. (b) Frecuencia de resonancia a 6 GHz.....	31

<b>Figura 3.8:</b> Celda BC-OSRR con dos anillos superiores y uno anillo inferior (variante 1): (a) Vista superior. (b) Vista inferior. (c) Vista 3-D de la conexión entre la celda BC-OSRR y la HMSIW.....	32
<b>Figura 3.9:</b> Celda BC-OSRR con dos anillos superiores y dos anillos inferiores (variante 2): (a) Vista superior. (b) Vista inferior. (c) Vista 3-D de la conexión entre la celda BC- OSRR y la HMSIW.....	33
<b>Figura 3.10:</b> Circuito equivalente de la HMSIW cargada con una de las dos variantes de la celda BC-OSRR.....	34
<b>Figura 3.11:</b> Simulaciones circuitales de la respuesta de una estructura HMSIW cargada con una celda BC-OSRR con dos anillos superiores y uno anillo inferior (variante 1).....	35
<b>Figura 4.1:</b> (a) Interfaz gráfica de HFSS [26]. (b) Diagrama de flujo de HFSS [26]....	38
<b>Figura 4.2:</b> Guía HMSIW en HFSS. (a) Cobre como conductor finito. (b) Caja de radiación. (c) Puerto de excitación.....	41
<b>Figura 4.3:</b> Respuesta (parámetros S) de la guía HMSIW con los parámetros de diseño de la Tabla 4.1.....	42
<b>Figura 4.4:</b> Estructura de una guía HMSIW cargada con una celda BC-OSRR. (a) Vista superior. (b) Vista inferior.....	43
<b>Figura 4.5:</b> Frecuencia de resonancia de una estructura HMSIW cargada con una celda BC-OSRR en función de: (a) Radio del anillo $r$ . (b) Ancho del anillo $c$ .....	43
<b>Figura 4.6:</b> Estructura HMSIW cargada con una celda BC-OSRR con doble anillo en la parte superior y uno en la parte inferior (variante 1). (a) Vista superior. (b) Vista inferior.....	44

<b>Figura 4.7:</b> Relación entre las frecuencias de resonancia y el radio del anillo mayor (radio menor constante $r_2 = 1.25$ mm) para la estructura de la Figura 4.6.....	45
<b>Figura 4.8:</b> Respuesta (parámetros S) de la estructura HMSIW (Figura 4.6) cargada con una celda BC-OSRR con doble anillos en la parte superior y uno en la parte inferior (variante 1).....	46
<b>Figura 4.9:</b> Estructura HMSIW cargada con una celda BC-OSRR con doble anillos superiores en la parte superior e inferior (variante 2). (a) Vista superior. (b) Vista inferior.....	46
<b>Figura 4.10:</b> Relación entre las frecuencias de resonancia y radio del anillo mayor (radio menor constante $r_2 = 1.15$ mm).....	48
<b>Figura 4.11:</b> Respuesta (parámetros S) de la estructura HMSIW (Figura 4.9) cargada con una celda BC-OSRR con doble anillos en la parte superior e inferior (variante 2) y una ventana $D_1 = D_2 = 4 \times r_1$ .....	48
<b>Figura 4.12:</b> Respuesta (parámetros S) de la estructura HMSIW (Figura 4.9) cargada con una celda BC-OSRR con doble anillos en la parte superior e inferior (variante 2) y una ventana $D_1 = D_2 = 6 \times r_1$ .....	49
<b>Figura 4.13:</b> Transición microstrip-HMSIW: (a) Vista superior de la transición. (b) Vista lateral del puerto.....	51
<b>Figura 4.14:</b> Respuesta de la guía HMSIW con la transición microstrip-HMSIW.....	52
<b>Figura 4.15.</b> Estructura HMSIW cargada con una celda BC-OSRR con doble anillo superior y uno inferior (variante 1), y una transición microstrip-HMSIW.....	53



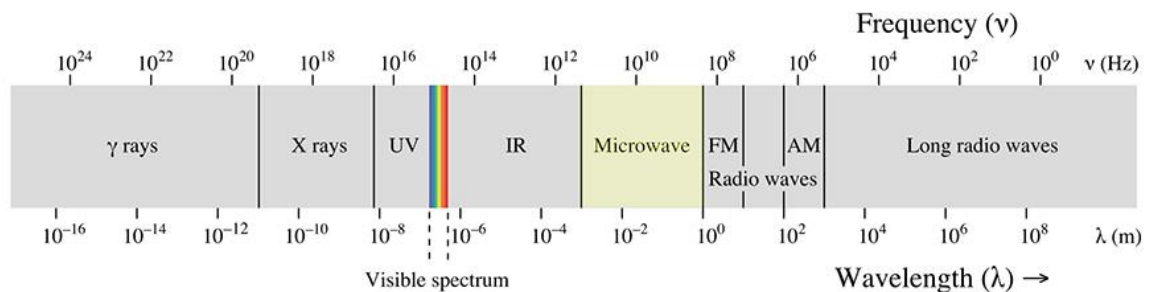
<b>Figura 4.16:</b> Respuesta (parámetros S) de la estructura HMSIW (Figura 4.14) cargada con una celda BC-OSRR con doble anillos en la parte superior y uno en la parte inferior (variante 1). (a) $W_{HMSIW} = 13.548$ mm. (b) $W_{HMSIW} = 11.927$ mm.....	54
<b>Figura 4.17.</b> Estructura HMSIW cargada con una celda BC-OSRR con doble anillo superior e inferior (variante 2), y una transición microstrip-HMSIW.....	55
<b>Figura 4.18:</b> Respuesta (parámetros S) de la estructura HMSIW (Figura 4.16) cargada con una celda BC-OSRR con doble anillos en la parte superior e inferior (variante 2). (a) $W_{HMSIW} = 13.548mm$ (superior). (b) $W_{HMSIW} = 11.677mm$ (inferior).....	56
<b>Figura 4.19:</b> Pérdidas por radiación en la estructura HMSIW con celda BC-OSRR con doble anillo superior y un anillo inferior (variante 1).....	58
<b>Figura 4.20:</b> Pérdidas por radiación en la estructura HMSIW con celda BC-OSRR con doble anillo superior e inferior (variante 2).....	59
<b>Figura 5.1.</b> Microfresadoras: (a) LPKF Protomat S62. (b) LPKF Protolaser.....	60
<b>Figura 5.2:</b> Estructura realizada por las microfresadoras: (a) Agujeros y vías sin metalizar. (b) Circuito terminado.....	61
<b>Figura 5.3:</b> Estructura HMSIW con celda BC-OSRR con doble anillo superior y un anillo inferior (variante 1). (a) Vista superior. (b) Vista inferior.....	62
<b>Figura 5.4:</b> Estructura HMSIW con celda BC-OSRR con doble anillo superior e inferior (variante 2). (a) Vista superior. (b) Vista inferior.....	63
<b>Figura 5.5:</b> Analizador de redes de Rohde&Schwarz (modelo ZVA67).....	64
<b>Figura 5.6:</b> Proceso de calibración del analizador de redes.....	65
<b>Figura 5.7:</b> Proceso de medición de un filtro elimina multibanda.....	66

**Figura 5.8:** Respuestas  $S_{11}$  y  $S_{21}$  del filtro HMSIW con la celda BC-OSRR con doble anillo superior y un anillo inferior (variante 1).....67

**Figura 5.9:** Respuestas  $S_{11}$  y  $S_{21}$  del filtro HMSIW con la celda BC-OSRR con doble anillo superior e inferior (variante 2).....68

## 1. Introducción

En la actualidad, los sistemas de comunicación desempeñan un papel importante tanto en los principales sectores económicos de tipo científico, tecnológico y social, como en aplicaciones de seguridad y defensa. En este proyecto fin de estudios, trabajaremos en el rango de frecuencias de microondas. Las frecuencias de microondas están comprendidas entre 30 MHz y 300 GHz. En la figura 1.1 se puede observar las diferentes zonas del espectro electromagnético. El rango de las frecuencias de microondas se sitúa entre las frecuencias de radiofrecuencias y de infrarrojos.



**Figura 1.1:** Representación del espectro electromagnético [1].

A las frecuencias de microondas los filtros tienen un papel importante para dejar pasar o rechazar ciertas bandas de frecuencias. Dentro de los sistemas de comunicación modernos, los filtros multibandas en tecnología plana son de gran interés tienen una gran importancia, debido a su bajo coste de fabricación y a la reducción de la complejidad de los sistemas de comunicación. Como consecuencia, diferentes filtros principalmente de tipo paso-banda basados en resonadores de impedancia escalonada, resonadores de anillos abiertos en cascada o stubs han sido desarrollados estos últimos años [2][3]. Estos filtros suelen tener un gran tamaño y unas altas pérdidas de inserción.

En este proyecto nos hemos centrado en el diseño de filtros multibandas eliminadas para eliminar señales espurias, dado que éstos no han sido estudiados tanto como los filtros de tipo paso-banda y paso-bajo. Los filtros de banda eliminada con respecto a los filtros paso-banda presentan la ventaja de bajas pérdidas de inserción en la banda de paso, debido a que sus resonadores resuenan a la frecuencia de rechazo en lugar de la frecuencia de paso. Para el diseño de estos filtros nos hemos inspirados en diseños similares a los filtros multibandas eliminadas basados en resonadores de anillos abiertos [4]. Los filtros multibandas eliminadas planteados en este proyecto se diseñarán en tecnología de guía de onda integrada en sustrato (Substrate Integrate Waveguide, SIW). El apartado 2 describe dicha tecnología y también la guía de media onda SIW (HMSIW, Half- Mode Substrate Integrated Waveguide), la cual permite realizar una conexión paralelo con los resonadores de anillos abiertos implicados en este proyecto.

En el tercer apartado se introducen unas nuevas estructuras artificiales, denominadas metamateriales, consideradas como unos de los grandes avances del siglo XXI. Dentro de las diferentes familias de metamateriales, nos centraremos en los medios de Veselago, dado que presentan las estructuras y las características necesarias para desarrollar los filtros planteados en este proyecto. Se introduce la celda biplano de anillos abiertos (Broadside Coupled Open Split Ring Resonators, BC-OSRR) [5] y se describe dos variantes multianillos de ésta. Ambas variantes permiten conseguir una doble banda eliminada.

En el apartado 4, se llevan cabo análisis y diseños de la guía HMSIW y de las estructuras HMSIW cargadas con las dos variantes de celda BC-OSRR mediante un simulador electromagnético comercial (HFSS). El análisis de estas estructuras ha permitido el desarrollo de un circuito equivalente, el cual será útil a la hora de diseñar los filtros HMSIW de doble banda eliminada de acuerdo con las especificaciones iniciales de

diseño. Estas especificaciones son: una frecuencia de corte de la HMSIW a 3 GHz, dos bandas eliminadas en 4 GHz y 5 GHz para la variante 1 de la celda BC-OSRR y dos bandas eliminadas en 4 GHz y 6 GHz para la variante 2.

En el apartado 5, se presenta el proceso de fabricación de las dos estructuras HMSIW basadas en las dos variantes de la celda BC-OSRR y los resultados de las medidas obtenidas mediante un analizador de redes.

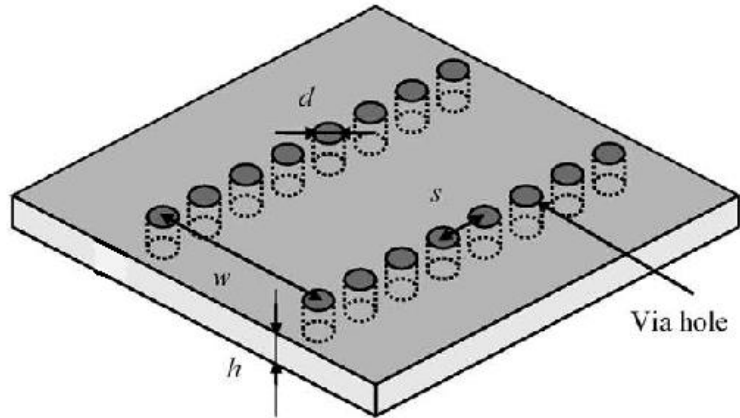
Finalmente, el último apartado 6 presenta las conclusiones de este proyecto y las líneas futuras.

## **2. Tecnologías de guías integradas en sustrato (SIW y HMSIW)**

### **2.1 Introducción a la tecnología SIW**

Las guías de onda rectangular es una tecnología 3D (3 dimensiones) que presentan varias ventajas en aplicaciones de microondas tales como un elevado factor de calidad y la posibilidad de manejar altas potencias. Por otro lado, la tecnología plana (de dos dimensiones, 2D) tiene un menor coste de fabricación y peso. Por ello, surgió la tecnología de circuitos integrados en sustrato (Substrate Integrated Circuit, SIC) con el fin de combinar las ventajas de ambas tecnologías 2D y 3D [6]. Además, otra ventaja de los SIC es la posibilidad de unir componentes pasivos y activos en un mismo circuito.

Dentro de la tecnología SIC, la tecnología de guía de onda integrada en sustrato (Substrate integrated waveguide, SIW) es la opción más desarrollada y popular [6], dado que trasladar la técnica de diseño de una guía de onda convencional a la tecnología SIW es relativamente fácil. La tecnología SIW (Figura 2.1) está formada por dos planos conductores y de un sustrato dieléctrico confinado entre ambos. Los dos planos conductores realizan las funciones de paredes horizontales de la guía de onda horizontal. Por otra parte, las dos filas de postes metalizados realizan la función de las paredes verticales. De esta manera conseguimos que la onda electromagnética que se está propagando quede confinada dentro del dieléctrico.



**Figura 2.1:** Estructura de la guía de onda integrada en sustrato (SIW) [7].

Los parámetros físicos necesarios para el diseño de la guía de onda integrada en sustrato (SIW) son:

- $d$ : diámetro de los postes,
- $s$ : espaciado entre los postes,
- $W_{SIW}$ : anchura entre las dos filas de postes metalizados,
- $h$ : espesor del sustrato dieléctrico.

A la hora del diseño de la SIW [8] y minimizar las pérdidas de radiación, hay que cumplir con las dos siguientes expresiones relacionadas con  $d$  y  $s$ :

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \quad (2.1)$$

$$s < 2d \quad (2.2)$$

donde:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.3)$$

$$\lambda_c = \frac{c}{f_c} \quad (2.4)$$

Estas dos expresiones permiten que la SIW pueda ser considerada como una guía rectangular convencional, ya que las pérdidas de radiación llegan a ser despreciables. Otro aspecto a tener en cuenta es trabajar a una frecuencia superior a la frecuencia de corte del modo TE<sub>10</sub>. Para ello, el ancho de la guía de onda equivalente ( $W_{eff,SIW}$ ) debe cumplir con la siguiente ecuación [9]:

$$W_{eff,SIW} = \frac{c}{2f_{cTE10}\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.5)$$

Las frecuencias de corte de los modos TE<sub>10</sub> y TE<sub>20</sub> dependen de los parámetros  $d$ ,  $s$  y  $W_{SIW}$ , y se obtienen analíticamente a partir de las siguientes ecuaciones [10]:

$$f_{cTE10} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left( W_{SIW} - \frac{d^2}{0.95s} \right)^{-1} \quad (2.6)$$

$$f_{cTE20} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left( W_{SIW} - \frac{d^2}{1.1s} - \frac{d^3}{6.6s^2} \right)^{-1} \quad (2.7)$$

También es necesario que se cumplan las siguientes expresiones para hacer un buen uso de las ecuaciones de las frecuencias de corte de los modos:

$$s < \lambda_0\sqrt{\epsilon_r}/2 \quad (2.8)$$

$$s < 4d \quad (2.9)$$

$$W_{SIW} = W_{eff,SIW} + \frac{d^2}{0.95s} \quad (2.10)$$

A partir de estas expresiones se pueden conseguir la respuesta paso alto de la SIW deseada.



## 2.2 Introducción a la tecnología HMSIW

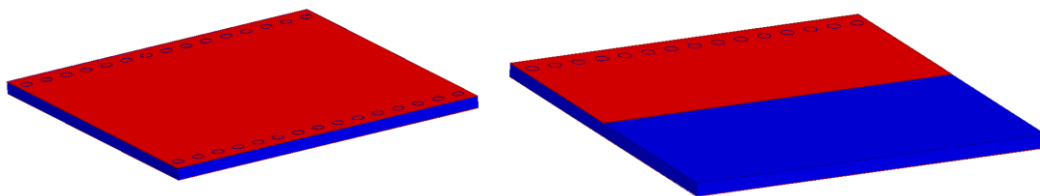
En muchas aplicaciones, las guías SIW son demasiadas anchas. Por ello, se desarrolló una variante, denominada *Half-Mode Substrate Integrated Waveguide* (HMSIW) [11], que reducen la anchura de la guía SIW a la mitad, como se puede comparar en la Figura 2.2. Los parámetros de diseño de la guía SIW son válidos para la guía HMSIW, excepto el valor de  $W_{HMSIW}$  que es aproximadamente la mitad de  $W_{SIW}$ :

$$W_{eff,HMSIW} = \frac{W_{eff,SIW}}{2} + \Delta W \quad (2.11)$$

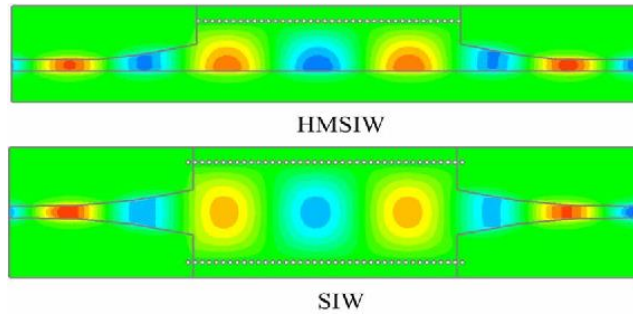
donde el ancho adicional  $\Delta W$  que tiene en cuenta los efectos de bordes de los campos se puede determinar a partir de la siguiente expresión normalizada con la altura del sustrato  $h$ :

$$\frac{\Delta W}{h} = \left(0.05 + \frac{0.3}{\epsilon_r}\right) \times \ln \left(0.79 \frac{(W_{eff,SIW}/2)^2}{h^3} + \frac{104W_{eff,SIW}/2 - 261}{h^2} + \frac{38}{h} + 2.77\right) \quad (2.12)$$

La guía HMSIW (Figura 2.2) se obtiene cortando la guía SIW por el plano de simetría en la dirección de propagación del modo fundamental, actuando este plano como un muro magnético, por lo que no se verá afectada la transmisión del modo fundamental por esta nueva guía de onda (Figura 2.3).



**Figura 2.2:** Comparación entre las estructuras SIW y HMSIW.

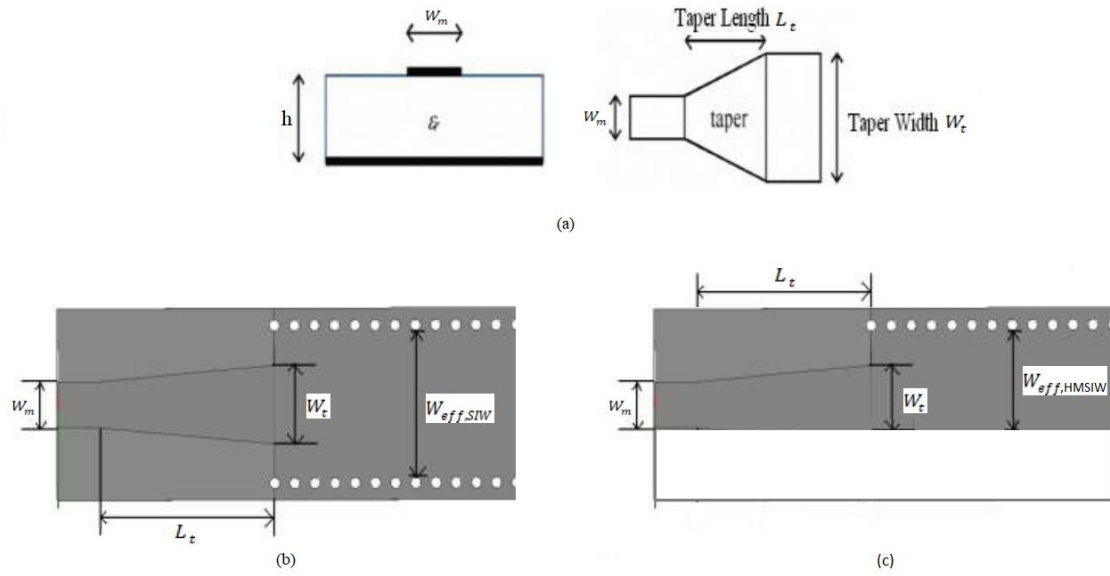


**Figura 2.3:** Distribución del modo fundamental en HMSIW y SIW [11].

Como consecuencia de utilizar la guía HMSIW, se puede disminuir el área de la guía SIW sin necesidad de aumentar la complejidad de su fabricación. Además, el diseño de los filtros (multibandas eliminadas) desarrollados en este proyecto no serían posibles sin la estructura HMSIW.

### 2.3 Transición HMSIW-microstrip

Para realizar las medidas de los filtros desarrollados en este proyecto con un analizador de redes, se ha añadido una transición microstrip a HMSIW como en la Figura 2.4 [12]. Este tipo de transición permite conseguir un amplio rango de frecuencias de adaptación amplio y altas prestaciones, comparado con otras transiciones [13]



**Figura 2.4:** (a) Modelo de línea microstrip y taper microstrip. (b) Transición microstrip-SIW [12]. (c) Transición microstrip-HMSIW.

Esta transición microstrip-HMSIW está compuesta por dos parámetros a optimizar: la longitud  $L_t$  y la anchura de la transición  $w_t$  [12]:

$$\frac{w_t}{w_{eff,HMSIW}} \approx 0.4 \quad (2.13)$$

$$\frac{\lambda_g}{2} < L_t < \lambda_g \quad (2.14)$$

Otro parámetro a tener en cuenta es  $w_m$ , correspondiente a la anchura de la línea microstrip para una impedancia característica  $Z_0 = 50 \Omega$ .  $w_m$  se puede calcular analíticamente mediante las expresiones 2.16 y 2.17 extraídas de [14]:

$$\frac{W_m}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{for } W_m/h < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{for } W_m/h > 2, \end{cases} \quad (2.16)$$

donde en la ecuación 2.17 los valores de los parámetros A y B son:

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

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}. \quad (2.17)$$

La optimización de la transición microstrip-HMSIW añadida a los filtros desarrollados en este proyecto se realizará a partir de las ecuaciones (2.13) a (2.17).

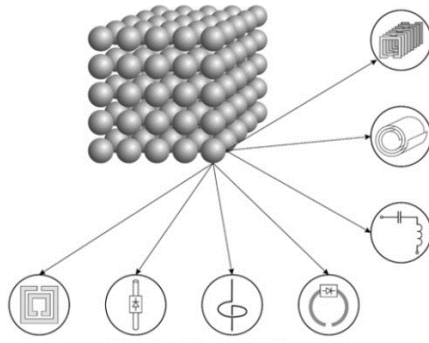
### **3. Medios de Veselago**

#### **3.1. Introducción a los metamateriales**

A principios del siglo XXI, apareció una nueva serie de estructuras artificiales, denominada metamateriales, que incrementó las líneas de investigación en diferentes campos como el electromagnetismo, física, telecomunicaciones, entre otros. Además, la prestigiosa revista *SCIENCIE* consideró los metamateriales como uno de los diez grandes avances del siglo XXI [15].

Aunque no existe una definición universalmente aceptada de metamaterial, podemos definir los metamateriales como “materiales que exhiben propiedades que no se encuentran en sus elementos constituyentes ni han sido observados en la naturaleza” [16]. Es decir, las propiedades de los metamateriales son diferentes a las de los elementos que lo forman, y no se pueden encontrar en la naturaleza ya que solamente se pueden producir artificialmente. Estos metamateriales están compuestos por unos elementos estructurales artificiales, denominadas celdas, que se agrupan de forma periódica formando una red similar a la red ordenada de un cristal. Estas celdas pueden ser diseñadas de diferentes maneras con el fin de encontrar un objetivo específico, como se puede observar en la Figura 3.1.

En el rango de frecuencias de microondas y en el campo de las telecomunicaciones, los metamateriales se pueden aplicar en diferentes aplicaciones: realización de antenas y arrays de antenas, diplexores, multiplexores, filtros, etc.



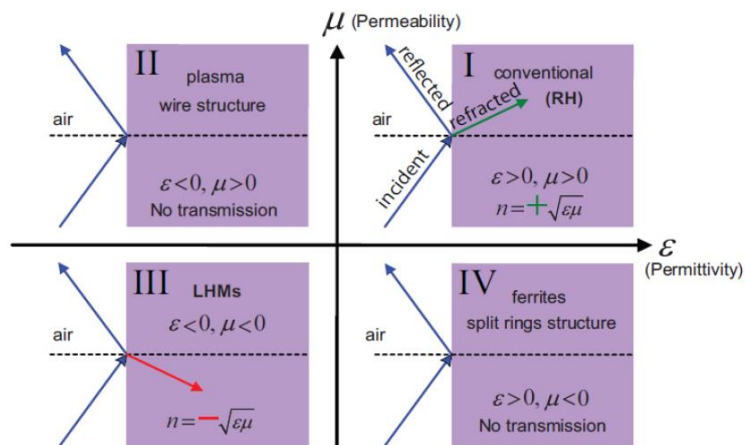
**Figura 3.1:** Concepto de metamaterial según su elemento periódico constitutivo [17].

La permitividad eléctrica  $\varepsilon$  y la permeabilidad magnética  $\mu$  son dos de las propiedades efectivas del medio que definen el comportamiento electromagnético de un metamaterial, ya que estas influyen directamente en su índice de refracción  $n$ :

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

Según las diferentes combinaciones de signo de la permitividad eléctrica  $\varepsilon$  y la permeabilidad magnética  $\mu$  se pueden obtener cuatro medios con diferentes características, como se puede observar en la Figura 3.2. Si la permitividad eléctrica y la permeabilidad magnética son positivas ( $\varepsilon+$ ,  $\mu+$ ), el medio tendrá un índice de refracción positivo y se encontrará en el cuadrante I (medio doble positivo, Double Positive mediumS, DPS). La mayoría de los materiales que se encuentran en la naturaleza se encuentran en este cuadrante. Si la permitividad eléctrica es negativa y la permeabilidad magnética es positiva ( $\varepsilon-$ ,  $\mu+$ ), el medio tendrá un índice de refracción negativo y, por tanto, se encontrará en el cuadrante II (medio de épsilon negativa, Epsilon NeGative, ENG). A ciertas frecuencias, se puede encontrar plasmas y metales nobles que presentan estas características. Si la permitividad eléctrica es positiva y la permeabilidad magnética es negativa ( $\varepsilon+$ ,  $\mu-$ ), el medio tendrá un índice de refracción negativo y se encontrará

en el cuadrante IV (mu negativa, Mu NeGative, MNG). A ciertas frecuencias, se puede encontrar algunos materiales girotrópicos que presentan estas características. Finalmente, si la permitividad eléctrica y la permeabilidad magnética son negativas ( $\epsilon-, \mu -$ ), el medio tendrá un índice de refracción negativo y se encontrará en el cuadrante III (medio doble negativo, Double NeGative, DNG). Estos medios son denominados medios de Veselago y son de gran interés para desarrollar los filtros de este proyecto.



**Figura 3.2:** Clasificación de los medios según sus características electromagnéticas [18].

### 3.2. Medios de Veselago

Entre los diferentes tipos de metamateriales, los medios de Veselago han generado un gran interés en la comunidad científica. En el año 1968, el físico Victor Veselago [19] propuso por primera vez, de forma teórica, que un material puede presentar al mismo tiempo una permitividad real y una permeabilidad real negativas. Este material presentaría las siguientes propiedades [20]:

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

A este medio, también se le denomina medio zurdo (Left-Handed Material, LHM), dado que los vectores de campo eléctrico, campo magnético y número de onda componen una triada zurda en lugar de una triada diestra como en un medio convencional (Right-Handed Material, RHM). Esto es debido a la influencia del signo negativo en las partes reales de la permitividad eléctrica  $\epsilon$  y la permeabilidad magnética  $\mu$  en las ecuaciones de Maxwell [21]. Para un medio convencional (RHM), las leyes de Faraday y de Ampère se escriben:



$$\vec{K} \times \vec{E} = w\mu\vec{H} \quad (3.2)$$

$$\vec{K} \times \vec{H} = -w\varepsilon\vec{E} \quad (3.3)$$

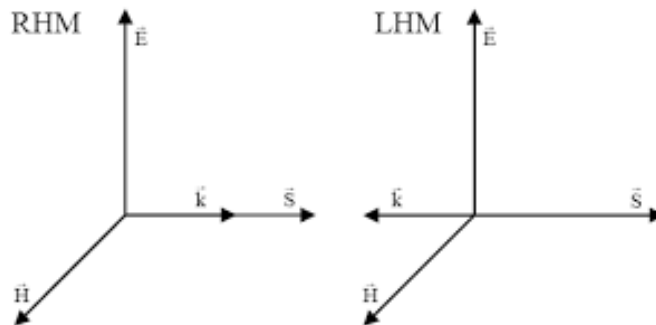
mientras que para un medio zurdo (LHM):

$$\vec{K} \times \vec{E} = -w\mu\vec{H} \quad (3.4)$$

$$\vec{K} \times \vec{H} = +w\varepsilon\vec{E} \quad (3.5)$$

Estas dos ecuaciones se obtienen al reducir las ecuaciones de Maxwell al considerar la propagación de una onda monocromática, donde  $w$  es la frecuencia de radiación monocromática. Finalmente, la dirección de propagación de un medio zurdo es contraria a la dirección de propagación en un medio convencional, como se puede deducir del vector de Poynting y observar en la Figura 3.3.

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

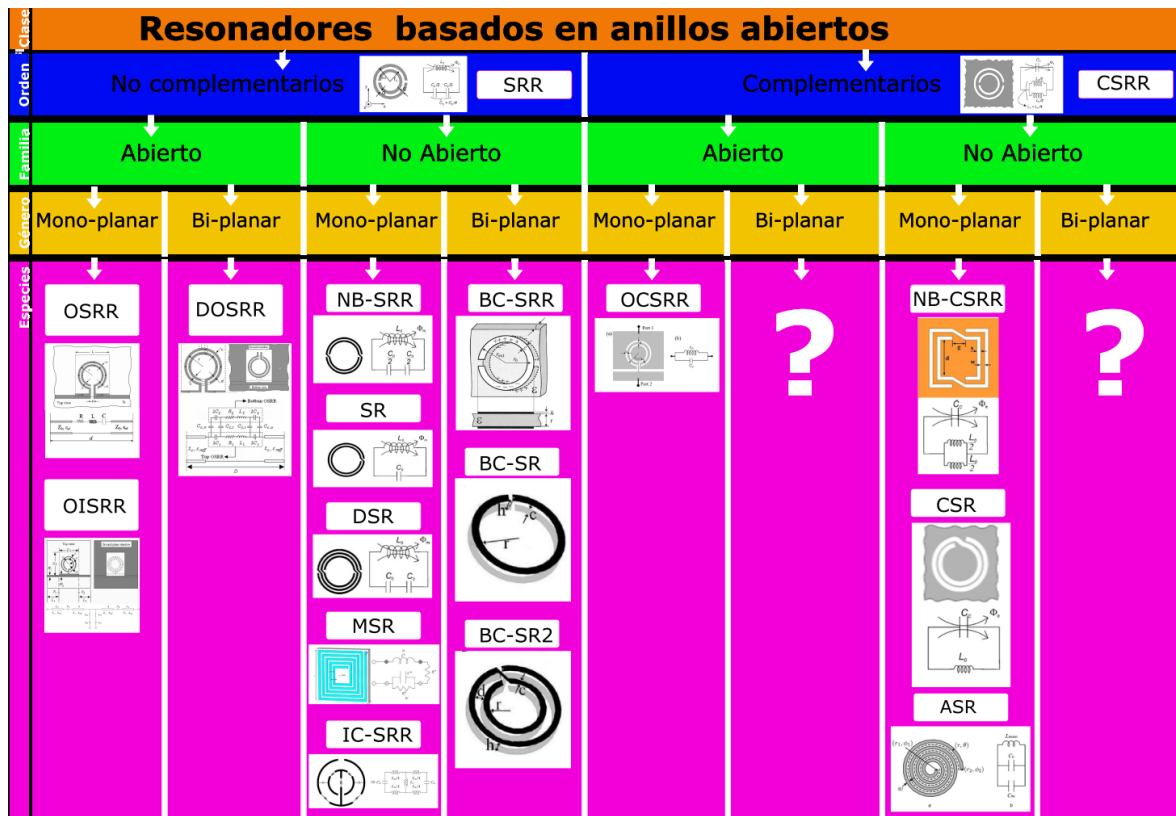


**Figura 3.3:** Relación de los vectores para un medio zurdo (LHM) y un medio convencional (RHM) [18].

Los medios de Veselago son medios efectivos. Presentan una longitud de onda electromagnética mayor a que la estructura de las celdas que componen el metamaterial, por lo que la señal lo percibe como un medio homogéneo. Por tanto, podemos definir una permitividad efectiva  $\epsilon_{eff}$  y una permeabilidad efectiva  $\mu_{eff}$  para este medio. Cuando estos dos parámetros son negativos hablamos de materiales zurdos. En la década de los noventa se sintetizó el primer medio zurdo [22], compuestos por dos matrices periódicas superpuestas formadas por varillas metálicas equidistantes para aportar la  $\epsilon_{eff}$  negativa y resonadores basados en anillos abiertos metálicos para aportar la  $\mu_{eff}$  negativa. En el siguiente apartado, se profundizará en las diferentes celdas basadas en estos resonadores en anillos abiertos que se han desarrollado hasta ahora.

### **3.3. Resonadores basados en anillos abiertos.**

Una de las características que generan más interés en los metamateriales es la de poder integrarse en la tecnología planar, sin que afecte de forma significativa en las dimensiones del material en el que se va a integrar. En este trabajo, se utilizará estos metamateriales para el diseño de dos filtros multibandas eliminadas en el rango de frecuencia de microondas. Estos filtros se llevarán a cabo mediante resonadores basados en anillos SRR (Split-Ring Resonator) [23]. La celda SRR está formada por dos anillos abiertos coplanares concéntricos. Con estos resonadores obtenemos una respuesta frecuencial que nos permite eliminar una banda frecuencial a su frecuencia de resonancia. Esta celda es la base de las diferentes tipologías de resonadores de anillos definidas hasta ahora y recogidas en la Figura 3.4.



**Figura 3.4:** Clasificación de los resonadores basados en anillos abiertos [20].

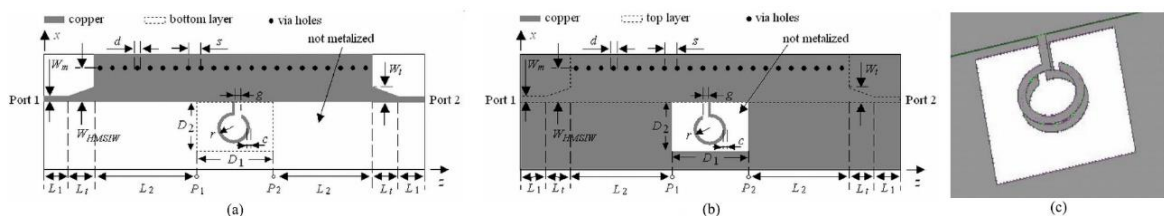
Los dos grandes grupos en los que se clasifican los resonadores basados en anillos son los no complementarios (SRR) y los complementarios (CSRR). La principal diferencia entre ambos es que los CSRR se excitan mediante corrientes y campos eléctricos mientras que los SRR se excitan mediante corrientes y campos magnéticos. Dentro de estos dos grupos, cada uno de ellos puede dividirse en abierto. Esta configuración requiere de un terminal de entrada y de salida conectados al resonador para que sea excitado por una fuente de corriente o tensión. Finalmente, esta configuración abierta se puede dividir a su vez en mono-planar y bi-planar. Los resonadores abiertos de tipo mono-planar tienen todos sus elementos constitutivos en el mismo plano, mientras que los resonadores abiertos de tipo bi-planar poseen sus elementos constitutivos en dos planos diferentes.

En este trabajo se utilizará una versión modificada del resonador mono-plano de anillos abiertos (Open Interconnected Split Ring Resonators, OISRR) [24]: el resonador biplano de anillos abierto (Broadside-Coupled Open Split Ring Resonators, BC-OSRR) [5]. El uso de este resonador se debe a que nos permitirá realizar filtros compactos rechazo banda a bajo coste.

### 3.3.1. Resonador biplano de anillos abiertos (Broadside Coupled Open Split Ring Resonators, BC-OSRR)

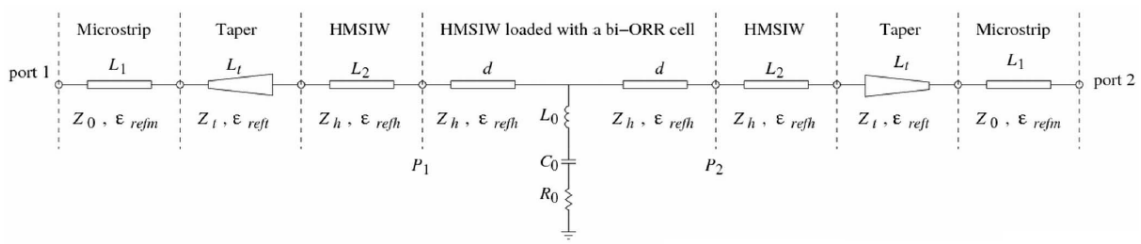
En este apartado se muestra una nueva versión de la celda OISRR [24], denominada celda BC-OSRR [5], conectada a una guía HMSIW. En un primer lugar, se presenta su estructura y a continuación su circuito equivalente. Finalmente, se propone unas ecuaciones que permiten determinar los elementos del circuito equivalente.

La Figura 3.5 muestra la celda BC-OSRR conectada a una guía HMSIW. Consta de dos anillos superpuestos separados por un sustrato. Las dimensiones de la celda BC-OSRR son: el radio  $r$ , la anchura del anillo resonador  $c$ , el hueco  $g$  y la ventana abierta sin metal con las dimensiones  $D_1 \times D_2$ . Esta celda permite generar una resonancia principal que se puede ajustar ajustando las dimensiones del anillo.



**Figura 3.5:** HMSIW cargada con una celda BC-OSRR: (a) Vista superior. (b) Vista inferior. (c) Vista 3-D de la conexión entre la celda BC-OSRR y la HMSIW [5].

La celda BC-OSRR funciona como un circuito resonante  $RLC$  serie, conectado en paralelo con una sección de guía HMSIW [5]. De este modo, al igual que en las celdas OISRR, se obtiene una respuesta frecuencial de tipo rechazo banda a la frecuencia de resonancia del circuito  $RLC$ . Unas de las ventajas de esta celda BC-OSRR en comparación con otras celdas basadas en resonadores de anillos abiertos (ORR, OISRR) son la reducción de las pérdidas de radiación y tamaño, y la mejora del nivel de rechazo [5]. La Figura 3.6 muestra el circuito equivalente de la guía HMSIW cargada con la celda BC-OSRR.



**Figura 3.6:** Circuito equivalente de la guía HMSIW cargada con la celda BC-OSRR

[5].

La celda está conectada a los puertos 1 y 2 mediante: dos líneas microstrip de longitud  $L_1$  con un ancho de línea  $W_m$  y una impedancia característica  $Z_0$ , dos transiciones microstrip-HMSIW de longitud  $L_t$  con un ancho de la línea diferente en cada extremo ( $W_m$  para la unión con línea microstrip y  $W_t$  para la unión con la sección HMSIW) y una impedancia característica  $Z_t$ , y dos secciones de guía HMSIW de longitud  $L_2$  con una impedancia característica  $Z_h$ . El circuito equivalente de la guía HMSIW cargada con una celda BC-OSRR corresponde a las dos secciones de guía HMSIW de longitud  $d = D_1$  (siendo  $D_1$

la dimensión longitudinal de la ventana abierta en la parte inferior de la estructura), en las que en el punto intermedio se une en paralelo un circuito resonante  $RLC$  serie. Considerando el circuito equivalente de la Figura 3.6, sin tener en cuenta las dos líneas microstrip de longitud  $L_1$ , las líneas de transición microstrip-HMSIW de longitud  $L_t$  los dos puertos terminan con la impedancia característica de la HMSIW  $Z_h$  para la propagación del modo fundamental  $TE_{10}$ [25] y la impedancia del circuito  $RLC$ ,  $Z = j\omega L_0 + 1/(j\omega C_0)$ , se puede definir el parámetro de transmisión  $S_{21}$  como:

$$S_{21} = \frac{1}{1+Z_h/(2Z)} \quad (3.7)$$

Los elementos  $L_0$  y  $C_0$  se pueden determinar a través de la ecuación 3.7 y el ancho de banda a 3 dB ( $\Delta f_0$ ). Asumiendo que  $f = f_0 + \Delta f_0$  y aproximaciones de banda estrecha [20],  $\Delta f_0 \ll f_0$  y  $(f/f_0 - f_0/f) \approx 2\Delta f_0/f_0$ , y la impedancia del circuito RLC se puede aproximar como:  $Z = j2\pi f_0 L_0 (2\Delta f_0/f_0)$ . Sustituyendo  $Z$  en la ecuación 3.5 y tomando el módulo de  $|S_{21}| = 0.707$  a la frecuencia de corte,  $\Delta f_0$  se puede calcular a partir de la siguiente expresión:

$$\Delta f_0 = Z_h \frac{1}{4\pi L_0} \quad (3.8)$$

y, de este modo, se puede determinar los elementos  $L_0$  y  $C_0$ :

$$L_0 = \frac{Z_h}{4\pi \Delta f_0} \quad (3.9)$$

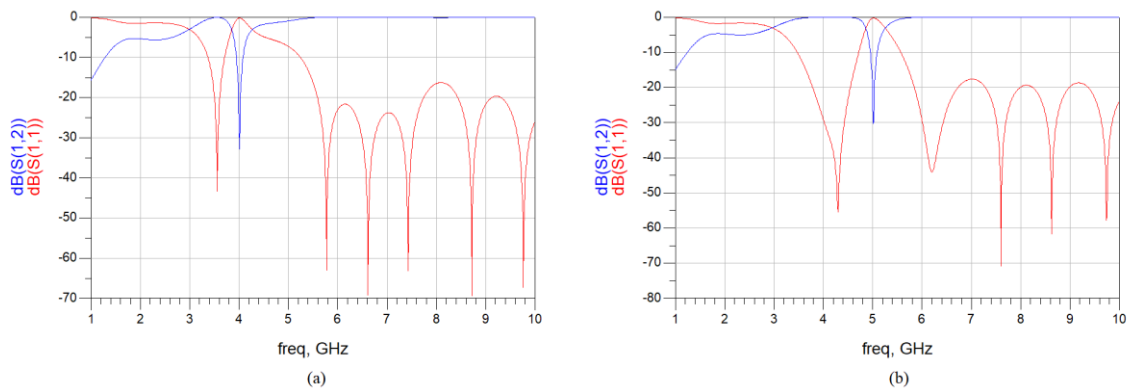
$$C_0 = \frac{1}{L_0} (2\pi f_0)^{-2} \quad (3.10)$$

Finalmente, el valor de  $R_0$  se obtiene a partir del factor de calidad  $Q_u$  y la medida del parámetro  $|S_{11}|$ :

$$Q_u = \frac{f_0}{\Delta f_0 (1-|S_{11}|_{f_0})} \quad (3.11)$$

$$R_0 = \frac{2\pi f_0 L_0}{Q_u} \quad (3.12)$$

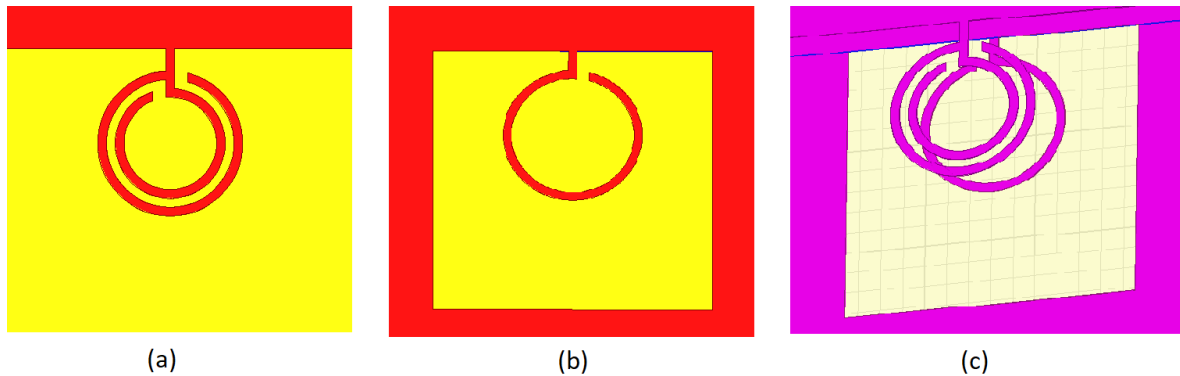
Considerando el circuito adaptado en el rango de frecuencias de trabajo ( $Z_0 = 50 \Omega$ ), los valores de los parámetros del circuito resonador  $RLC$  para una frecuencia de resonancia  $f_1 = 4$  GHz y un ancho de banda  $\Delta f_1 = 0.55$  GHz son:  $L_1 = 7.234$  nH,  $C_1 = 0.218$  pF y  $R_1 = 0.4 \Omega$ . Del mismo modo, se calculó los valores para una segunda frecuencia de resonancia a  $f_2 = 5$  GHz y un ancho de banda  $\Delta f_2 = 0.6$  GHz, que son:  $L_2 = 6.631$  nH,  $C_2 = 0.152$  pF y  $R_2 = 0.4 \Omega$ . La Figura 3.7 muestra los resultados obtenidos mediante simulaciones circuitales. El sustrato utilizado en estas simulaciones tiene una permitividad de  $\epsilon_r = 3.55$  y un espesor  $h = 1.524$  mm. Como se puede observar, se obtienen valores de rechazo superiores a 30 dB del parámetro de transmisión  $S_{21}$  a las frecuencias de resonancia de 4 GHz (Figura 3.7(a)) y 5 GHz (Figura 3.7(b)).



**Figura 3.7:** Simulaciones circuitales de la respuesta de una guía HMSIW cargada con una celda BC-OSRR. (a) Frecuencia de resonancia a 4 GHz. (b) Frecuencia de resonancia a 5 GHz.

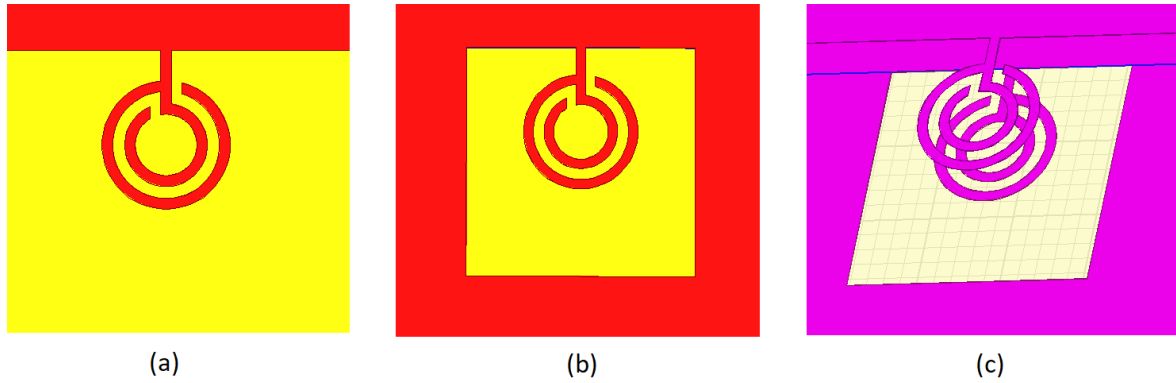
### 3.3.2. Resonadores BC-OSRR multianillos.

En este apartado, presentamos dos variantes de la celda BC-OSRR. La primera de ellas (variante 1) está definida por dos anillos en la parte superior y un anillo en la parte inferior (Figura 3.8), mientras que la segunda (variante 2) se obtiene a partir de dos anillos en la parte superior y dos anillos en la parte inferior (Figura 3.9). Para ambas celdas, los anillos de la parte superior e inferior están separados por un sustrato. Las dimensiones de estas celdas son: el radio del anillo mayor  $r_1$ , el radio del anillo menor  $r_2$ , la separación entre anillos  $s$ , la anchura del anillo resonador  $c$ , el hueco  $g$  y la ventana sin metal  $D_1 \times D_2$  que permite la impresión de los anillos inferiores. Estas celdas permiten generar dos resonancias que pueden ser ajustadas variando las dimensiones de los anillos.



**Figura 3.8:** Celda BC-OSRR con dos anillos superiores y uno anillo inferior (variante 1): (a) Vista superior. (b) Vista inferior. (c) Vista 3-D de la conexión entre la celda BC-OSRR y la HMSIW.



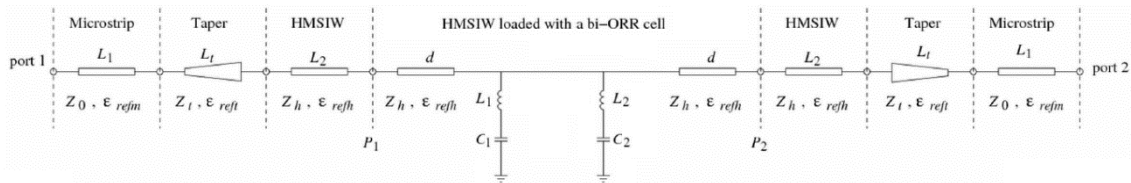


**Figura 3.9:** Celda BC-OSRR con dos anillos superiores y dos anillos inferiores (variante 2): (a) Vista superior. (b) Vista inferior. (c) Vista 3-D de la conexión entre la celda BC-OSRR y la HMSIW.

Como en el apartado anterior, el circuito equivalente de la celda BC-OSRR está basado en un circuito resonante  $LC$  serie conectado en paralelo a una guía de transmisión. A la frecuencia de resonancia del circuito  $LC$  se produce una banda de rechazo, proporcionando una respuesta en frecuencia del circuito equivalente de un filtro de tipo banda eliminada. Como consecuencia, se puede deducir de la celda BC-OSRR y de su circuito equivalente que el número de bandas eliminadas se puede aumentar añadiendo más anillos abiertos. Cada anillo añadido actuará como un resonador  $LC$  serie conectado en paralelo a la misma sección de guía de transmisión.

El circuito equivalente de las dos variantes de la celda BC-OSRR conectadas a una guía HMSIW está representado en la Figura 3.10. Consiste en dos circuitos resonantes  $LC$  series, conectados en paralelo entre dos secciones de guía HMSIW de longitud  $d = D_1$  (siendo  $D_1$  la dimensión longitudinal de la ventana abierta en la parte inferior de la estructura). Todas las secciones de guía HMSIW presentan la misma permitividad efectiva  $\epsilon_{refh}$  e impedancia característica  $Z_h$ . Los puertos de entrada y salida son

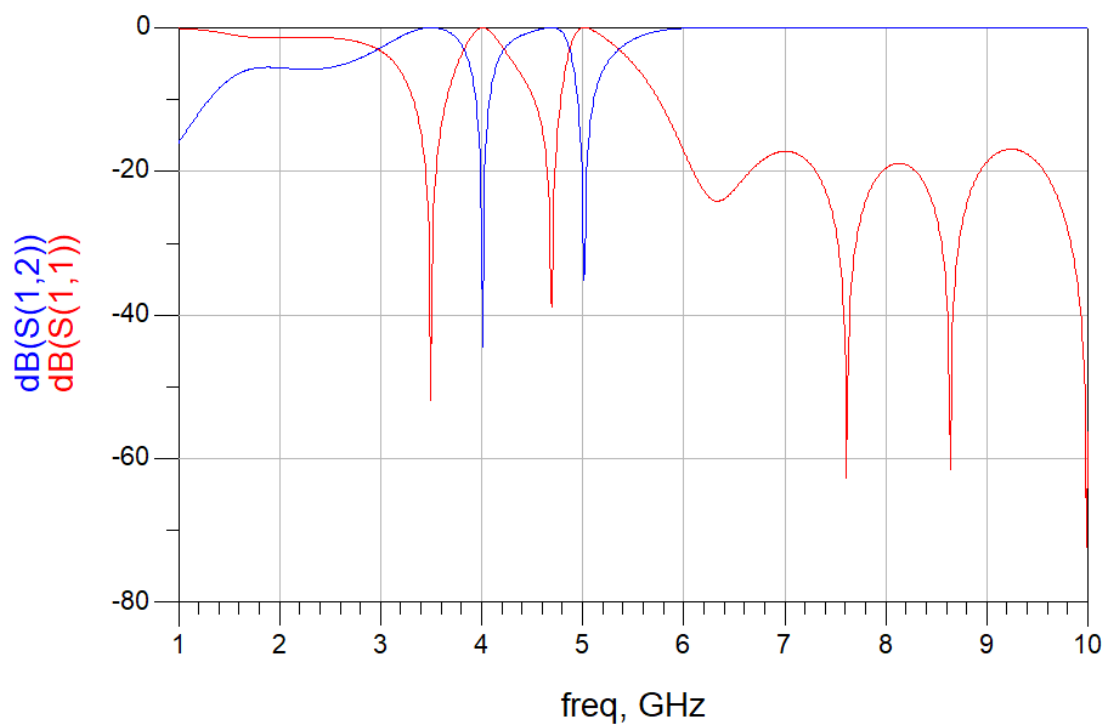
respectivamente los puertos 1 y 2. Estos puertos están definidos en dos líneas microstrip de longitud  $L_1$  con un ancho de línea  $W_m$  y una impedancia característica  $Z_0$ . Se ha añadido dos transiciones microstrip-HMSIW de longitud  $L_t$  para realizar las conexiones entre las guías HMSIW de longitud  $L_2$  y las dos líneas microstrip. Cada transición permite transformar el modo casi-TEM de la línea microstrip en el modo  $TE_{10}$  de la guía HMSIW. Ambas transiciones tienen la misma impedancia característica  $Z_t$  con diferentes anchos de línea en los extremos:  $W_m$  para la unión con la línea microstrip y  $W_t$  para la unión con la sección HMSIW. A partir de este circuito se puede obtener las dos frecuencias de resonancia  $f_1$  y  $f_2$ , correspondientes a la frecuencia del resonador  $L_1 C_1$  serie y  $L_2 C_2$  serie.



**Figura 3.10:** Circuito equivalente de la HMSIW cargada con una de las dos variantes de la celda BC-OSRR.

Los valores de las inductancias y capacitancias de los resonadores en serie  $L_1 C_1$  y  $L_2 C_2$  se obtienen del mismo modo que para un solo resonador BC-OSRR. A título de ejemplo, se determinará los parámetros del circuito equivalente de una celda BC-OSRR con dos anillos superiores y uno anillo inferior (variante 1) a partir de simulaciones electromagnéticas previamente realizadas. En un primer tiempo, se calculan a partir de las ecuaciones 3.9 y 3.10 los valores  $L_1 C_1$  del primer circuito resonador a la frecuencia de resonancia  $f_1 = 4$  GHz y un ancho de banda  $\Delta f_1 = 0.55$  GHz:  $L_1 = 7.234$  nH y  $C_1 =$

0.218 pF. Después y del mismo modo, se obtienen los valores  $L_2C_2$  del segundo circuito resonador a la frecuencia de resonancia  $f_2 = 5$  GHz y un ancho de banda  $\Delta f_2 = 0.6$  GHz:  $L_2 = 6.631$  nH y  $C_2 = 0.152$  pF. En la Figura 3.11 se muestra la respuesta en frecuencia de la estructura HMSIW cargada con una celda BC-OSRR con dos anillos superiores y uno anillo inferior (variante 1) mediante el simulador comercial ADS. Como cabía esperar, se puede observar dos ceros de transmisión a las frecuencias de resonancia de 4 GHz y 5 GHz en la banda de paso de la guía HMSIW.



**Figura 3.11:** Simulaciones circuitales de la respuesta de una estructura HMSIW cargada con una celda BC-OSRR con dos anillos superiores y uno anillo inferior (variante 1).

## **4. Diseño, simulación y análisis de los filtros multibandas eliminadas en tecnología HMSIW cargados con resonadores BC-OSRR multianillos**

### **4.1. Introducción al simulador HFSS**

En este proyecto se lleva a cabo el diseño de los filtros a través del programa HFSS (High Frequency Structure Simulator). Se trata de un simulador de campo electromagnético de alto rendimiento para el modelado de dispositivos pasivos 3-D de geometría arbitraria, que aprovecha la familiar interfaz gráfica de usuario de Microsoft Windows. Este simulador integra visualización, modelado sólido y automatización en un entorno fácil de aprender, donde las soluciones a sus problemas electromagnéticos 3-D se obtienen de forma sencilla y precisa. Ansoft HFSS usa una técnica denominada ‘‘Método de elementos finitos’’ (Finite Element Method, FEM). Esta técnica se basa en dividir la estructura en unas subsecciones denominadas elementos finitos, que son los tetraedros que forman el mallado de la geometría. Para cada tetraedro se obtiene una solución de los campos electromagnéticos. Estas soluciones se relacionan con las condiciones entre elementos para satisfacer las ecuaciones de Maxwell sujetas a las correspondientes condiciones de contorno, así se obtiene una solución final para toda la estructura [26].

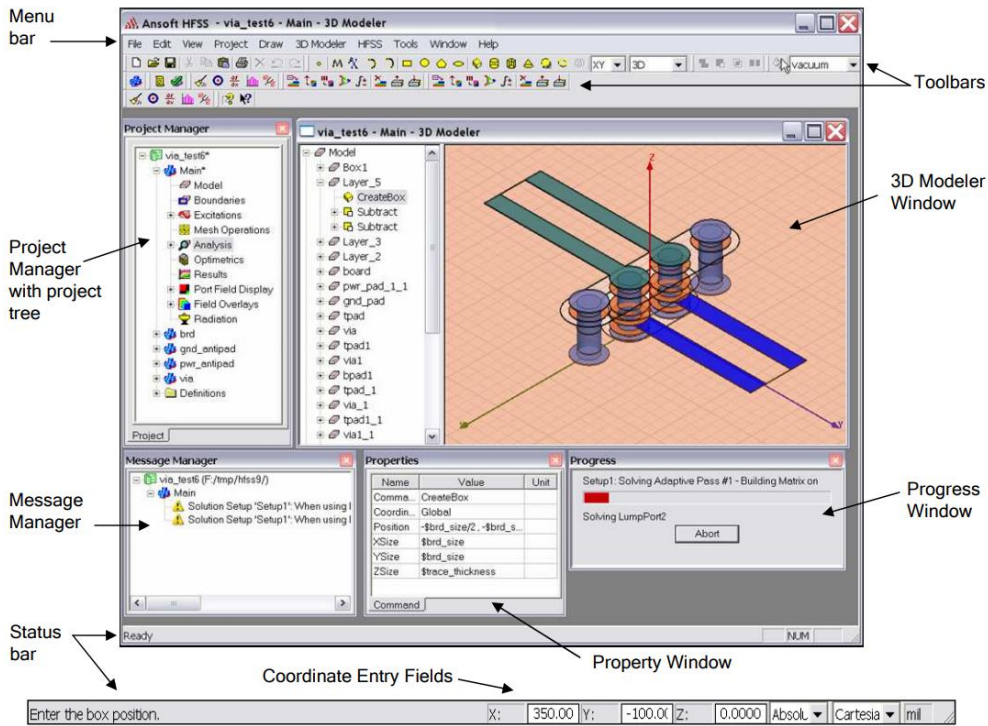
Este simulador se utiliza para el cálculo de diferentes parámetros como los parámetros de scattering  $S$ , la frecuencia de resonancia o los campos electromagnéticos de la estructura que se está estudiando [26]. Este programa tiene diferentes usos:

- Modelado de paquetes: BGA, QFP, Flip-Chip
- PCB Board Modeling: planos de potencia/tierra, terrenos de rejilla de malla y backgrounds.
- Silicio/GaAs: Inductores en espiral, transformadores.

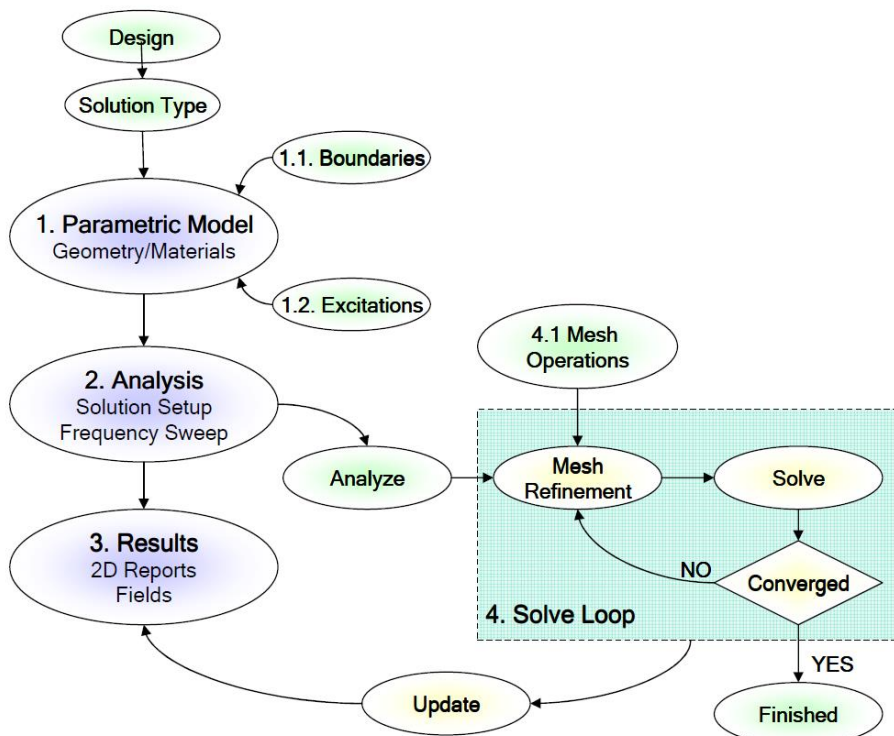
- EMC/EMI: recintos de protección, acoplamiento, radiación de campo lejano y cercano.
- Antenas/Comunicaciones móviles: parches, dipolos, hornos, conformar antenas de teléfono celular, Specific Absorption Rate (SAR), arrays infinitos, Frequency Selective Surfaces (FSS).
- Conectores: coaxial, SFP/XFP, backplane
- Guías de onda: Filtros, resonadores, acopladores.
- Filtros: filtros de cavidad, microstrip, dielectricos.

Ansoft HFSS Desktop proporciona una interfaz intuitiva y fácil de usar (Figura 4.1 (a)) para desarrollar modelos de dispositivos de radiofrecuencia pasivos. Para la creación de los diseños se siguen los siguientes procesos (Figura 4.1 (b)):

1. Generación de modelos paramétricos: creación de la geometría, boundaries y excitaciones
2. Configuración del análisis: definición de la configuración de la solución y el barrido de frecuencia.
3. Resultados: creación de informes 2-D y resultados de parcelas de campo.
4. Solución del bucle: el proceso de solución está totalmente automatizado.



(a)



(b)

**Figura 4.1:** (a) Interfaz gráfica de HFSS [26]. (b) Diagrama de flujo de HFSS [26].

En el siguiente apartado, se llevará a cabo el diseño y simulación de los filtros basados en resonadores BC-OSRR multianillos a través de HFSS.

## 4.2. Filtros HMSIW multibandas eliminadas con celdas BC-OSRR multianillos

### 4.2.1. Diseño, simulación y análisis de la guía HMSIW

En primer lugar, se calcula los parámetros de la guía HMSIW sobre un sustrato Rogers RO4003 ( $\epsilon_r = 3.55$ ) de espesor  $h = 1.524$  mm. A partir de las ecuaciones 2.1 a 2.4, definidas en el apartado 2, se obtiene los valores de los postes  $s$  y el diámetro de los postes  $d$  para una frecuencia de corte del modo principal  $f_{cTE10} = 3$  GHz:

$$d < \frac{\lambda_g}{5} = 0.6 \text{ mm} < 1.0615 \text{ mm} \quad (4.1)$$

$$s < 2d = 1.2 \text{ mm} \quad (4.2)$$

donde:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_c}{\sqrt{\epsilon_r}} = 0.05307 \text{ m} \quad (4.3)$$

$$\lambda_c = \frac{c}{f_{cTE10}} = 0.1 \text{ m} \quad (4.4)$$

Se elige un diámetro de los postes metalizados de 0.6mm, ya que cumple con la condición de la ecuación 2.1 y es un diámetro con el que va a ser más fácil trabajar a la hora de fabricar la guía HMSIW.

Por otro lado, a partir de las ecuaciones 2.5 a 2.12, definidas también en el apartado 2, se calcula la anchura efectiva de la guía equivalente  $W_{eff,HMSIW}$  y anchura

$W_{HMSIW}$ :

$$W_{eff,SIW} = \frac{c}{2f_{cTE10}\sqrt{\epsilon_r}} = 0.026537 \text{ m} = 26.537 \text{ mm} \quad (4.5)$$

$$W_{SIW} = W_{eff,SIW} + \frac{d^2}{0.95s} = 0.026853 \text{ m} = 26.853 \text{ mm} \quad (4.6)$$

Como se comentó en el apartado 2, el valor de la anchura  $W_{HMSIW}$  es aproximadamente la mitad de la anchura  $W_{SIW}$ .

$$W_{eff,HMSIW} = \frac{W_{eff,SIW}}{2} + \Delta W = 13.269 \text{ mm} \quad (4.7)$$

$$W_{HMSIW} = \frac{W_{SIW}}{2} = 13.427 \text{ mm} \quad (4.8)$$

donde:

$$\Delta W = h \left( 0.05 + \frac{0.3}{\epsilon_r} \right) \times \ln \left( 0.79 \frac{(W_{eff,SIW}/2)^2}{h^3} + \frac{104W_{eff,SIW}/2 - 261}{h^2} + \frac{38}{h} + 2.77 \right) =$$

$$0.000505 \text{ mm} \quad (4.9)$$

También es importante calcular la frecuencia de corte del primer y segundo modo guiado [22], para saber hasta qué frecuencia la estructura guía un único modo.

$$f_{cTE10} = \frac{c_0}{4W_{eff,HMSIW}\sqrt{\epsilon_r}} = 3 \text{ GHz} \quad (4.10)$$

$$f_{cTE20} = \frac{3c_0}{4W_{eff,HMSIW}\sqrt{\epsilon_r}} = 8.9998 \text{ GHz} \approx 9 \text{ GHz} \quad (4.11)$$

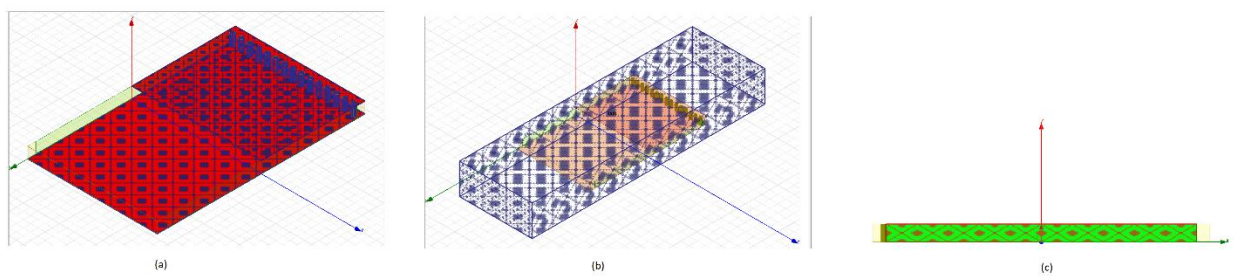


En la Tabla 4.1 se recogen los valores de los parámetros necesarios para el diseño de la guía HMSIW que se utilizarán para diseñar los filtros de este proyecto.

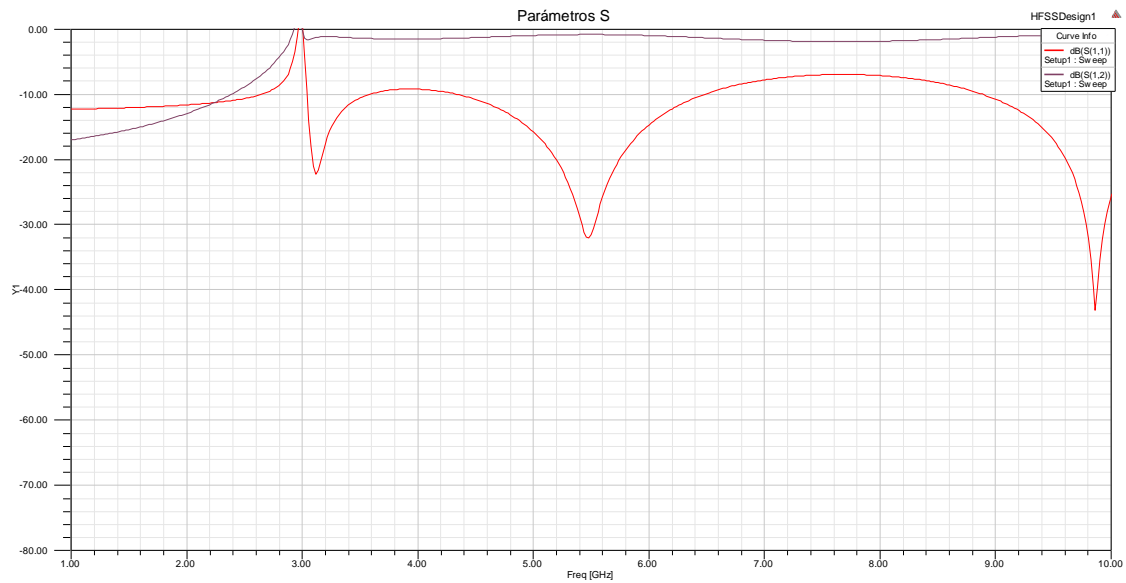
$W_{HMSIW}$	$W_{eff,HMSIW}$	d	p	h	$f_{cTE10}$	$f_{cTE20}$
13.427 mm	13.269 mm	0.6 mm	1.2 mm	1.524 mm	3 GHz	9 GHz

**Tabla 4.1:** Valores de los parámetros de la guía HMSIW que se utilizarán para diseñar los filtros.

Una vez que obtenidos los valores de todos los parámetros de la HMSIW se procede a su diseño y simulación mediante HFSS. Las Figuras 4.2 y 4.3 representan, respectivamente, el diseño de la guía HMSIW en HFSS y los resultados de simulaciones. En la Figura 4.3 se puede comprobar que la frecuencia de corte del modo  $TE_{10}$  está situada en los 3 GHz como en las especificaciones iniciales.



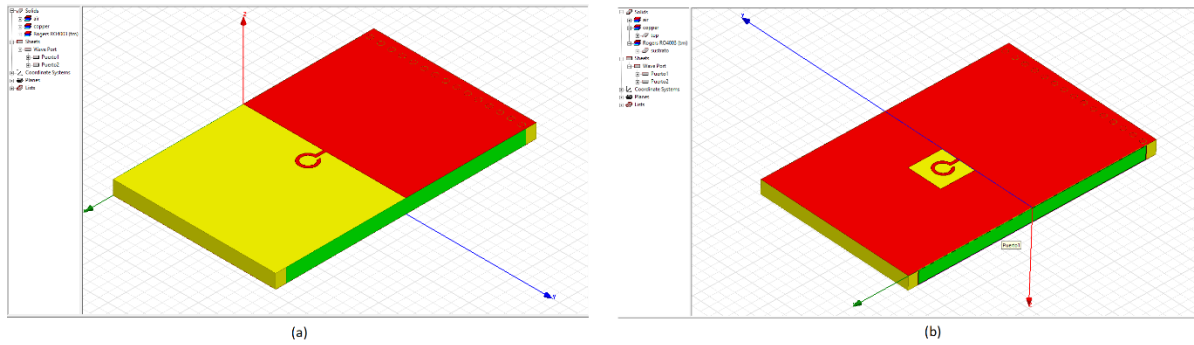
**Figura 4.2:** Guía HMSIW en HFSS. (a) Cobre como conductor finito. (b) Caja de radiación. (c) Puerto de excitación.



**Figura 4.3:** Respuesta (parámetros S) de la guía HMSIW con los parámetros de diseño de la Tabla 4.1.

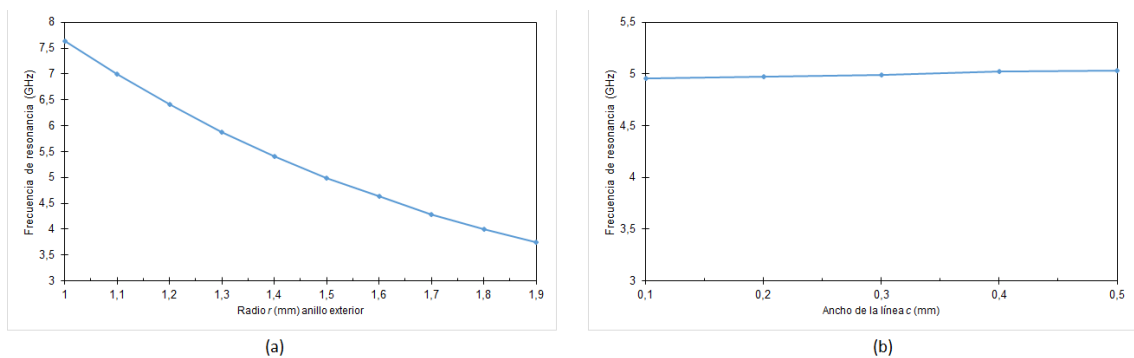
#### 4.2.2. Diseño, simulación y análisis de los filtros HMSIW multibandas eliminadas

Una vez diseñada la estructura HMSIW, se procede al diseño de los filtros multibandas eliminadas. En primer lugar, se comienza con el diseño del filtro elimina banda basado con la celda BC-OSRR, definida en el apartado 3.3.1, ya que las frecuencias de resonancia de este filtro servirán de ayuda a la hora de fabricar los filtros elimina multibanda multianillos. La celda BC-OSRR se conecta en el lateral sin metal de la guía HMSIW como en la Figura 4.4. Esta estructura consta de un anillo abierto de radio  $r$  tanto en la parte superior como en la inferior, con una ventana abierta (sin metal) en la parte inferior de tamaño cuatro veces el radio del anillo ( $D_1 = D_2 = 4 \times r$ ).



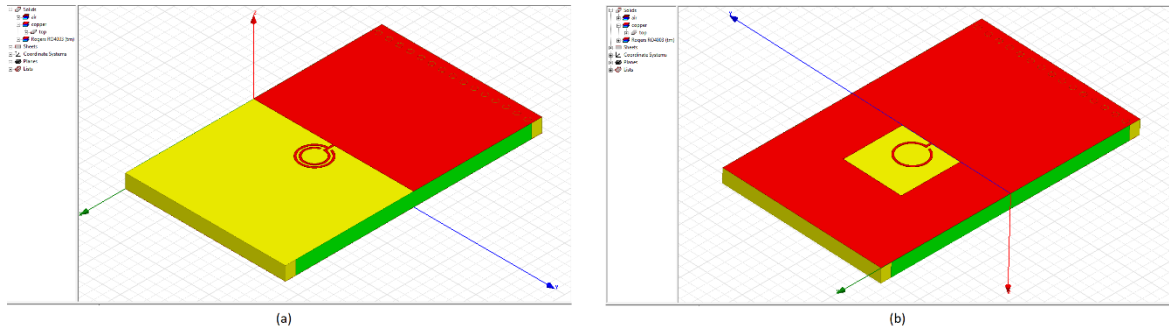
**Figura 4.4:** Estructura de una guía HMSIW cargada con una celda BC-OSRR. (a) Vista superior. (b) Vista inferior.

La Figura 4.5 representa un análisis de la estructura de la guía HMSIW cargada con una celda BC-OSRR (Figura 4.4) en función de dos parámetros de diseño del anillo: el radio  $r$  y de la anchura  $c$ . En la Figura 4.8 (a) se puede observar que conforme se aumenta el radio  $r$  ( $c = 0.3$  mm constante), la frecuencia de resonancia disminuye, mientras que cuando se incrementa la anchura  $c$  ( $r = 1.5$  mm constante), la frecuencia de resonancia se mantiene constante.



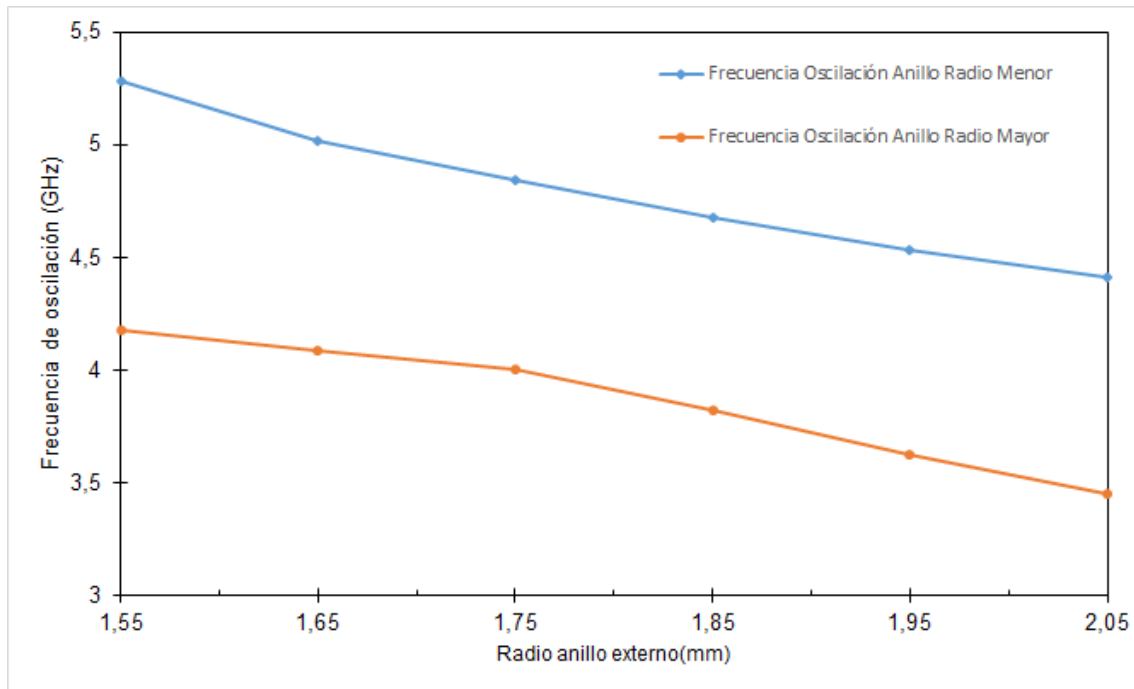
**Figura 4.5:** Frecuencia de resonancia de una estructura HMSIW cargada con una celda BC-OSRR en función de: (a) Radio del anillo  $r$ . (b) Ancho del anillo  $c$ .

En segundo lugar, se añadió un segundo anillo abierto en la parte superior (Figura 4.9), con el fin de conseguir una segunda frecuencia de resonancia. Se tendrán en cuenta los resultados obtenidos previamente para tener una referencia en la relación entre el radio del anillo y la frecuencia de resonancia.



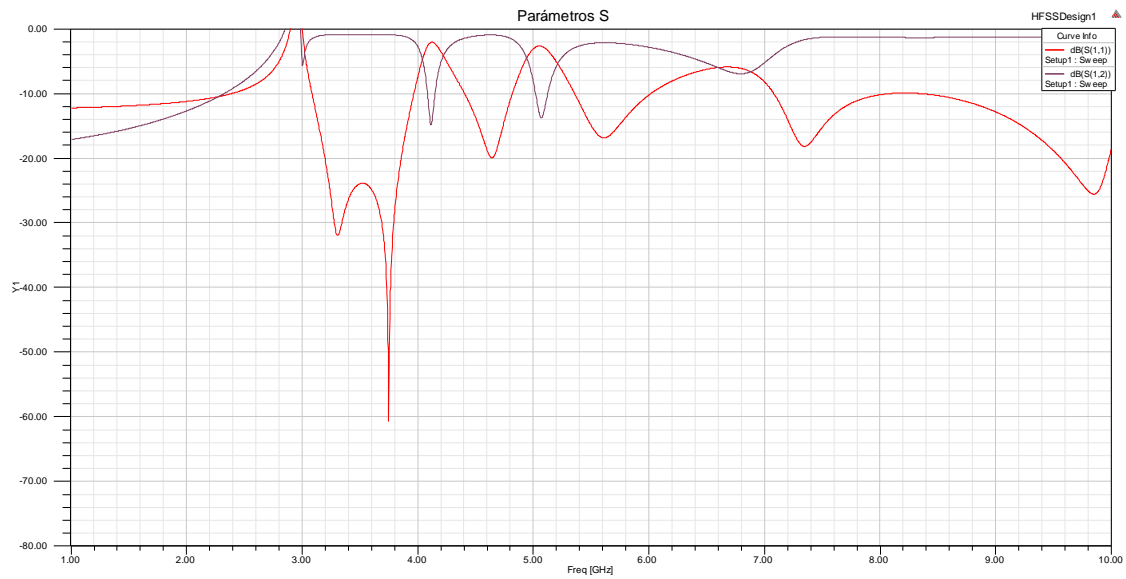
**Figura 4.6:** Estructura HMSIW cargada con una celda BC-OSRR con doble anillo en la parte superior y uno en la parte inferior (variante 1). (a) Vista superior. (b) Vista inferior.

Para las simulaciones de la estructura de la Figura 4.6, se eligió un radio constante del anillo menor  $r_2 = 1.25$  mm y se varió el radio del anillo mayor  $r_1$ . Los resultados están representados en la Figura 4.7. En esta gráfica, se observa que para los radios  $r_1 = 1.65$  mm y  $r_2 = 1.25$  mm las frecuencias de resonancia para el anillo de radio mayor y el anillo de radio menor son de 4 GHz y 5 GHz, respectivamente. A partir de estos resultados, se elige tomar una anchura de anillo  $c = 0.2$  mm para mantener una separación adecuada entre ambos anillos.



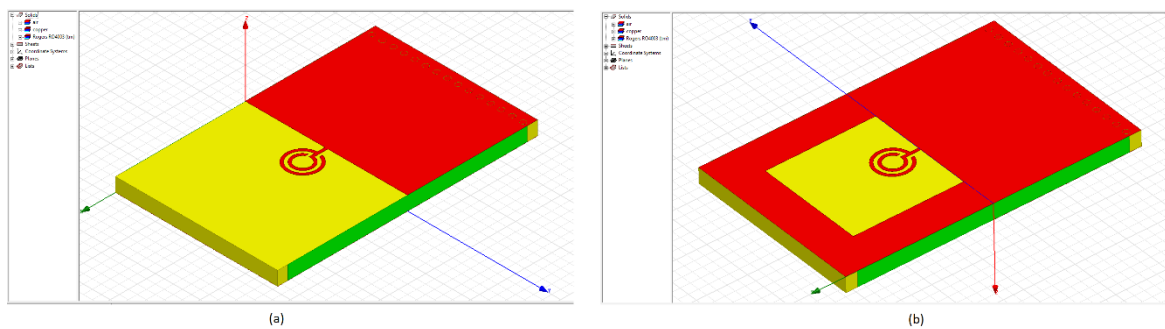
**Figura 4.7:** Relación entre las frecuencias de resonancia y el radio del anillo mayor (radio menor constante  $r_2 = 1.25$  mm) para la estructura de la Figura 4.6.

La Figura 4.8 representa los resultados de las simulaciones de la estructura HMSIW cargada con una celda BC-OSRR con doble anillos en la parte superior y uno en la parte inferior (variante 1). La estructura fue optimizada de manera a conseguir dos frecuencias de resonancia en 4 GHz y 5 GHz. Los parámetros de diseño de la celda variante 1 son:  $r_1 = 1.65$  mm,  $r_2 = 1.25$  mm,  $c = 0.2$  mm y una ventana  $D_1 = D_2 = 4 \times r_1$ . Como se puede observar en la Figura 4.8, ambas frecuencias de resonancia tienen un rechazo superior a 14 dB y pérdidas de inserción inferiores a 3 dB.



**Figura 4.8:** Respuesta (parámetros S) de la estructura HMSIW (Figura 4.6) cargada con una celda BC-OSRR con doble anillos en la parte superior y uno en la parte inferior (variante 1)

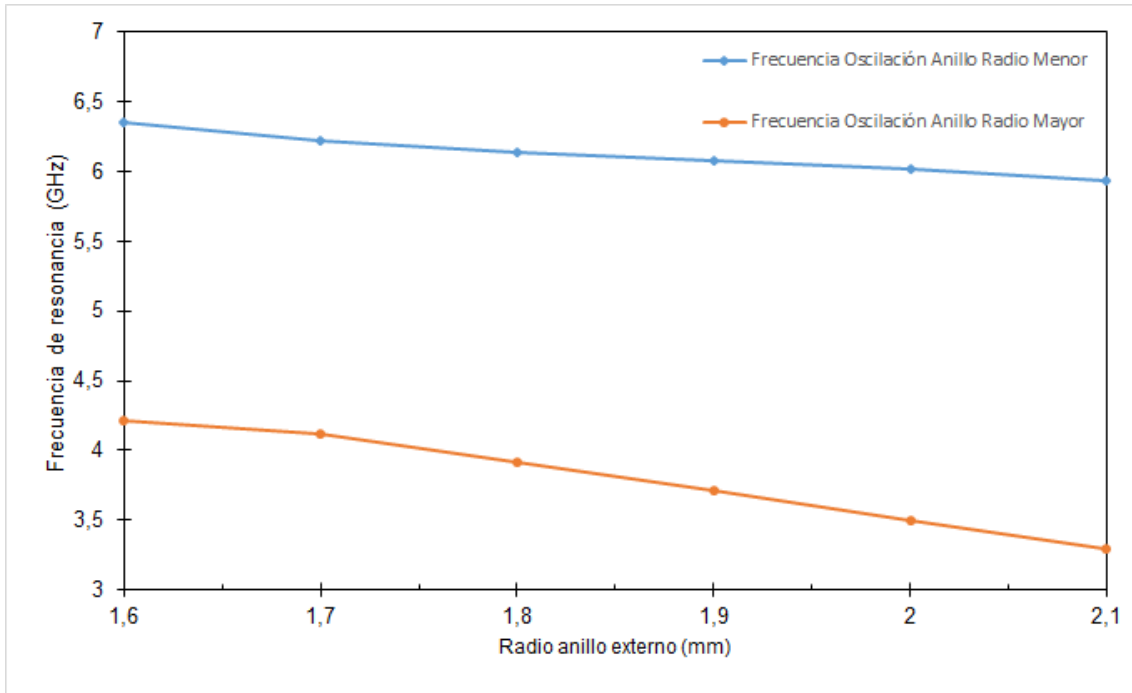
En tercer lugar, se añadió un segundo anillo tanto en la parte superior como en la parte inferior a de la celda BC-OSRR (Figura 4.9). De este modo, también se obtiene una segunda resonancia.



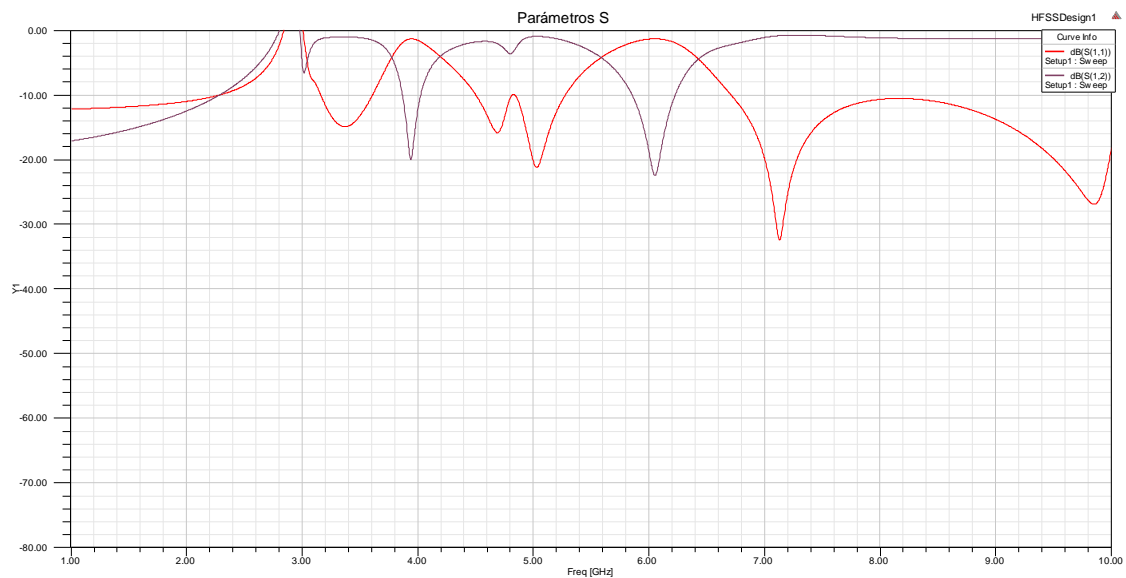
**Figura 4.9:** Estructura HMSIW cargada con una celda BC-OSRR con doble anillos superiores en la parte superior e inferior (variante 2). (a) Vista superior. (b) Vista inferior.

Del mismo modo que para la estructura HMSIW con la celda de la variante 1, se tomó un radio constante del anillo menor  $r_2 = 1.15$  mm y se varió el radio del anillo mayor  $r_1$ . Los resultados están representados en la Figura 4.10. En esta gráfica, se observa que para los radios  $r_1 = 1.8$  mm y  $r_2 = 1.15$  mm las frecuencias de resonancia para el anillo de radio mayor y el anillo de radio menor son de 4 GHz y 6 GHz, respectivamente. Se elige tomar una anchura de anillo  $c = 0.3$  mm para mantener una separación adecuada entre ambos anillos.

La Figura 4.11 representa los resultados de las simulaciones de la estructura HMSIW cargada con una celda BC-OSRR con doble anillos en la parte superior e inferior (variante 2). La estructura fue optimizada de manera a conseguir dos frecuencias de resonancia en aproximadamente 4 GHz y 6 GHz. Los parámetros de diseño de la celda variante 2 son:  $r_1 = 1.8$  mm,  $r_2 = 1.15$  mm,  $c = 0.3$  mm y una ventana  $D_1 = D_2 = 4 \times r_1$ . Como se puede observar en la Figura 4.11, ambas frecuencias de resonancia tienen un rechazo superior a 20 dB y pérdidas de inserción inferiores a 2 dB, las cuales son mejores que las de la variante 1. Sin embargo, aparece una resonancia no deseada en 4.6 GHz. Para disminuir esta resonancia no deseada, se aumentó el tamaño de la ventana de  $D_1 = D_2 = 4 \times r_1$  a  $D_1 = D_2 = 6 \times r_1$ . En la Figura 4.12 se puede observar que la resonancia no deseada en 4.6 GHz (Figura 4.11) ha desaparecido.

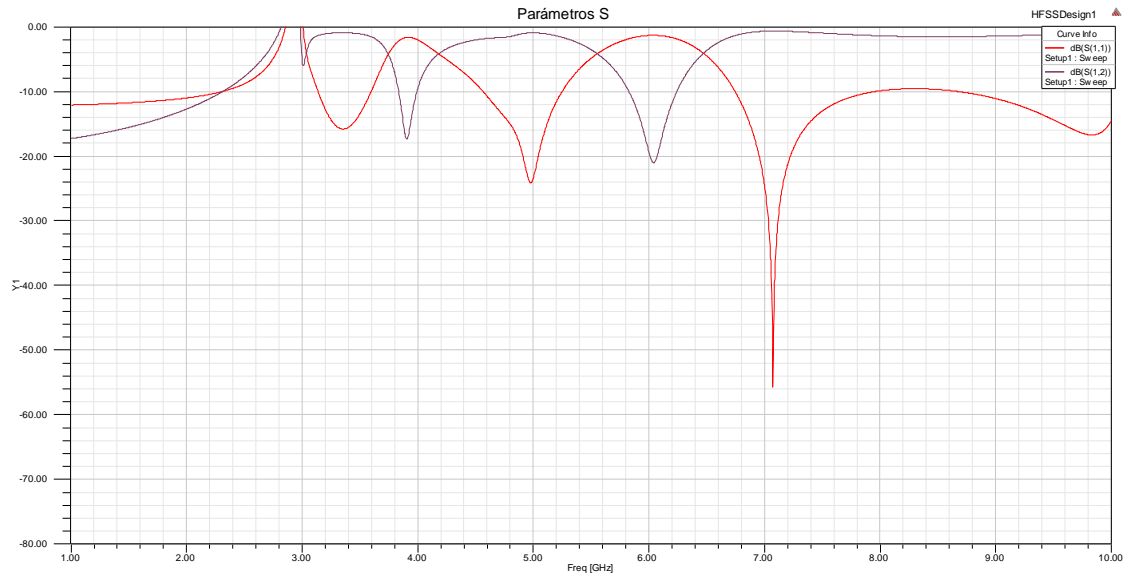


**Figura 4.10:** Relación entre las frecuencias de resonancia y radio del anillo mayor (radio menor constante  $r_2=1.15mm$ ).



**Figura 4.11:** Respuesta (parámetros S) de la estructura HMSIW (Figura 4.9) cargada con una celda BC-OSRR con doble anillos en la parte superior e inferior (variante 2) y una ventana  $D_1 = D_2 = 4 \times r_1$ .





**Figura 4.12:** Respuesta (parámetros S) de la estructura HMSIW (Figura 4.9) cargada con una celda BC-OSRR con doble anillos en la parte superior e inferior (variante 2) y una ventana  $D_1 = D_2 = 6 \times r_1$ .

Una vez realizado el diseño de los filtros HMSIW de doble banda eliminada (variantes 1 y 2), se añadió una transición microstrip-HMSIW para poder realizar las medidas. A partir de las expresiones presentadas en el apartado 2.2, se calcula la longitud de la transición  $L_t$  y la anchura de la transición  $W_t$ :

$$W_t \approx 0.4W_{eff,SIW} = 10.3748 \text{ mm} \quad (4.11)$$

$$\frac{\lambda_g}{2} < L_t < \lambda_g;$$

$$26.535 \text{ mm} < L_t < 53.07 \text{ mm} \quad (4.12)$$

En este proyecto se escoge una longitud de transición de  $L_t = 19.764 \text{ mm}$ , ya que ayuda a optimizar el diseño de la HMSIW y permite conseguir unos parámetros de transmisión adecuados, como se verá en los siguientes apartados. También se optimizó la anchura de la línea microstrip  $W_m$  para obtener una impedancia característica de 50 Ohmios a la entrada del puerto a partir de las ecuaciones 2.16 y 2.17.

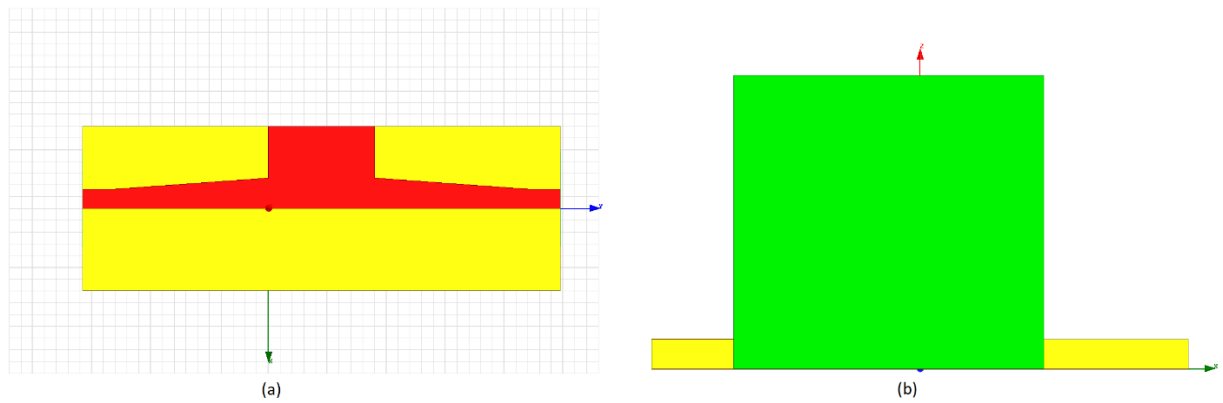
$$W_m = 3.422 \text{ mm} \quad (4.13)$$

Por tanto, ya han sido calculados todos los parámetros necesarios para el diseño de la HMSIW en HFSS Estos están recogidos en la Tabla 4.2:

$W_{HMSIW}$	h	s	d	t	Wm	$W_t$	$L_t$
13.427mm	1.524mm	1.2 mm	0.6 mm	0.018mm	3.422mm	10.3748mm	26.535mm

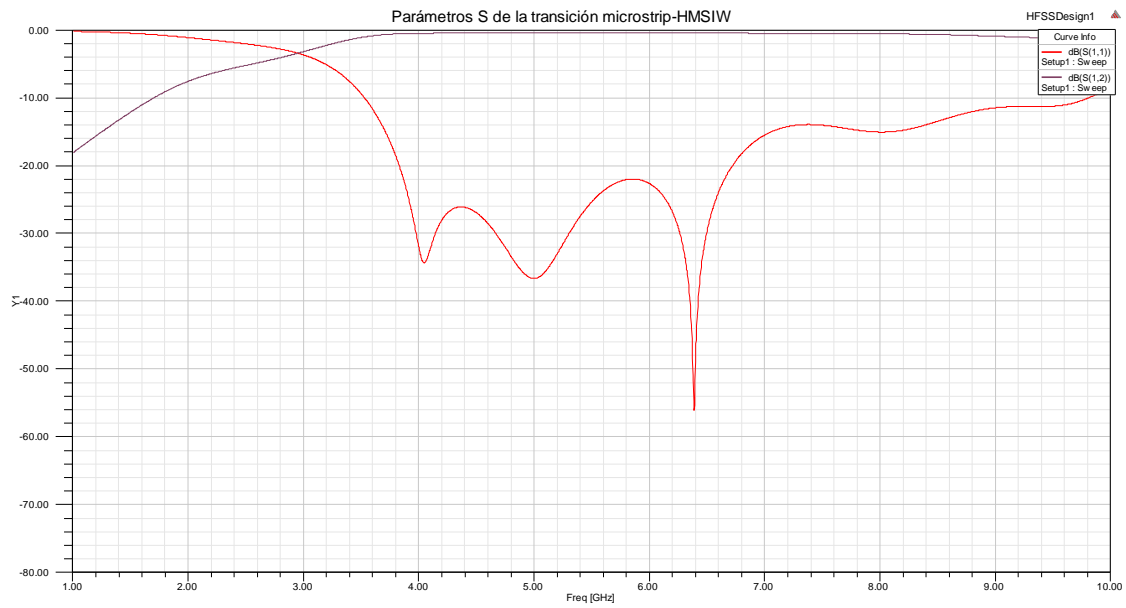
**Tabla 4.2:** Dimensiones de la HMSIW y la transición microstrip-HMSIW

Una vez obtenidos los valores de los parámetros de la HMSIW y de la transición microstrip-HMSIW se procede a su diseño en HFSS (Figura 4.13).



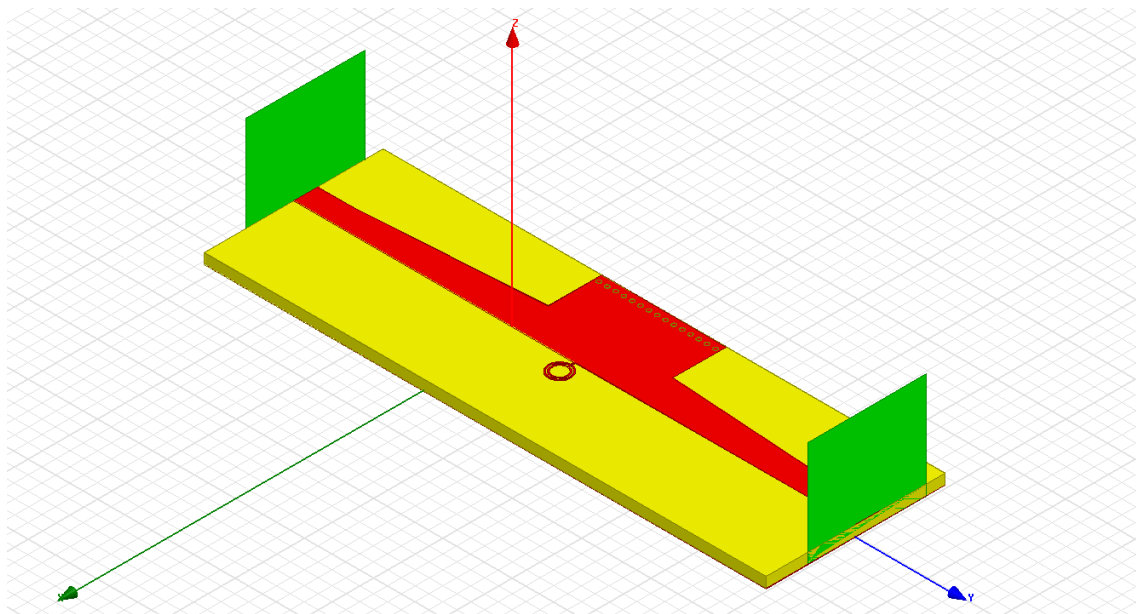
**Figura 4.13:** Transición microstrip-HMSIW: (a) Vista superior de la transición. (b) Vista lateral del puerto.

Se realiza las simulaciones de los parámetros S de la guía HMSIW con la transición microstrip-HMSIW. Como se puede ver en la Figura 4.14, la guía HMSIW con la transición microstrip-HMSIW presentan unas buenas prestaciones en el rango de frecuencias comprendido entre 3 GHz y 7 GHz. La frecuencia de corte está situada en 3 GHz, el parámetro de reflexión  $S_{11}$  es inferior a -15 dB entre 3.8 GHz y 7 GHz, y el parámetro de transmisión es superior a -0.5 dB en el mismo rango de frecuencia.



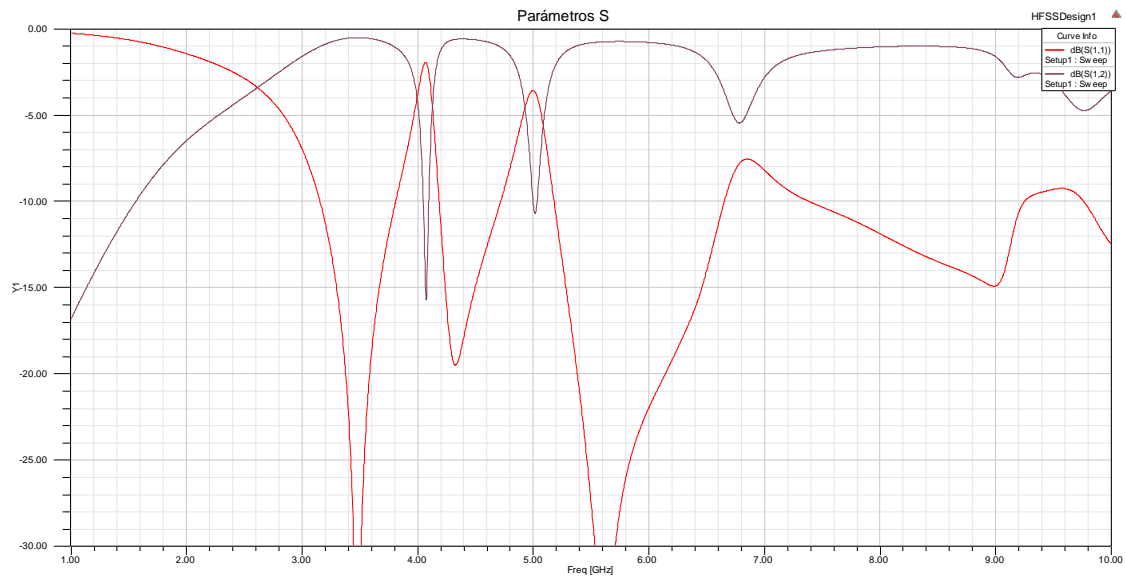
**Figura 4.14:** Respuesta de la guía HMSIW con la transición microstrip-HMSIW

El siguiente ha sido integrar estas transiciones microstrip-HMSIW en los diferentes filtros rechazo multibanda que han sido realizados anteriormente. En primer lugar, se procede a insertar la transición microstrip-HMSIW en la guía HMSIW con celda BC-OSRR doble anillo superior uno inferior (variante 1), como se observa en la Figura 4.15.

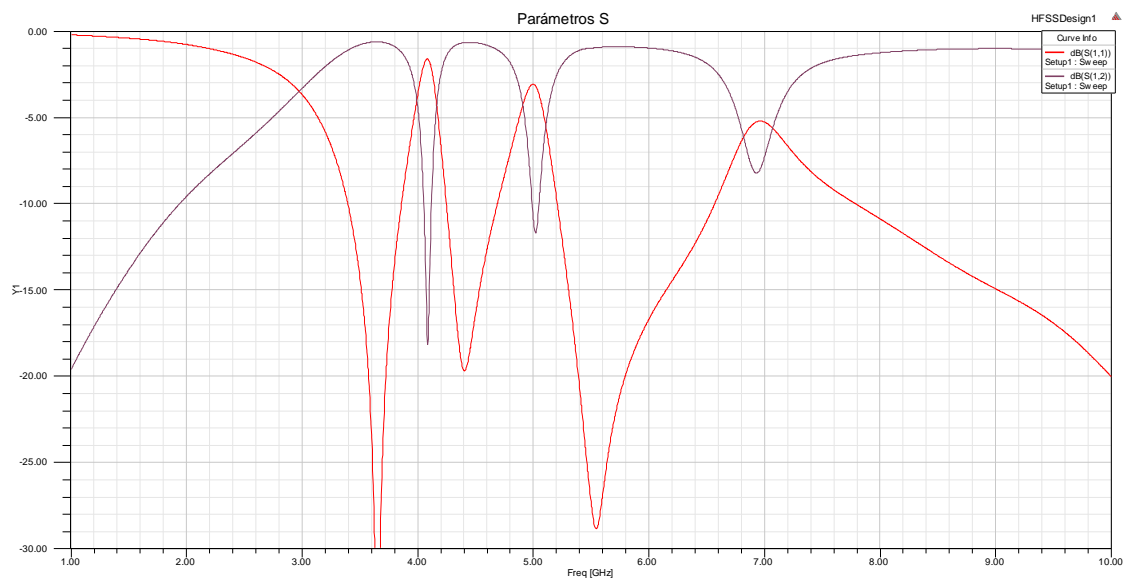


**Figura 4.15.** Estructura HMSIW cargada con una celda BC-OSRR con doble anillo superior y uno inferior (variante 1), y una transición microstrip-HMSIW.

El siguiente paso ha sido simular la estructura para comprobar que los parámetros S de la transición microstrip-HMSIW son correctos en la guía HMSIW con celda BC-OSRR con doble anillo superior y un anillo inferior (variante 1). Como se puede observar en la Figura 4.16 (a), las frecuencias de resonancia de los anillos se obtienen correctamente en 4 GHz y 5 GHz. Sin embargo, la frecuencia de corte se ha visto desplazada de 3 GHz a 2.6 GHz. Para compensar este desplazamiento con el fin de obtener una frecuencia de corte en 3 GHz, se disminuyó la anchura de la guía HMSIW de  $W_{HMSIW} = 13.427mm$  a  $W_{HMSIW} = 11.927mm$ . En la Figura 4.16(b) se ve como la frecuencia de corte se sitúa de nuevo en 3GHz. Las pérdidas de retorno son de 18 dB para la primera frecuencia de resonancia en 4 GHz y de 11.5 dB para la segunda resonancia en 5 GHz, mientras que las pérdidas de inserción son de 1.5 dB a 4 GHz y de 3 dB a 5 GHz.



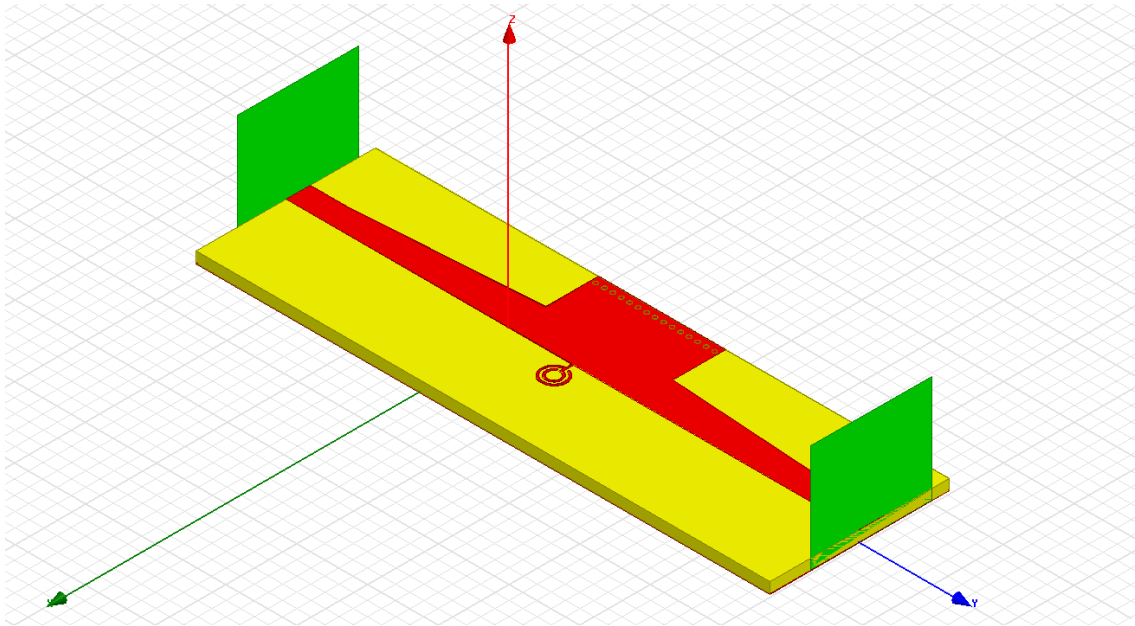
(a)



(b)

**Figura 4.16:** Respuesta (parámetros S) de la estructura HMSIW (Figura 4.14) cargada con una celda BC-OSRR con doble anillos en la parte superior y uno en la parte inferior (variante 1). (a)  $W_{HMSIW} = 13.427$  mm. (b)  $W_{HMSIW} = 11.927$  mm.

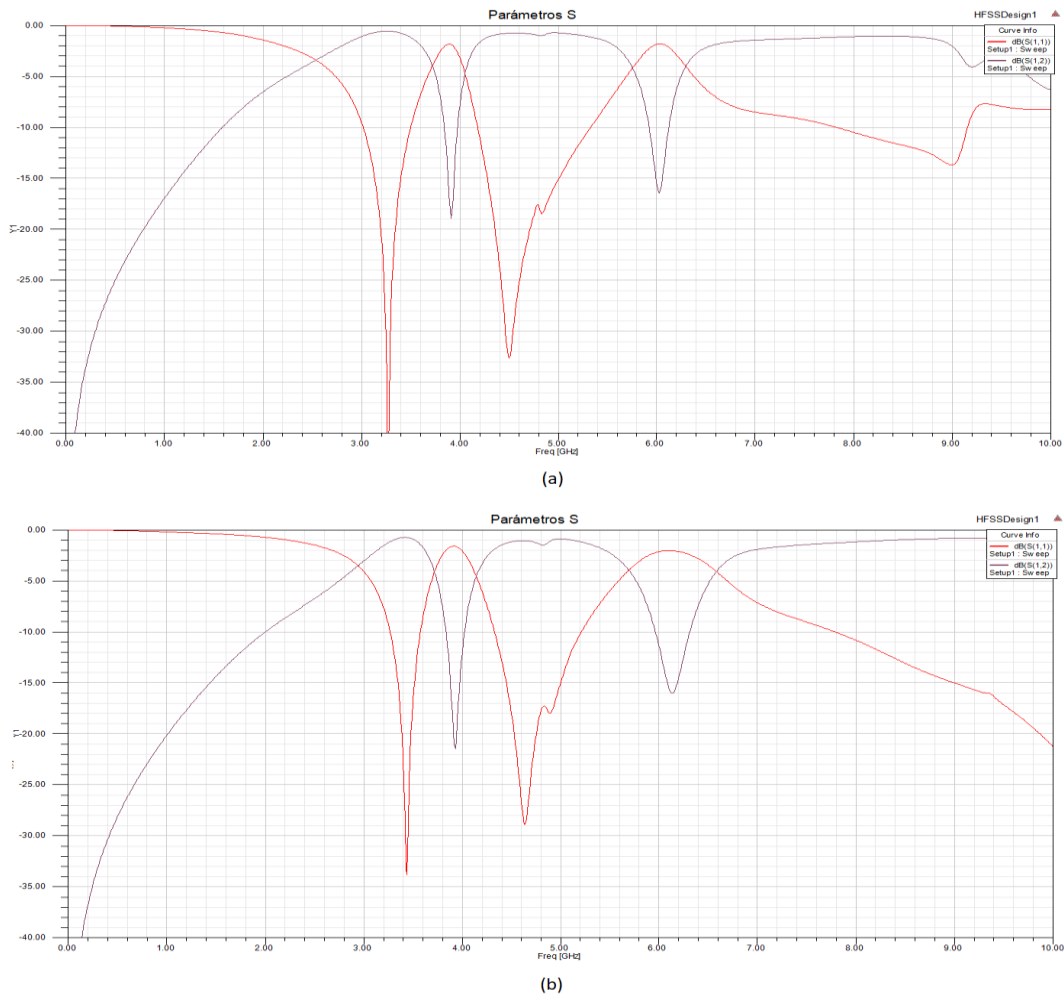
Del mismo modo que para la variante 1, se procedió a insertar la transición microstrip-HMSIW en la estructura HMSIW cargada con una celda BC-OSRR con doble anillo superior e inferior (variante 2), como se puede observar en la Figura 4.17.



**Figura 4.17.** Estructura HMSIW cargada con una celda BC-OSRR con doble anillo superior e inferior (variante 2), y una transición microstrip-HMSIW.

Los resultados de las simulaciones de la estructura HMSIW (Figura 4.17) cargada con una celda BC-OSRR con doble anillo superior e inferior (variante 2), y una transición microstrip-HMSIW están representados en la Figura 4.18 (a). Se puede observar que las frecuencias de resonancia están situadas en 4 GHz y 6 GHz. Del mismo modo que los resultados anteriores, se disminuyó la anchura de la guía HMSIW de  $W_{HMSIW} = 13.427$  mm a  $W_{HMSIW} = 11.677$  mm para corregir el desplazamiento de la frecuencia de corte y situarla en 3 GHz (Figura 4.18 (b)). Las pérdidas de retorno son de 21 dB para la primera frecuencia de resonancia en 4 GHz y de 16 dB para la segunda resonancia en

6 GHz, mientras que las pérdidas de inserción son inferiores a 2 dB en ambas resonancias. La estructura HMSIW cargada con la celda variante 2 presenta mejores prestaciones en las dos frecuencias de resonancia que la estructura HMSIW cargada con la celda variante 1. Sin embargo, además de las dos resonancias principales en 4 GHz y 6 GHz, aparece una pequeña resonancia espuria en 4.8 GHz con unas pérdidas de inserción de aproximadamente de 1 dB. Esta resonancia espuria es debida a la celda BC-OSRR con doble anillo superior e inferior (variante 2) que excita una combinación de las dos resonancias en 4 GHz y 6 GHz.



**Figura 4.18:** Respuesta (parámetros S) de la estructura HMSIW (Figura 4.16) cargada con una celda BC-OSRR con doble anillos en la parte superior e inferior (variante 2).

(a)  $W_{HMSIW} = 13.427\text{ mm}$  (superior). (b)  $W_{HMSIW} = 11.677\text{ mm}$  (inferior).

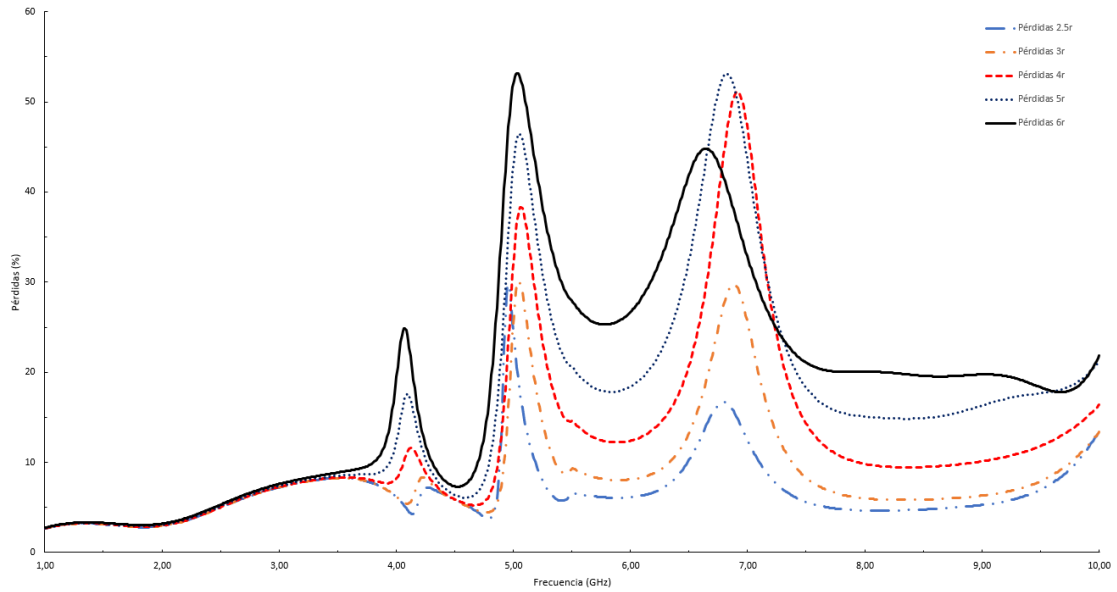


### **4.2.3. Análisis de las pérdidas por radiación de los filtros HMSIW multibandas eliminadas**

Los dos filtros HMSIW multibandas eliminadas diseñados y analizados en el apartado anterior (variantes 1 y 2), pueden causar pérdidas por radiación debido a los anillos y la ventana abierta. Para analizar las pérdidas por radiación de los dos filtros HMSIW, se halló mediante simulaciones electromagnéticas el siguiente factor de pérdidas en función de la frecuencia y diferentes tamaños de ventana abierta de la celda BC-OSRR con las variantes 1 y 2:

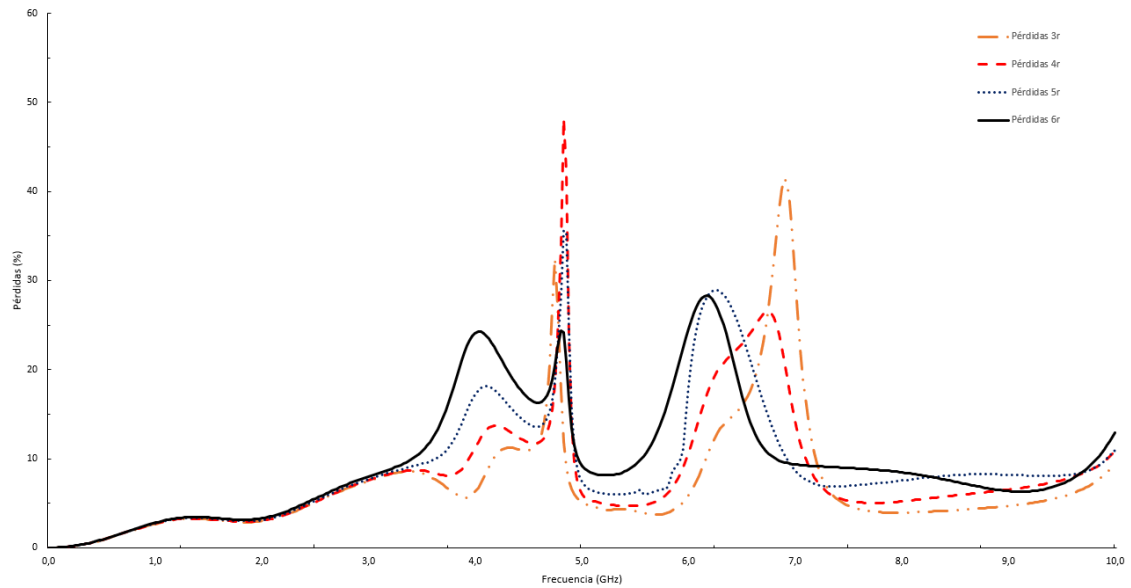
$$F_{LF} = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 \quad (4.18)$$

Para hallar solamente las pérdidas por radiación, se consideraron en el simulador los conductores y el sustrato perfectos. Estas pérdidas se calcularon tanto para las ventanas en las que se han fabricado los filtros como para ventanas de tamaño superior e inferior. Las Figuras 4.19 y 4.20 muestran, respectivamente, los resultados del factor de pérdidas (en %) obtenidos para las estructuras HMSIW con la variante 1 y la variante 2.



**Figura 4.19:** Pérdidas por radiación en la estructura HMSIW con celda BC-OSRR con doble anillo superior y un anillo inferior (variante 1).

En la Figura 4.19, se puede observar que las pérdidas por radiación en las frecuencias de resonancia 4GHz y 5GHz, de la celda BC-OSRR con doble anillo superior y un anillo inferior (variante 1), aumentan conforme se incrementa el tamaño de la ventana. Incluso, éstas sobrepasan el 50 % cuando el tamaño de la ventana es  $6 \times r_1$ . Para la fabricación de este filtro, se optó por un tamaño de ventana abierta similar a los trabajos realizados previamente con la celda BC-OSRR [5]:  $4 \times r_1$ .



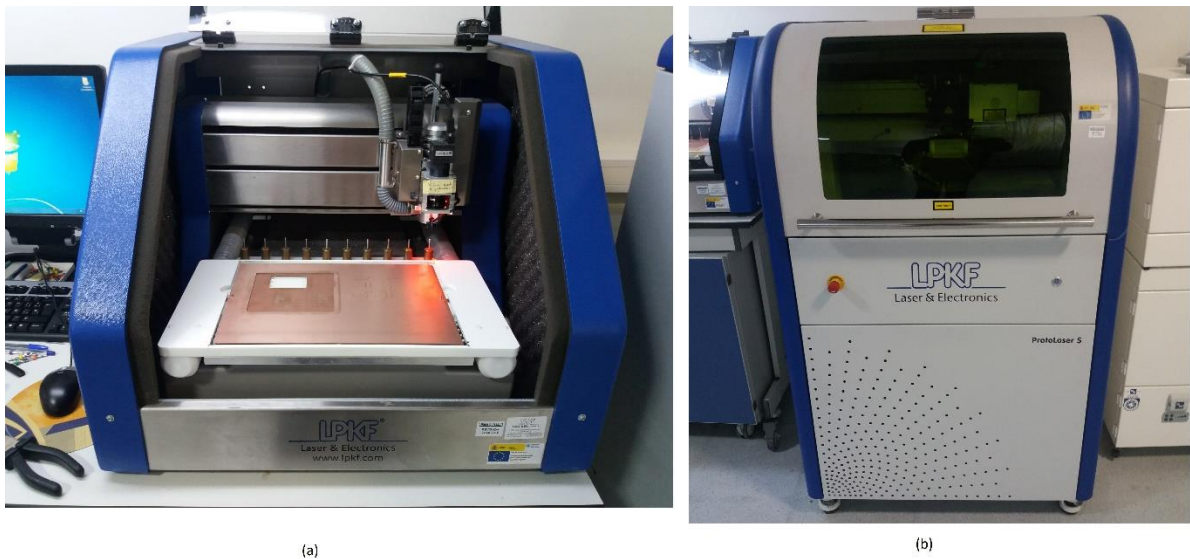
**Figura 4.20:** Pérdidas por radiación en la estructura HMSIW con celda BC-OSRR con doble anillo superior e inferior (variante 2).

En la Figura 4.20, se observa que las pérdidas de radiación de la celda BC-OSRR con doble anillo superior e inferior (variante 2) son máximas a las frecuencias de resonancia 4GHz y 6GHz. Además, aumentan a medida que el tamaño de la ventana se incrementa. También se puede ver unas pérdidas por radiación que alcanzan un valor de 50 % a una frecuencia intermedia a las dos frecuencias principales de resonancia 4 GHz y 6 GHz. Esta resonancia espuria alrededor de 5 GHz disminuye hasta un valor de 24 % cuando el tamaño de la ventana es de  $6 \times r_1$ . Con el fin de disminuir las pérdidas de radiación de la frecuencia espuria, se optó por fabricar este filtro HMSIW con una ventana de tamaño  $6 \times r_1$ .

## 5. Fabricación y medidas de los filtros HMSIW multibandas eliminadas con resonadores BC-OSRR multi-anillos

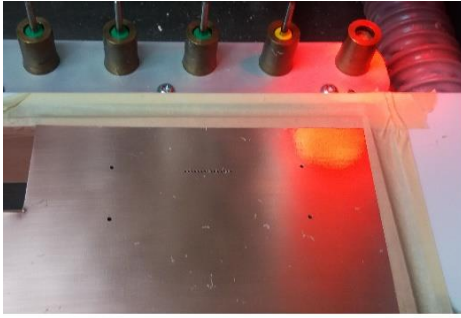
### 5.1. Fabricación

En este apartado se describe la fabricación de los dos filtros HMSIW de doble banda eliminada diseñados en el apartado anterior (Figuras 4.14 y 4.15). Para ello, se utilizó dos microfresadoras (Figura 5.1) del fabricante lpkf.

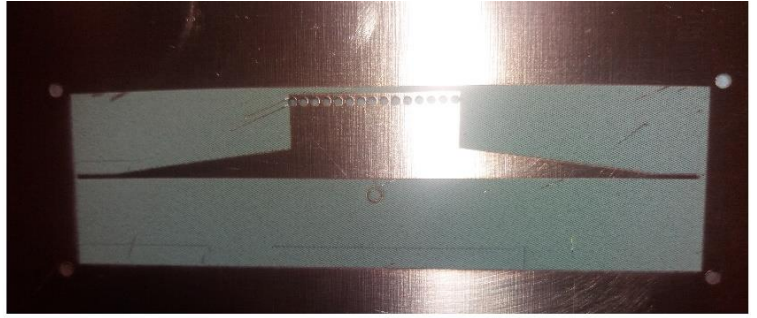


**Figura 5.1.** Microfresadoras: (a) LPKF Protomat S62. (b) LPKF Protolaser.

Una vez obtenidos los archivos necesarios para trabajar con las microfresadoras se utiliza la microfresadora de la Figura 5.1. (a) para realizar los agujeros y vías sin metalizar, como se puede observar en la figura 5.2. (a). Por último, se emplea la microfresadora láser de la Figura 5.1. (b) para retirar el cobre y realizar el resto del circuito (Figura 5.2. (b)).



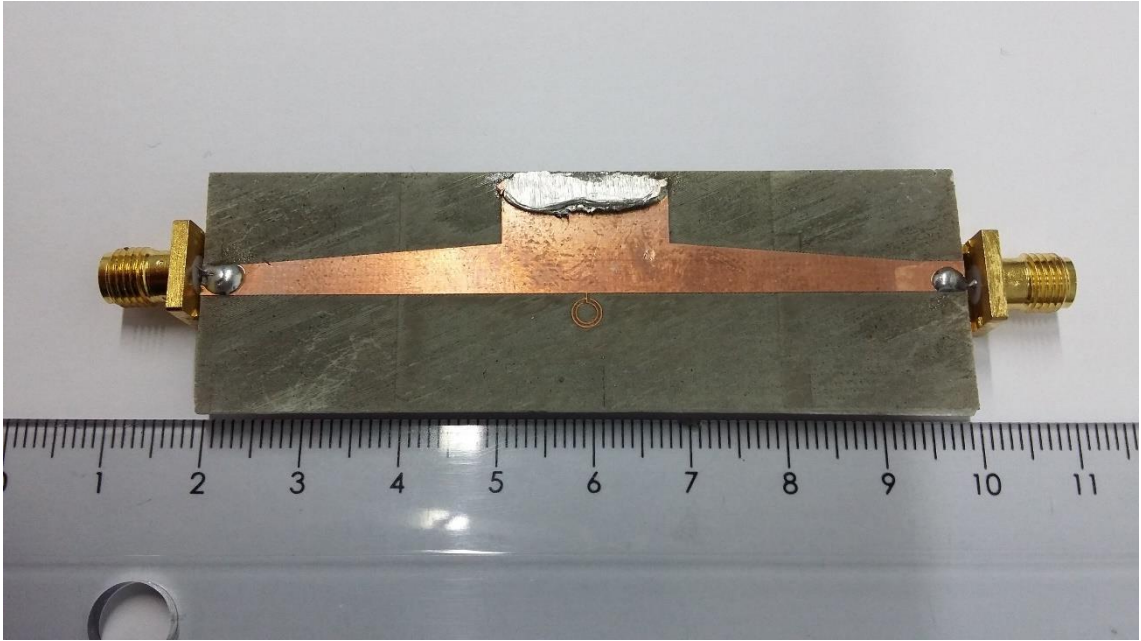
(a)



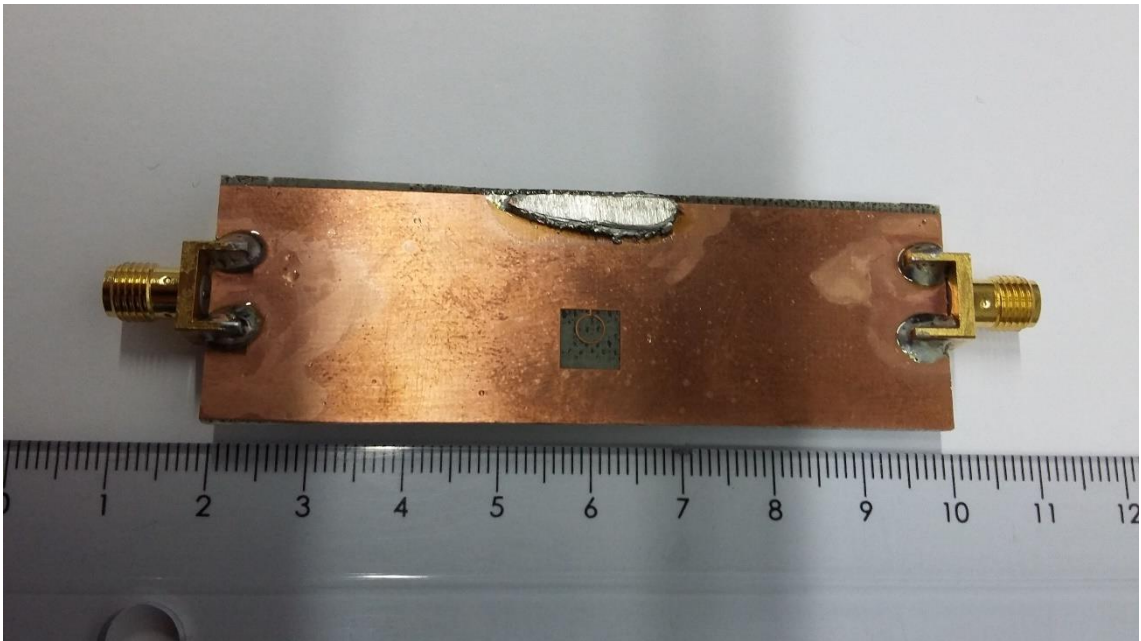
(b)

**Figura 5.2:** Estructura realizada por las microfresadoras: (a) Agujeros y vías sin metalizar. (b) Circuito terminado.

Para los postes metalizados de la estructura HMSIW, se han utilizado y soldado unas clavijas de 0.6mm de diámetro. Finalmente, para poder realizar las medidas con un analizador de redes, se han soldado un adaptador coaxial (SMA) – microstrip en cada extremo de las dos estructuras HMSIW de doble banda eliminada. Las Figuras 5.3 y 5.4 muestran las vista superiores e inferiores de los dos filtros HMSIW de doble banda eliminada.

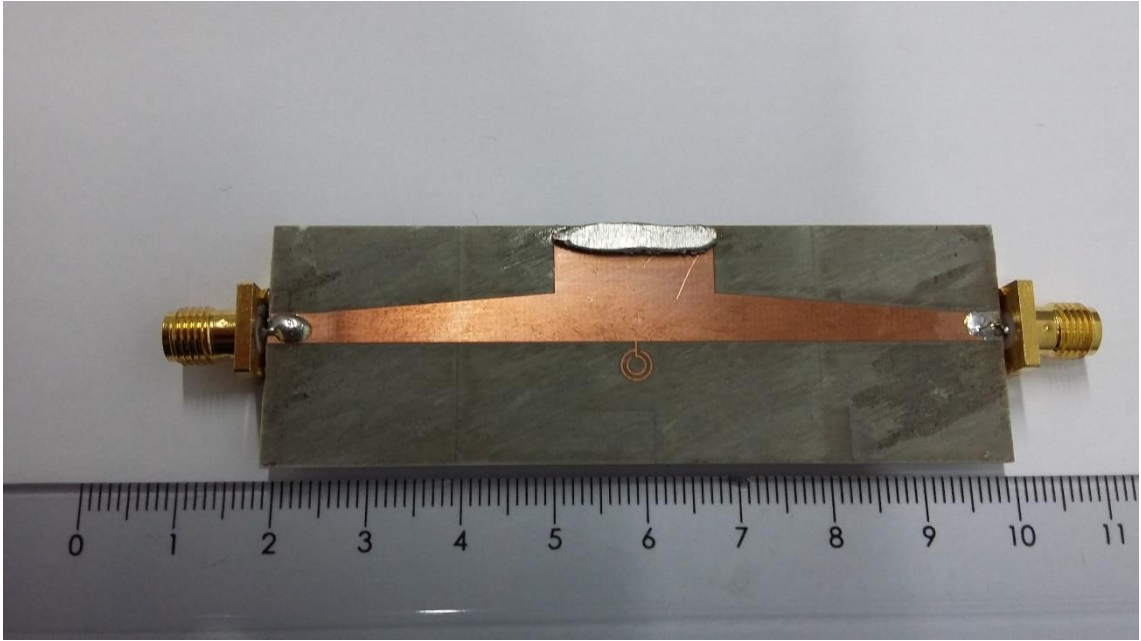


(a)

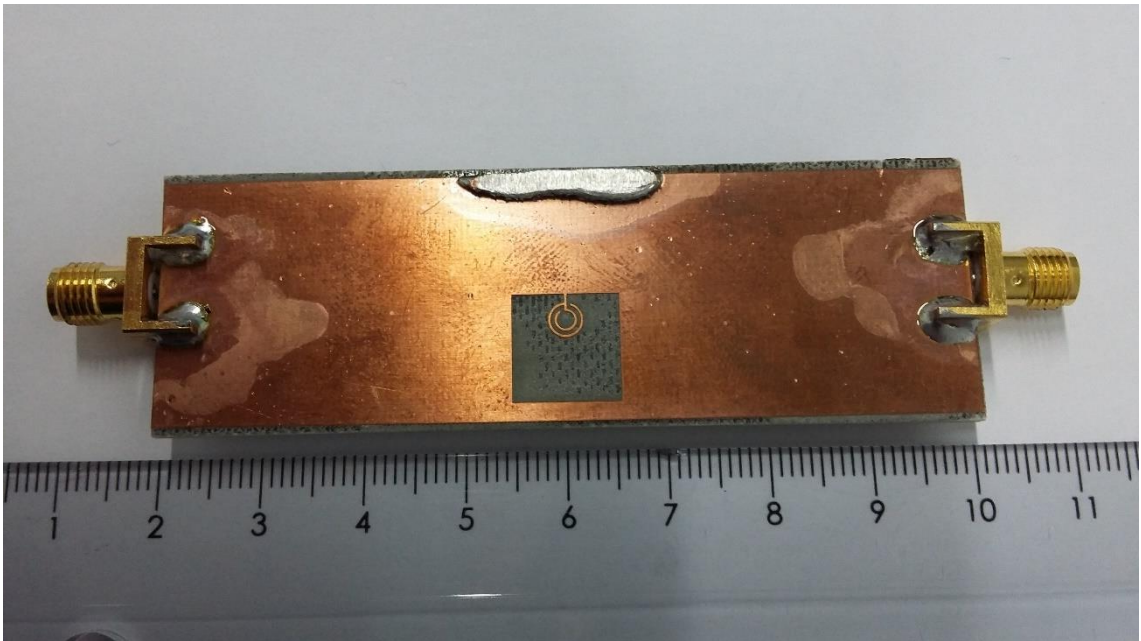


(b)

**Figura 5.3:** Estructura HMSIW con celda BC-OSRR con doble anillo superior y un anillo inferior (variante 1). (a) Vista superior. (b) Vista inferior.



(a)

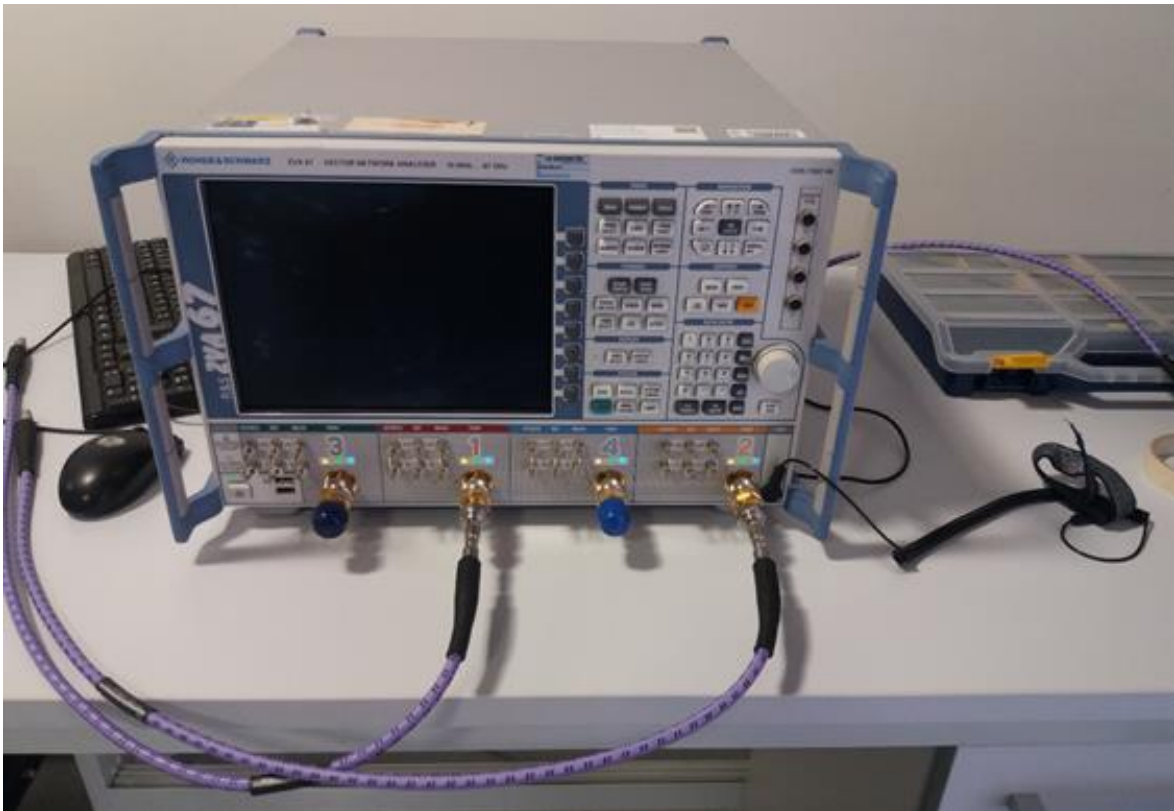


(b)

**Figura 5.4:** Estructura HMSIW con celda BC-OSRR con doble anillo superior e inferior (variante 2). (a) Vista superior. (b) Vista inferior.

## 5.2. Medidas

Las medidas de los dos filtros HMSIW de doble banda eliminada se han realizado con un analizador de redes (Figura 5.5) de Rohde&Schwarz (modelo ZVA67). Este equipo puede realizar medidas de 1 a 4 puertos en un rango de frecuencias comprendido entre 0.01 GHz y 67 GHz.

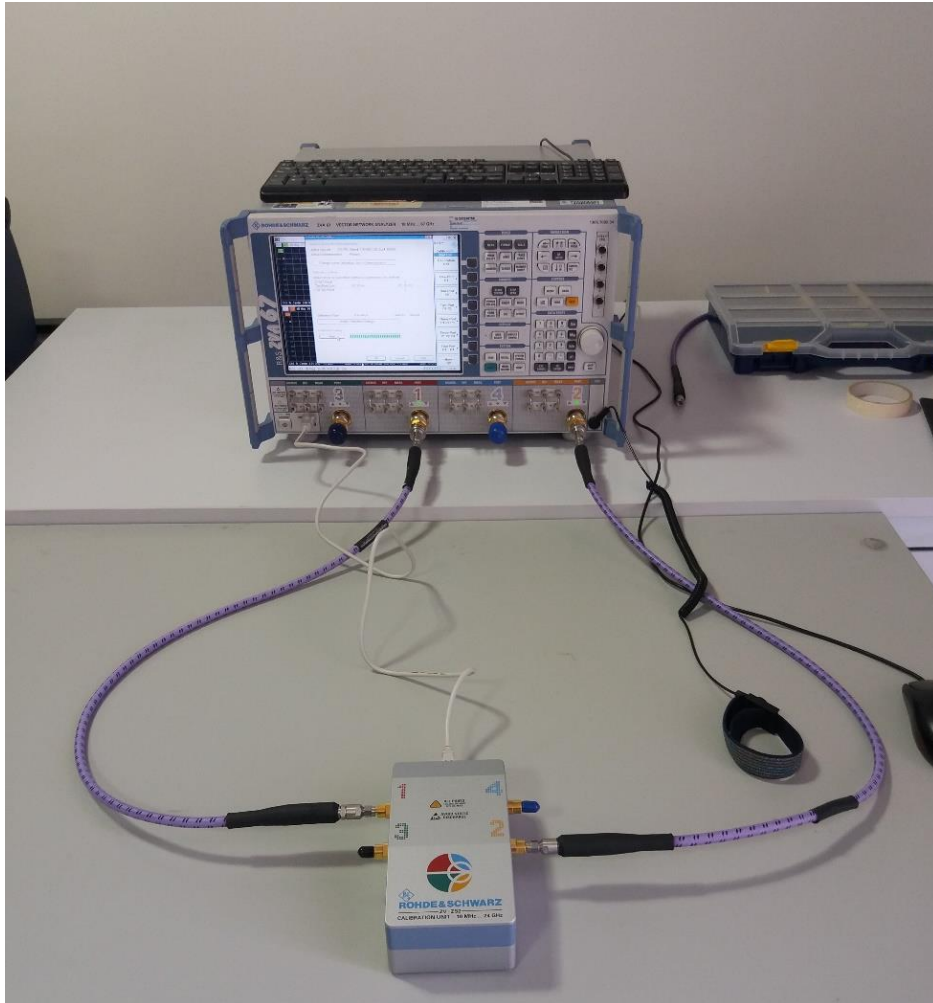


**Figura 5.5:** Analizador de redes de Rohde&Schwarz (modelo ZVA67).

Antes de realizar las medidas con este analizador de redes se debe realizar una calibración previa para tener en cuenta las pérdidas de los cables y conectores, y poder eliminarlas en las medidas posteriores. El proceso de calibración se ha realizado en los extremos de los cables coaxiales mediante una unidad de calibración automática como se muestra en la

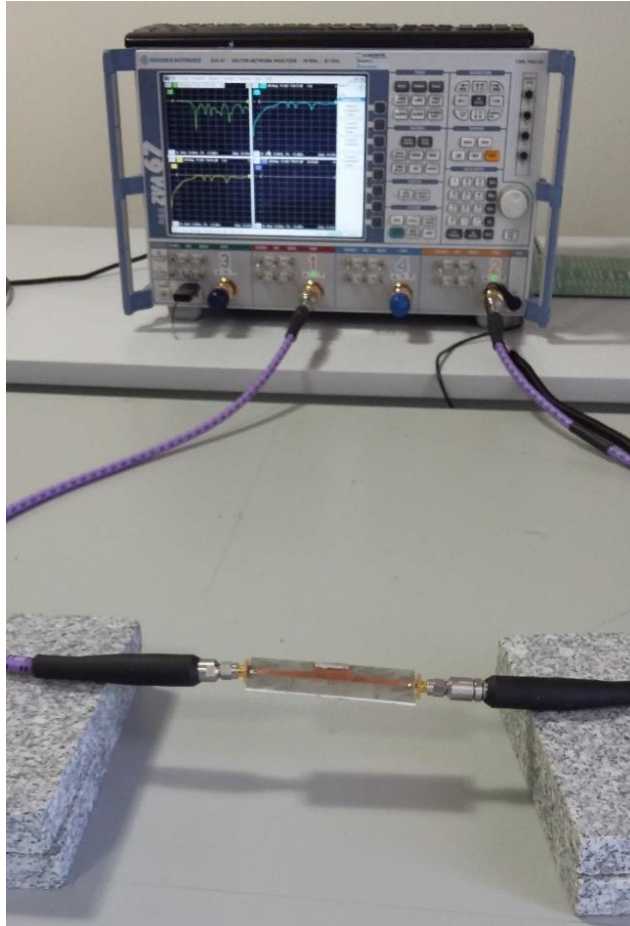


Figura 5.6. También, se deberá realizar una calibración cada vez que se realizan medidas en rangos de frecuencias diferentes, diferentes puntos, etc. En este caso se toma el mismo rango de frecuencias y el mismo número de puntos para ambos filtros, por lo que no será necesario realizar otra calibración.



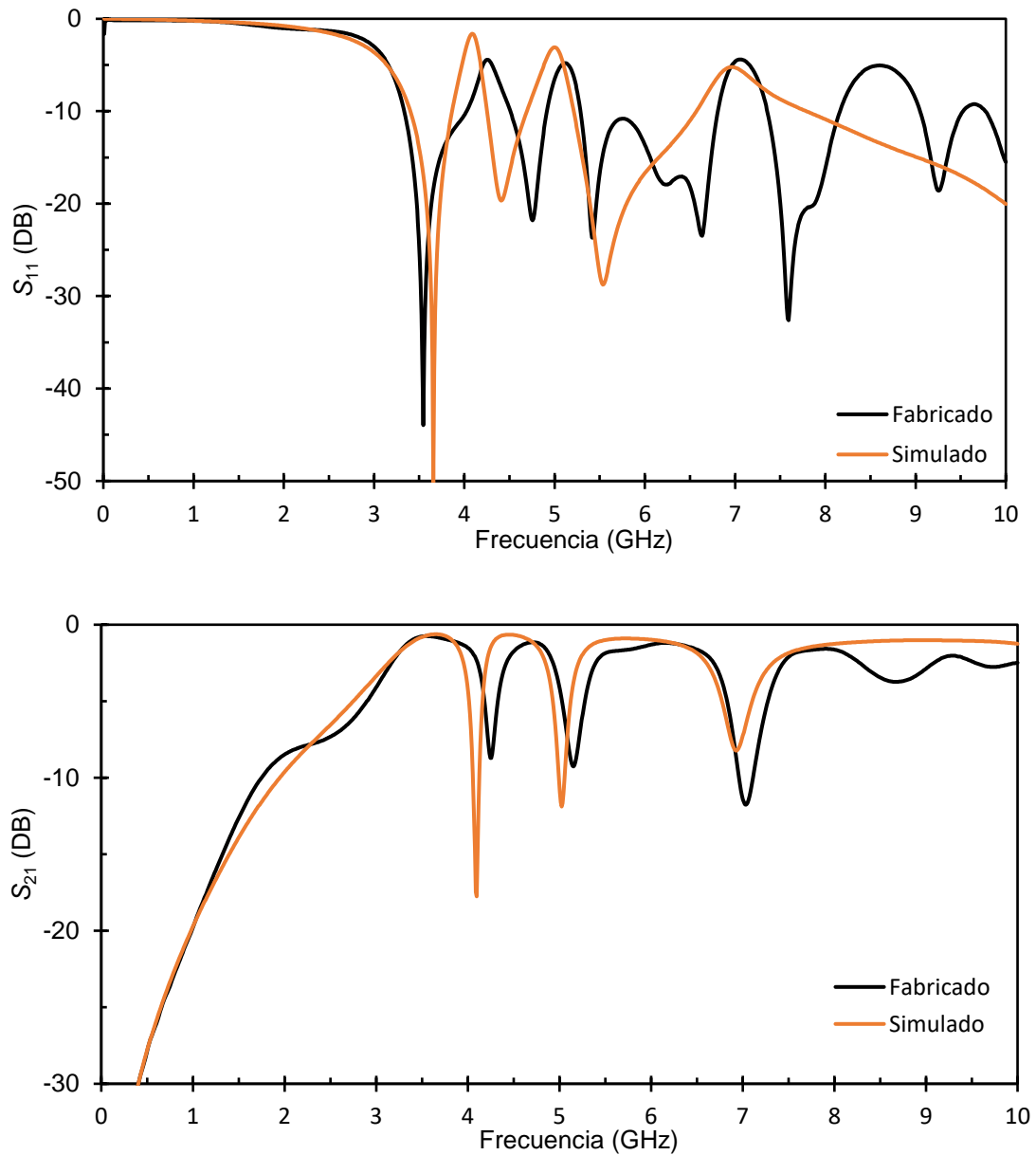
**Figura 5.6:** Proceso de calibración del analizador de redes.

Una vez realizada la calibración del analizador de redes vectorial, se sustituye la unidad de calibración por un filtro HMSIW de doble banda eliminada (Figura 5.7). Se deberá ser cuidadoso al manejar los cables y conectar el filtro para no tener ningún percance a la hora de realizar las medidas.



**Figura 5.7:** Proceso de medición de un filtro elimina multibanda.

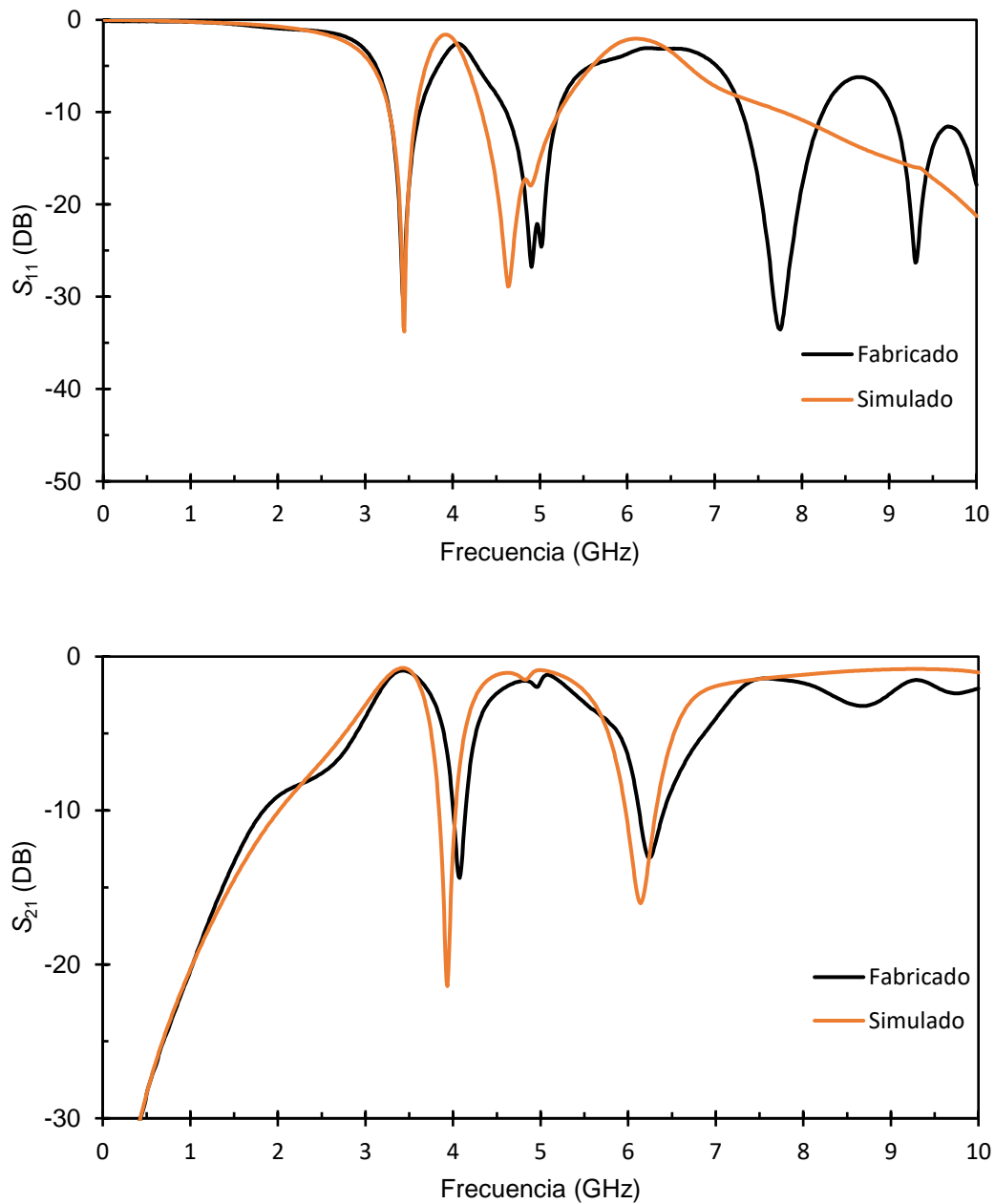
Las medidas de ambos filtros HMSIW de doble banda eliminada se realizaron entre 10 MHz y 10 GHz. Al tratarse ambos filtros de circuitos simétricos, los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  serán idénticos, y los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{12}$  también lo serán. Las respuestas de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$  del filtro HMSIW con la celda BC-OSRR con doble anillo superior y un anillo inferior (variante 1) están representadas en la Figura 5.8, mientras que las respuestas del filtro HMSIW con la celda BC-OSRR con doble anillo superior e inferior (variante 2) están en la Figura 5.9.



**Figura 5.8:** Respuestas  $S_{11}$  y  $S_{21}$  del filtro HMSIW con la celda BC-OSRR con doble anillo superior y un anillo inferior (variante 1).

Como se puede observar en la Figura 5.8, los resultados obtenidos tras realizar las medidas con el filtro HMSIW con la celda BC-OSRR con doble anillo superior y un anillo inferior (variante 1) coinciden razonablemente con los resultados de las simulaciones. Las medidas muestran dos frecuencias de resonancia situadas aproximadamente en 4 GHz y

5 GHz. Las pérdidas de rechazo y de inserción son del orden de 10 dB y 5 dB, respectivamente. Las pérdidas adicionales de las medidas con respecto a las simulaciones son debidas a los adaptadores coaxial (SMA) – microstrip y a las soldaduras, dado que no se consideraron éstos en el proceso de calibración.



**Figura 5.9:** Respuestas  $S_{11}$  y  $S_{21}$  del filtro HMSIW con la celda BC-OSRR con doble anillo superior e inferior (variante 2).

La Figura 5.9 representa los resultados obtenidos mediante medidas y simulaciones del filtro HMSIW con la celda BC-OSRR con doble anillo superior e inferior (variante 2). Como se puede observar (Figura 5.9), las medidas reflejan razonablemente los resultados de las simulaciones. Como para el caso de las medidas del filtro HMSIW con la celda variante 1 (Figura 5.8), las dos frecuencias de resonancia (Figura 5.9) se sitúan ligeramente por encima de los valores obtenidos mediante simulación: 4 GHz y 6 GHz. Esto es debido a que el valor de la permitividad  $\epsilon_r = 3.55$  del sustrato RO 4003 considerado en las simulaciones es ligeramente diferente al valor del mismo sustrato utilizado para la fabricación y medidas del filtro HMSIW variante 2. Las prestaciones en cuanto a pérdidas de rechazo y de inserción son mejores para el filtro HMSIW con la celda variante 2 que con la celda variante 1. Las pérdidas de rechazo y de inserción son, respectivamente, del orden de 13 dB y 3 dB. Sin embargo, estas pérdidas son superiores a los valores obtenidos mediante simulación. Estas pérdidas adicionales en las medidas son debidas a los adaptadores coaxial (SMA) – microstrip y a las soldaduras, dado que no se consideraron en el proceso de calibración. Finalmente, se puede comprobar, tanto en las medidas como en las simulaciones electromagnéticas, la aparición de una pequeña resonancia espuria de aproximadamente 1 dB de pérdidas de inserción, consecuencia de que la celda BC-OSRR con doble anillo superior e inferior (variante 2) excita una combinación intermedia de las dos principales resonancias en 4 GHz y 6 GHz.

## **6. Conclusiones y líneas futuras.**

En este trabajo se han desarrollado, implementado y medido dos filtros de microondas de doble banda eliminada en tecnología SIW. La tecnología SIW ha despertado un gran interés en la comunidad científica estos últimos años, dado que posee las ventajas de la tecnología planar y guía de onda rectangular y, como consecuencia, un gran potencial para el desarrollo de sistemas de microondas de banda ancha de altas prestaciones. Los filtros se han obtenido mediante estructuras metamateriales basadas en dos variantes de un resonador biplano de anillos abiertos (Broadside Coupled Open Split Ring Resonators, BC-OSRR). La variante 1 es una celda BC-OSRR con un doble anillo superior y un anillo inferior, mientras que la variante 2 corresponde a una celda BC-OSRR con un doble anillo superior e inferior. Estas dos variantes se conectaron en el lateral sin metal de una guía de media onda SIW (HMSIW), permitiendo de este modo la integración de resonadores de multianillos abiertos en tecnología SIW. La conexión de las estructuras HMSIW cargadas con las variantes de la celda BC-OSRR con el analizador de redes se llevó a cabo mediante una transición microstrip-HMSIW. El análisis de las estructuras mediante simulaciones electromagnéticas ha permitido desarrollar un circuito equivalente. Los diseños de las estructuras se realizaron mediante el circuito equivalente para conseguir una frecuencia de corte de la HMSIW a 3 GHz y dos bandas de rechazo con las dos variantes de la celda BC-OSRR: 4 GHz y 5 GHz para la variante 1 y 4 GHz y 6 GHz para la variante 2. Las medidas de ambas estructuras coinciden razonablemente con las simulaciones electromagnéticas. Se consiguieron pérdidas de rechazo y de inserción mejores que 13 dB y 3 dB.

Las futuras líneas podrían estar encaminadas en mejorar la transición microstrip-HMSIW, aumentar tanto el número de anillos abiertos de la celda BC-OSRR como el orden de los

filtros, y añadir elementos concentrados como diodos de tipo varactor para realizar filtros multibandas eliminadas sintonizables.

## Bibliografía

- [1] Humboldt State University: "Microwave Remote Sensing Overview", 2017
- [2] F. Wei, W. T. Li, X. W. Shi and Q. L. Huang: "Compact UWB Bandpass Filter With Triple-Notched Bands Using Triple-mode Stepped Impedance Resonator". *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 22, no. 10, pp. 512-514, Oct. 2012.
- [3] X. Wei *et al.*: "Compact Tri-Band Bandpass Filter Using Open Stub Loaded Tri-Section  $\lambda/4$  Stepped Impedance Resonator". *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 24, no. 8, pp. 512-514, Aug. 2014.
- [4] K. Chin, J. Yeh and S. Chao: "Compact Dual-Band Bandstop Filters Using Stepped-Impedance Resonators". *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 12, pp. 849-851, Dec. 2007.
- [5] 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". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 6, pp. 3001-3010, June 2018.
- [6] K. Wu, D. Deslandes e Y. Cassivi: "The substrate integrated circuits - a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics", in 6th international conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, 2003
- [7] Feng Xu and Ke Wu: "Guided-Wave and Leakage Characteristics of Substrate Integrated Waveguide". *IEEE Trans. on Microw. Theory and Techn.*, vol. 53, no. 1, pp. 66-73, Jan 2005.



- [8] D. Deslandes y K. Wu: "Design Considerations and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components". In European Microwave Conference, Milano, 23-27, pp. 881-884, Sept. 2002.
- [9] Q. Lai, C. Fumeaux, W. Hong and R. Vahldieck. "Characterization of the Propagation Properties of the Half-Mode Substrate Integrated Waveguide". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 8, pp. 1996-2004, Aug. 2009.
- [10] 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.
- [11] Yuanqing Wang et al.: "Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) Bandpass Filter". *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 4, pp. 265-267, April 2007.
- [12] H. Kumar, "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.
- [13] Asanee Suntives: "High-Speed Data Transmission Using Substrate Integrated Waveguide-Type Interconnects". Degree of Doctor, McGill University, Montreal, Quebec, Canada, Feb 2009.
- [14] David M. Pozar: *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, Inc., Second Edition, section 3.8, pp. 160-163.
- [15] Revista SCIENCE (Dec. 2010) [Online].  
<https://www.sciencemag.org/site/special/insights2010/>

- [16] A. Shilova: "Metamaterials in electromagnetics". *Metamaterials*, vol. 1, no. 1, pp. 2-11, 2007.
- [17] M. Lapine and S. Tretyakov: "Contemporary notes on metamaterials". *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 1, no. 1, pp. 3-11, 2007.
- [18] Ana María Rodríguez Pérez, "Síntesis de líneas de transmisión. Metamateriales con Mapeado Espacial Agresivo". Universidad Politécnica de Valencia, Abril 2010.
- [19] Victor Georgievich Veselago: "The electrodynamics of substances with simultaneously negative value of permittivity and permeability". *Soviet Phys., USP*, vol. 10, no. 4, pp. 509-514, 1968.
- [20] 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.
- [21] George V. Eleftheriades and Keith G. Balmain: "Negative-Refraction Metamaterials: Fundamental Principles and Applications", IEEE Press, Ed. Toronto: John Wiley & Sons, 2005.
- [22] D.R. Smith *et al.*: "Left-Handed Metamaterials," in *NATO-ASI, Photonic Crystals and Light Localization*, Crete, 2000, pp. 1-21.
- [23] J. D. Baena, et al.: "Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines". *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, pp. 1451-1461, April 2005.
- [24] J. D. Ruiz, J. Hinojosa, and A. Alvarez-Melcon: "Microstrip notch filters based on open interconnected split ring resonators (OISRRs)". *Appl. Phys. A, Solids Surf.*, vol. 112, pp. 263–267, Aug. 2013

[25] R. Torres-Torres, G. Romo, B. Horine, A. Sacher and H. Heck: "Full Characterization of Substrate Integrated Waveguides from S-Parameter Measurements," in *2006 IEEE Electrical Performane of Electronic Packaging*, Scottsdale, AZ, 2006, pp. 277-280.

[26] Ansoft Corporation, "HFSS User's Guide".