

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS  
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



***Trabajo Fin de Grado***

**Filtro Rechazo de Banda Basado en  
Metamateriales: Filtro LTE  
(Metamaterial Band-Reject Filter: LTE Filter)**

Para acceder al Título de

***Graduado en  
Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación***

Autor: Álvaro Guitián Herrera

Octubre - 2017

## **GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN**

### **CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE GRADO**

**Realizado por: Álvaro Guitián Herrera**  
**Director del TFG: Tomás Fernández Ibáñez**

**Título:** “Filtro Rechazo de Banda Basado en Metamateriales: Filtro LTE”  
**Title:** “Metamaterial Band-Reject Filter: LTE Filter “

**Presentado a examen el día:**  
para acceder al Título de

## **GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN**

### Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Tazón Puente, Antonio

Secretario (Apellidos, Nombre): Quintela Incera, M<sup>a</sup> Ángeles

Vocal (Apellidos, Nombre): Fernández Ibáñez, Tomás

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de: .....

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del TFG  
(sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector

Trabajo Fin de Grado N°  
(a asignar por Secretaría)

## **Agradecimientos:**

Este trabajo es el resultado del esfuerzo, la voluntad y la constancia que siempre han ido acompañadas de la mejor manera posible, con un magnífico tutor Tomás Fernández. Estoy muy agradecido del empeño y los conocimientos que me aporta y me transmite, además de ser tan cercano.

También agradecer a la profesora Amparo Herrera por su asistencia en el simulador empleado en las fases iniciales del desarrollo. Resaltaré la labor del ingeniero de Keysight Technologies, Alexander Pérez por sus explicaciones tan detalladas acerca del entorno de ADS, y su implicación, gracias a su tarea se reforzaron sustancialmente los conocimientos sobre el software.

Por último, agradecer a mi entorno más cercano, padres y abuelos fundamentalmente, junto a toda mi familia completa, por su apoyo, su aliento y su cariño, que me ofrecen en todos los buenos y malos momentos.

Gracias a todos.

## INDICE

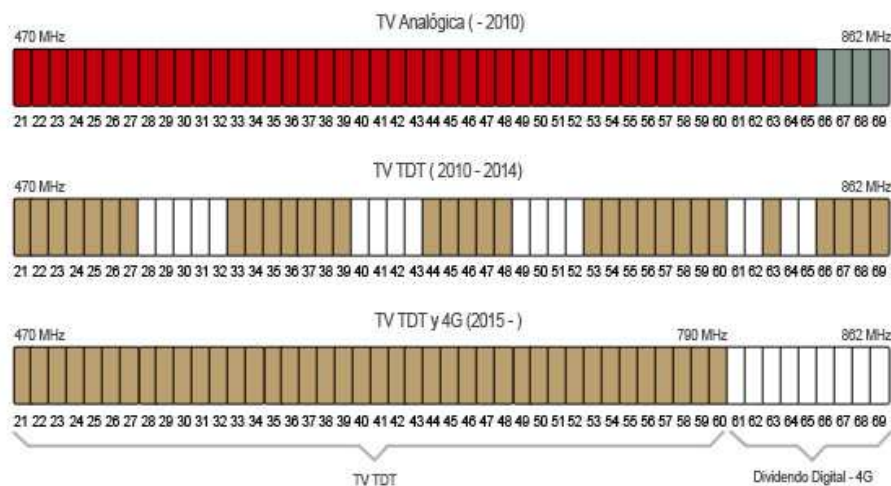
<b>1. Introducción y objetivos.....</b>	<b>6</b>
1.1. Presentación.....	6
1.2. Propósito.....	7
1.3. Organización de la memoria.....	8
<b>2. Descripción teórica.....</b>	<b>9</b>
2.1. Medios zurdos.....	9
2.1.1. Metamateriales.....	9
2.1.2. Propagación de ondas en medios zurdos.....	10
2.1.3. Principales características.....	12
2.1.3.1. Refracción inversa.....	13
2.1.3.2. Efecto Doppler inverso.....	15
2.1.3.3. Radiación de Cerenkov inversa.....	15
<b>3. CSRR.....</b>	<b>17</b>
<b>4. Diseño e implementación en ADS del filtro basado en</b>	
<b>    CSRR.....</b>	<b>21</b>
4.1. Realización de CSRR .....	21
4.2. Parametrización de los elementos.....	23
4.3. Definición de puertos entrada/salida.....	25
4.4. Elección de los substratos a utilizar.....	29
4.5. Configuración de las simulaciones.....	33
4.5.1. Simulación electromagnética: ADS Momentum.....	33

4.5.2. Análisis de las diferentes estructuras.....	35
<b>5. Resultados experimentales.....</b>	<b>43</b>
<b>6. Conclusiones y líneas futuras.....</b>	<b>60</b>
6.1. Conclusión.....	60
6.2. Estudios futuros.....	61
<b>Bibliografía.....</b>	<b>62</b>

# **1. Introducción y objetivos**

## **1.1. Presentación**

Hoy en día la convivencia de un número elevado de sistemas de comunicación tiene lugar en el espectro radioeléctrico, por ello es determinante gestionar su funcionamiento de manera eficiente y segura. En el caso de las comunicaciones de telefonía móvil LTE (Long Term Evolution) en la actualidad, se han extendido cada vez más y la situación de expansión y de acondicionamiento ha demandado mayor uso del espectro. En las zonas urbanas el uso de la banda de este sistema se sitúa entre los 2500 MHz y 2600 MHz. Es por este aspecto que no es crítica la necesidad en entornos urbanos de abordar medidas correctoras para mejorar la coexistencia de la TDT (Televisión Digital Terrestre), situada entre 470 MHz y 862 MHz, y LTE, antes del dividendo digital del 2015. A partir de entonces ese mismo año, con motivo de mejorar la cobertura en poblaciones de menor tamaño, el 19 de Septiembre en el Real Decreto 805/2014, se liberaron los canales del 61 al 69 (790 a 862 MHz), para introducir la telefonía LTE favoreciendo la extensión nacional en emplazamientos rurales, y favoreciendo una mejora en la cobertura en interiores. Es entonces cuando de manera inesperada, en algunas regiones, se experimentaban situaciones de mal funcionamiento en la TDT debido a que se localizaban edificios cercanos a antenas de telefonía, y como la telefonía se sitúa en una banda adyacente a la Televisión Digital Terrestre, ésta podría verse afectada de interferencias en algunas viviendas próximas a nodos 4G.



**Figura.1** Distribución en España de servicios en el espectro radioeléctrico por años en la banda UHF entre 470 y 862 (MHz)

## 1.2 Propósito:

El objeto del presente trabajo es el estudio, diseño e implementación de un filtro basado en CSRR's (de sus siglas en Inglés Complementary Split-Rings Resonators) que evite de manera efectiva las interferencias presentes en las comunicaciones inalámbricas terrenas de la Televisión Digital Terrestre, ocasionadas por señales difundidas por las estaciones base de comunicaciones LTE en la banda limítrofe de ambos sistemas de comunicación. En este trabajo se utilizarán dos substratos distintos con el propósito de comparar prestaciones, y señalar las ventajas y los inconvenientes de los mismos.

Los factores que nos impulsaron a realizar el diseño con resonadores CSRR's fueron diversos. En primer lugar, se necesita un circuito con ausencia de elementos concentrados que dificulten la fabricación y la reproducción idéntica, además de la optimización en el coste de elementos constituyentes del filtro. Por tanto, asegurando un funcionamiento constante independiente de los diferentes filtros que se fabriquen con las mismas características, tanto físicas como eléctricas, dentro de unas tolerancias implícitas aceptables en cualquier proceso de producción. Además, otro factor influyente en la determinación tecnológica empleada es evitar el fenómeno físico de *microfonismo*. Éste afecta a los elementos circuitales cuyas

variaciones mecánicas producidas por vibraciones en las superficies de dichos componentes, perturben las características eléctricas como por ejemplo, la capacidad de condensadores, o las inductancias en las bobinas. Evitar estos aspectos es esencial para no influir negativamente en el funcionamiento electromagnético de nuestro sistema.

Indicar que los resultados obtenidos en este trabajo han sido utilizados por una empresa Española especializada en electrónica de transmisión y distribución de TV para desarrollar un filtro LTE protegido bajo Modelo de Utilidad.

### **1.3 Organización de la memoria**

La forma en la que está distribuida esta memoria, y los puntos principales de la misma, se exponen en este subapartado.

En el punto dos del documento, se realiza una introducción teórica a los metamateriales o medios zurdos, basándonos en un aspecto fundamental a la hora de estudiar dichos materiales, como es el estudio de la propagación de las ondas en los mismos, fundamentado en las ecuaciones de Maxwell. Además en el apartado segundo, se enuncian algunas de las propiedades significativas de los medios zurdos. En el apartado tres dedicamos un estudio de los elementos esenciales de este trabajo que son los CSRR, se hablará de cómo son, en qué consisten, y sus principales parámetros, así como su circuito eléctrico equivalente. Los apartados cuatro y cinco corresponden al diseño en el simulador electromagnético, y los resultados experimentales, respectivamente. Por último, en el sexto punto se obtendrán conclusiones y se marcarán las posibles líneas futuras de las investigaciones en este campo de trabajo.



## **2. Descripción Teórica**

Este punto segundo está compuesto por varios subapartados. El primero de ellos, explicará qué son los metamateriales y cuáles son sus características. Seguidamente, se realizará una breve descripción sobre el primer diseño elaborado a partir de metamateriales, y ya por último, se realizará una sustentación teórica más en profundidad sobre los novedosos ‘Complementary Split-Ring Resonators’, fundamentales para este proyecto.

### **2.1 Materiales Zurdos (LHM)**

#### **2.1.1 Metamateriales**

No existe una definición universal que describa el concepto de metamateriales [1], pero hay un acuerdo general que define dichos materiales como estructuras artificiales que exhiben propiedades, inusuales y controlables, electromagnéticas (EM), ópticas, o propiedades acústicas. Los metamateriales son estructuras periódicas, (o cuasi-periódicas) con celdas unitarias (o átomos) consistentes en combinaciones de metales y/o dieléctricos. Más que la composición de sus elementos constituyentes, las inusuales y (a veces llamativas) propiedades de los metamateriales, provienen de su estructura. Por lo tanto, por medio de adecuados diseños y empleo de ingeniería, en esos materiales artificiales, es posible no sólo conseguir propiedades más allá de las que se pueden encontrar en medios naturales, que pueden encontrarse en la naturaleza, si no controlarlas o modificarlas para obtener ciertos requerimientos, especificaciones o comportamientos. Probablemente, las estructuras metamateriales más populares (o al menos esas que han sido capaces de atraer el interés de los científicos y de los medios) son esos dedicados a la invisibilidad de objetos. Esas estructuras son ejemplos de materiales ingeniados para conseguir propiedades sin precedentes, tal como guías de onda

controlables, de tal manera que la dispersión es inhibida y la capa ( y los objetos dentro de ellos) no puede ser detectados.

Por muchos investigadores en este campo, el término *metamaterial* es restrictivo sólo a esas estructuras artificiales periódicas con celdas unitarias de dimensiones mucho más pequeñas que la longitud de onda. En estos materiales artificiales, la radiación incidente “ve” la estructura como un medio continuo (o efectivo), así que puede ser descrito o modelado en términos de parámetros efectivos, como la permitividad efectiva, permeabilidad, o índice de refracción (esos medios metamateriales efectivos operan en el régimen de refracción). Su característica fundamental es que presentan una  $\epsilon$  y  $\mu$  negativas.

### 2.1.2. Propagación de ondas en medios zurdos

La propagación en metamateriales con permitividad eléctrica y permeabilidad negativa, simultáneamente, fue por primera vez expuesta y analizada por Veselago en 1960 [1], a pesar de que fue necesario esperar más de 30 años para ver la primera realización práctica de un medio LH. Para estudiar la propagación en dichos medios, vamos a considerar primero las ecuaciones de onda:

$$\nabla^2 \vec{E} + \omega^2 \mu \epsilon \vec{E} = 0 \quad (1)$$

$$\nabla^2 \vec{H} + \omega^2 \mu \epsilon \vec{H} = 0 \quad (2)$$

Las expresiones anteriores no se ven afectadas por los cambios de signo simultáneos de la permitividad eléctrica y de la permeabilidad magnética propios de los metamateriales. Es claro que las bajas pérdidas deben ser transparentes, de hecho, en vistas a las ecuaciones anteriores puede ser erróneamente interpretado que las soluciones son invariantes a pesar del cambio de signo. Sin embargo, cuando las ecuaciones diferenciales de primer orden de Maxwell son consideradas explícitamente:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (3)$$

$$\nabla \times \vec{H} = -j\omega\epsilon\vec{E} \quad (4)$$

Se deduce, que esas soluciones son bastante diferentes, de hecho, para campos de ondas planas de la forma  $\vec{E} = \vec{E}_0 e^{-j\vec{k}\vec{r} + j\omega t}$  y  $\vec{H} = \vec{H}_0 e^{-j\vec{k}\vec{r} + j\omega t}$ , las ecuaciones de arriba se convierten:

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega\mu\vec{H} \quad (5)$$

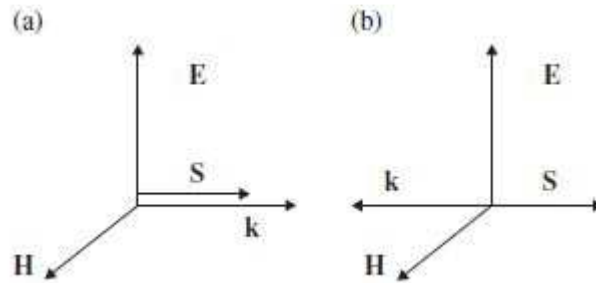
$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega\epsilon\vec{E} \quad (6)$$

De acuerdo a las expresiones anteriores, para un medio de índice doblemente positivo ( $\epsilon > 0$  y  $\mu > 0$ ),  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$  y  $\vec{k}$ , forman un sistema RH (Right-handed) de vectores ortogonales. Sin embargo, (para un medio de índice doblemente negativo), las expresiones se escriben como:

$$\vec{k} \times \vec{E} = -\omega|\mu|\vec{H} \quad (7)$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega|\epsilon|\vec{E} \quad (8)$$

Y  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$  y  $\vec{k}$ , forman ahora un triplete LH (Left-Handed), como se ilustra en la figura

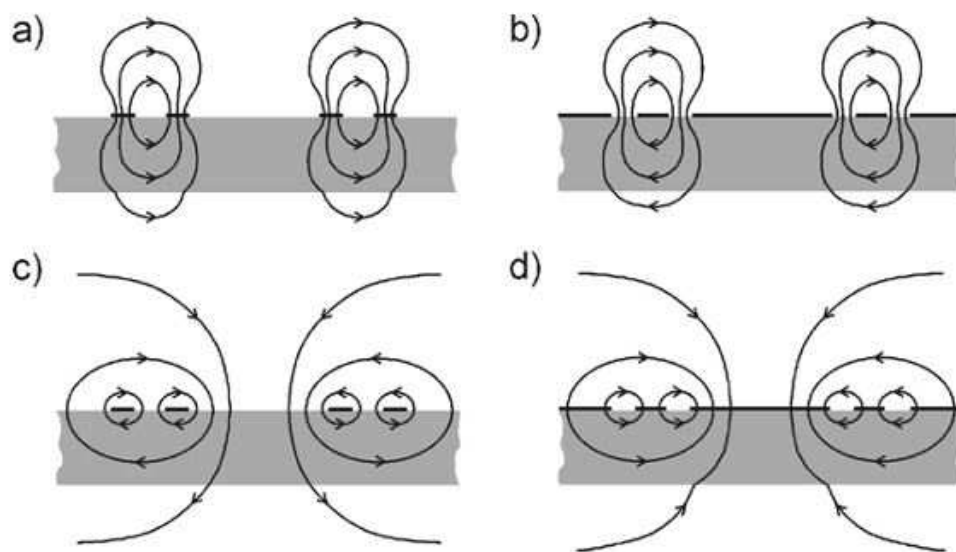


**Figura.2** a)medio RH (Right-Handed) y b)medio LH (Left-Handed)

(Imagen utilizada protegida bajo Copyright. 2008 [John Wiley](#) )

El vector de Poynting también es inafectado por el cambio simultáneo de signo en permitividad y permeabilidad [1]. Esto significa que  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$  y  $\vec{S}$  forman un triplete RH en ambos tipos de medios (DNG y DPS). Por tanto, en LH,  $\vec{S}$  y  $\vec{k}$  son antiparalelos, o en otras palabras, la dirección de flujo de energía está en oposición a la dirección de frente de onda en

medios LH. Por consiguiente, los medios zurdos soportan ondas hacia atrás o (*backward waves*), por ello, el término *backward media* ha sido también propuesto para designar dichos medios. Sin embargo, el término *backward waves*, para describir ondas de propagación con velocidades de fase y de grupo antiparalelas, no es nuevo. Dichas ondas puede que aparezcan en guías de onda no uniformes, y estructuras periódicas y también onda hacia atrás o líneas de transmisión duales. La propagación de onda hacia atrás en medio isotrópico homogéneo parece ser única propiedad de materiales zurdos.



**Figura.3**

Sketch of the: (a) electric- and (c) magnetic-field lines of an SRR on a dielectric substrate. (b) Magnetic- and (d) electric-field lines of a similar CSRR on the same dielectric substrate are also sketched.

Ref: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* . (J.D. Baena, J. Bonache,

M.Sorolla 2005)

### 2.1.3. Principales características de los metamateriales:

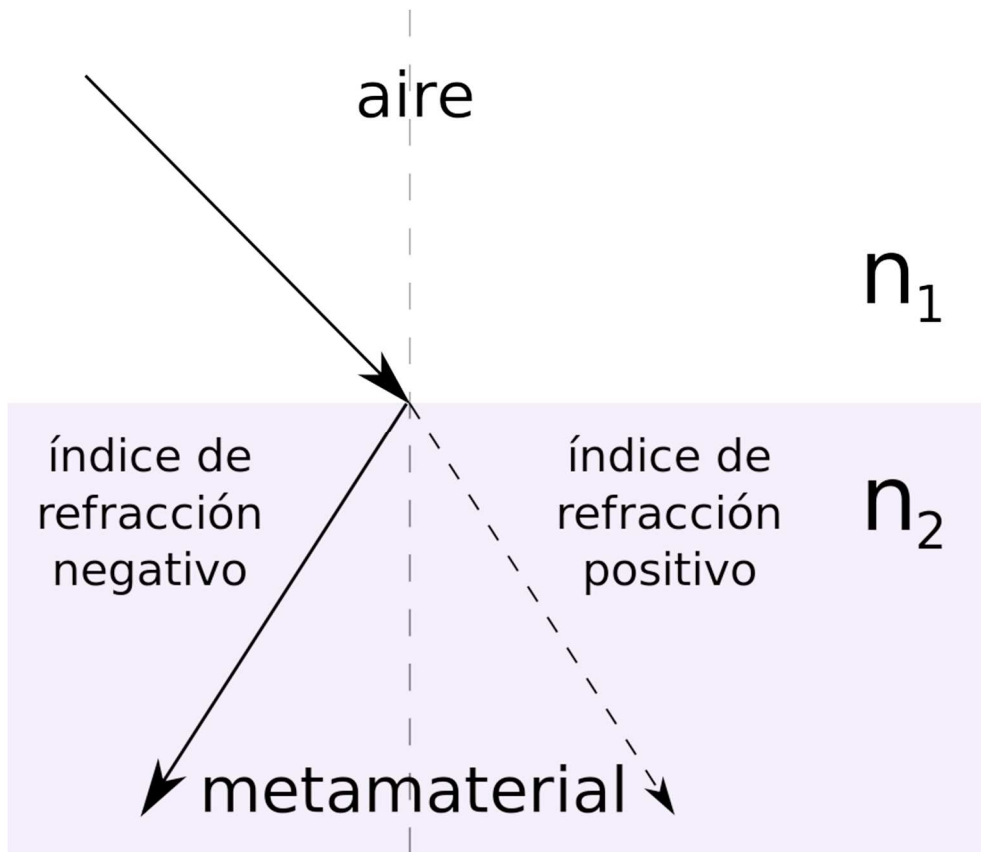
En cuanto a las características que se recogen de los metamateriales, podemos hacer referencia a las que reúnen condiciones que no son comunes en los materiales convencionales o medios diestros. Dichas propiedades atípicas son las siguientes:

- Índice de refracción negativo
- Inversión del Efecto Doppler
- Radiación Cerenkov inversa

En este trabajo trataremos de justificar las bases fundamentalmente de manera cualitativa, señalando los aspectos teóricos esenciales que describen dichas características físicas.

#### **2.1.3.1. Refracción negativa**

Se entiende la refracción negativa como una característica física propia de materiales zurdos, mediante la cual el haz de luz refractado (en el caso de la óptica) se desplaza del semiplano opuesto al rayo incidente, (entendiéndose por semiplano a las dos zonas en las que queda dividido el espacio óptico por la normal), al semiplano en el que se encuentra el haz de incidencia, representando así un hecho atípico en medios diestros. Descrito en la imagen posterior:



**Figura.4** Representación de la refracción negativa en medios zurdos

El índice de refracción de un material se puede calcular como [2,3]:

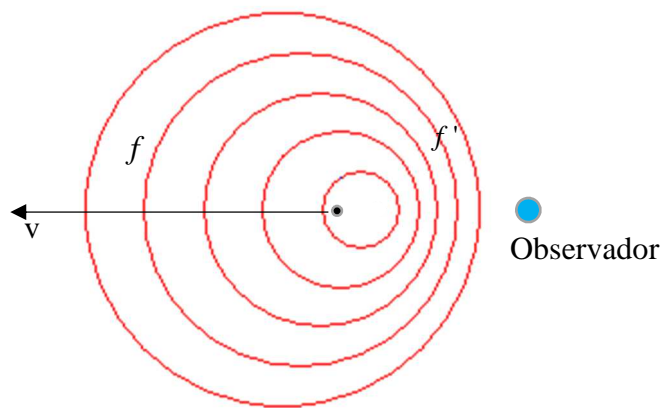
$$n = n_r + i \cdot n_i = \sqrt{(\epsilon_r + i \cdot \epsilon_i)(\mu_r + i \cdot \mu_i)} \quad (9)$$

donde:

- $n_r$  y  $n_i$ , son la parte real y la parte imaginaria respectivamente del índice de refracción
- $\epsilon_r$  y  $\epsilon_i$ , la parte real e imaginaria respectivamente de la constante de permitividad
- $\mu_r$  y  $\mu_i$ , la parte real e imaginaria respectivamente de la permeabilidad.

### 2.1.3.2. Efecto Doppler inverso

En el efecto Doppler al uso, por ejemplo en acústica, las ondas de un objeto emisor alejándose de nuestro punto de observación, se perciben con frecuencias cada vez menores. Esta situación se da cuando el medio de propagación se caracteriza como medio doblemente positivo DPS ( $\epsilon > 0; \mu > 0$ ). Por el contrario, en un medio doblemente negativo DNG ( $\epsilon < 0; \mu < 0$ ), las ondas que percibimos cuando un objeto se va alejando desde nuestro origen de observación, son cada vez de mayor frecuencia.



**Figura.5** objeto a velocidad  $v$ , desplazándose en oposición al observador (inmóvil), cuya frecuencia de percepción por el observador es más alta cuando el objeto se aleja del mismo, que cuando se acerca (frecuencia menor), luego existe una inversión del efecto

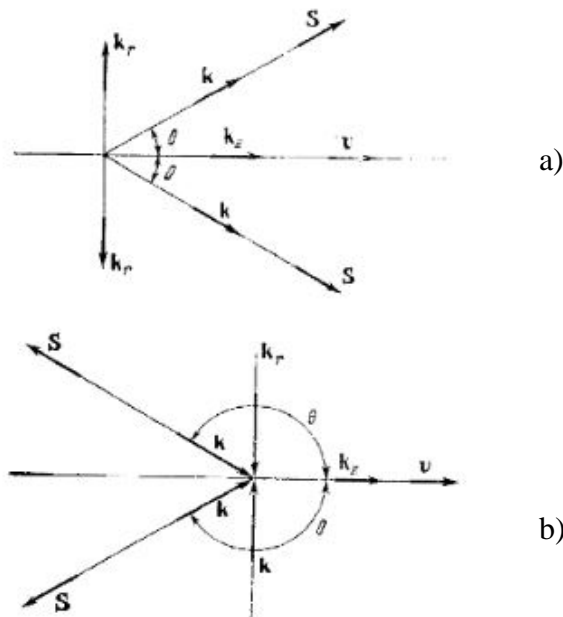
Doppler.  $f' > f$

### 2.1.3.3. Radiación Cerenkov inversa

Existe un fenómeno especialmente atribuido al estudio de los metamateriales[1], y reconocido por sus propiedades particulares, que cabe destacar debido a la escenificación de la propiedad de la física convencional, y de las más conocidas, que es el principio de conservación de la energía y el equilibrio de energía atómico. Su fenómeno principal radica en la emisión fotónica de los metamateriales cuando una partícula se desplaza a velocidad  $v$  a través de un medio zurdo con velocidad de fase de la luz en el medio menor que  $v$ . Entonces como la partícula viaja cargada, los electrones de los átomos en el medio son desplazados, y se ionizan,

y para restaurar el equilibrio se liberan fotones. Si el movimiento de la partícula es suficientemente lento, comparado con la velocidad de la luz en el medio, dichos fotones se chocan entre sí destructivamente y entonces no habría radiación detectada. Por el contrario, si la partícula viaja más rápido que la luz en el medio  $\left(\frac{c}{n}\right)$ , existiría radiación, la cual generaría una onda de choque, similar a la onda de choque que forman los aviones supersónicos. Como se ilustra en la siguiente figura, cuando la partícula se desplaza los frentes de onda esféricos van retrasados en relación con el movimiento de la partícula, con el resultado de radiación Cerenkov hacia atrás. El ángulo de radiación es dado por:

$$\cos \theta = \frac{c}{nv} \quad (10)$$



**Figura.6** a) radiación Cerenkov en medio DPS, b) radiación Cerenkov hacia atrás en medios zurdos.

El vector  $v$  representa el desplazamiento de la partícula [7], y  $S$  el vector de Poynting indica el flujo energético de los fotones liberados. Para que exista dicho fenómeno la partícula debe estar cargada. (*The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$* , V.Veselago)

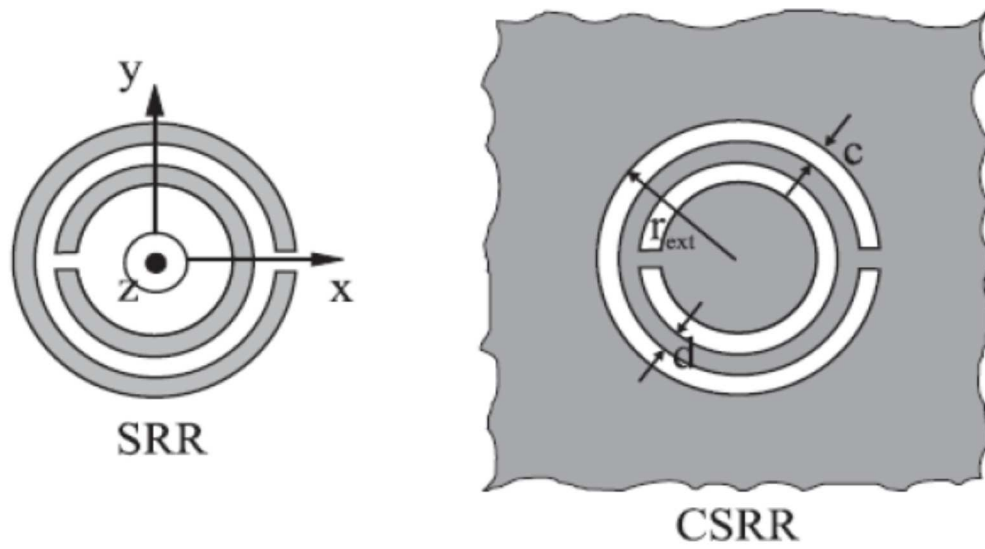


### 3. CSRR's (Complementary Split-Ring Resonators)

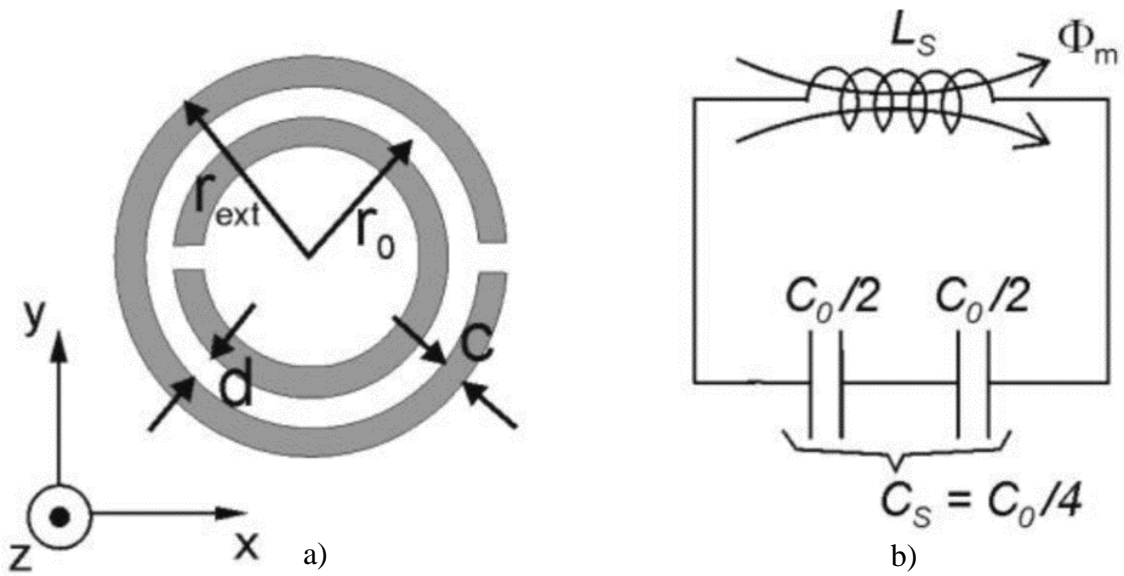
Los anillos resonadores complementarios con abertura (CSRR) son considerados como los equivalentes duales del SRR (Split-Ring Resonator) convencional [4]. Por lo que, una variación en el tiempo del campo eléctrico, teniendo una fuerte componente en la dirección axial, da aumento a un medio de  $\epsilon$  efectiva. Teniendo en mente este hecho, el mecanismo de operación de un filtro de rechazo de banda basado en CSRR puede explicarse como sigue: unas líneas de transmisión inducen unas líneas de campo eléctrico que se originan desde la tira conductora central y terminan perpendicularmente en el plano de masa. Debido a la presencia del sustrato dieléctrico, las líneas de campo están firmemente concentradas justo debajo del conductor central y la densidad de flujo eléctrico alcanza su valor máximo en la cercanía de esta región. Por lo tanto, si se graba un array de CSRR en el plano de masa alineado con la tira, se espera un fuerte acoplamiento eléctrico con la polarización deseada.

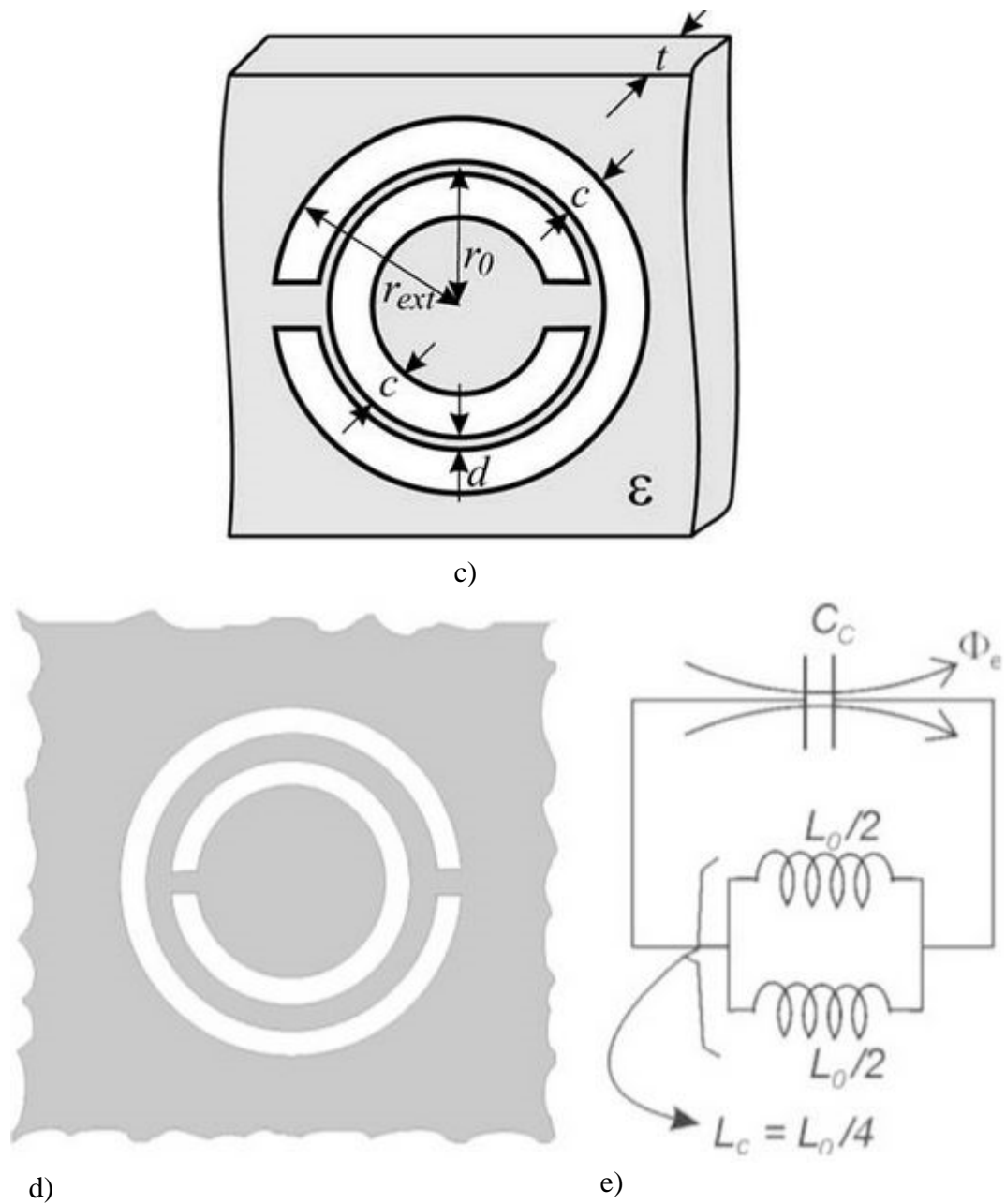
A finales de los años 90, se inventaron unas nuevas estructuras empleadas como resonadores. Son los llamados SRR, Split Rings Resonators. Se tratan de unos anillos de metal concéntricos, los cuales están orientados en direcciones opuestas y están grabados en un sustrato dieléctrico.

A partir de estos resonadores, se han creado otros denominados CSRR, Complementary Split Rings Resonators, que son su imagen negativa, es decir, se graban en el plano de masa de la línea microstrip. Así, se podrán conseguir fuertes respuestas magnéticas empleando metales comunes.



**Figura.7** Geometrías del SRR y del CSRR respectivamente. Las zonas grises representan la metalización.





**Figura.8** a) Representación de SRR sobre microstrip; b) Circuito eléctrico equivalente SRR;  
 c) Dimensiones del CSRR  
 d) Representación de CSRR; e) Circuito eléctrico equivalente CSRR

Estos resonadores están basados en materiales con propiedades electromagnéticas poco conocidas, llamados metamateriales. De entre este tipo de materiales, caben destacar los

llamados Left-Handed Media (LHM) ó materiales zurdos, los cuales se caracterizan por poseer simultáneamente valores negativos de permitividad eléctrica,  $\epsilon$ , y permeabilidad magnética,  $\mu$ .

Estos valores negativos de permitividad y permeabilidad suponen importantes cambios en diversos efectos físicos. Entre éstos cabe destacar, la inversión del desplazamiento Doppler y la inversión del principio de Cerenkov. Además, uno de los principios básicos de la óptica como es la ley de Snell, también sufre la inversión en la interfaz entre un medio Left-Handed y un medio normal o Right-Handed. De esta forma, las ondas electromagnéticas al atravesar dicha interfaz sufren una refracción negativa.

Por un lado, el valor negativo de permitividad efectiva se consigue con el diseño de la estructura, con el hecho estar grabada en el plano de masa de la línea microstrip, en la parte inferior del conductor central, y así se obtiene un medio efectivo unidimensional.

Por otro lado, se graban periódicamente “gaps” en serie sobre la línea conductora para así conseguir un valor de permeabilidad negativa.

En cuanto a la forma de estas estructuras, cabe destacar que dependiendo de esta forma, conseguiremos unos mejores resultados. Y si añadimos más pares de CSRR, conseguiremos incrementar el factor de calidad,  $Q$ .

Si nos centramos en las dimensiones físicas de los anillos, debemos saber que tienen una gran influencia en la frecuencia de resonancia. Así, a menor tamaño, mayor frecuencia y viceversa. Al igual que sucede con la separación entre anillos concéntricos y el diámetro de estos, si estos aumentan, la frecuencia también aumentará y viceversa.

Otra característica de interés, es su tamaño reducido, lo cual lo hace interesante para conseguir uno de los objetivos actuales, la miniaturización y reducción de los circuitos.

## **4. Diseño e implementación en ADS del filtro basado en CSRR's**

Por un lado, el efecto que tienen los CSRR's en distintas disposiciones implementables en los circuitos, nos permite reunir diferentes comportamientos electromagnéticos derivados de estudios previos desde J.B. Pendry a finales de los 90, quién realizó el primer anillo cortado marcando un punto de inflexión en este campo de investigación, hasta trabajos recientes de Ferrán Martín [1], Francisco Javier Falcone [5] o Jordi Bonache [8], entre otros.

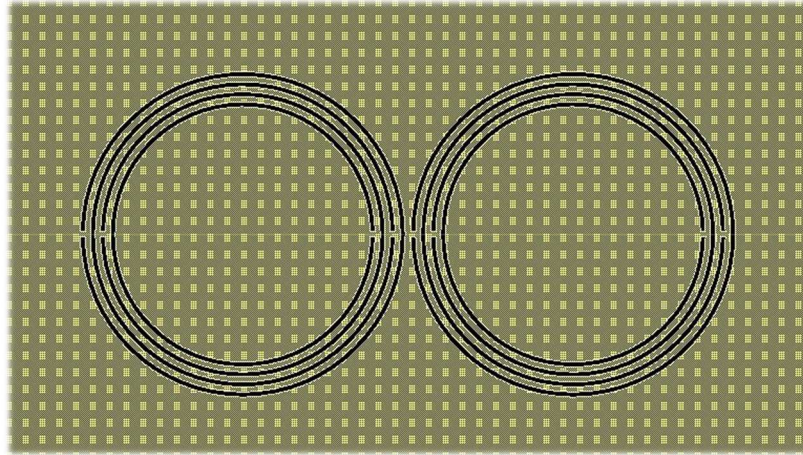
Basándonos en los numerosos recursos provistos en la literatura científica [6] y [8], se estipuló una topología de dos celdas elementales, cada una de ellas formada de estructuras CSRR's consistentes en cuatro anillos, con el objetivo de optimizar el comportamiento frecuencial y supresión de banda interferente con un efecto de rechazo significativo, además de ajustarse a las necesidades de encapsulación.

En este capítulo se describirán las fases de diseño del filtro en el software ADS Momentum de Keysight Technologies.

### **4.1. Realización de anillos resonantes complementarios cortados (CSRR)**

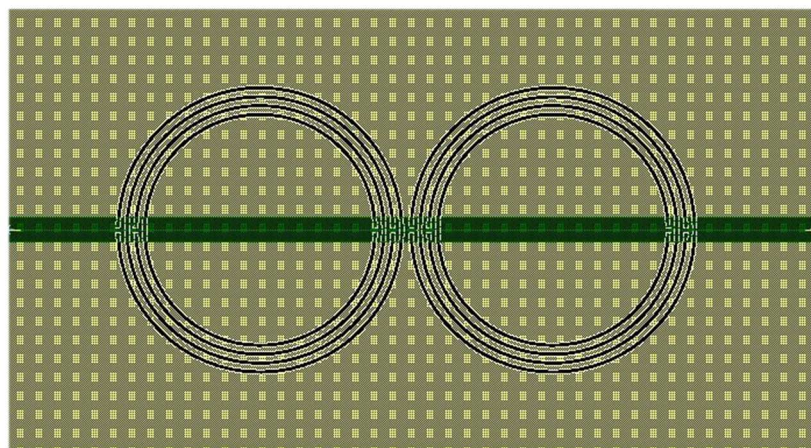
En primer lugar se elaboró un esquema layout en el que a partir de una placa de circuito impreso, cuyas siglas en inglés, PCB (Printed Circuit Board) de medidas 30x55mm, se dispusieron los anillos concéntricos CSRR's en línea a un eje central ficticio marcado por la tira de alimentación principal en la capa Top del diseño. Cuya tira central es la que transfiere la señal a través de los puertos de entrada/salida. A continuación se construyeron las capas del circuito, en las cuales, como ya se mencionó anteriormente, la capa superior "Top" es la

formada por la tira conductora de alimentación, y los pines P1 y P2, la capa inferior “Bottom”, formada por la metalización que contiene los anillos, y los pines P3 y P4. En la imagen siguiente se representa lo mencionado.



**Figura.9** En la imagen se muestra el filtro con CSRR's y la metalización que los contiene de la capa inferior (Bottom)

A continuación se definió la capa Top con la tira y los puertos del dispositivo. Se muestra una representación del conjunto.

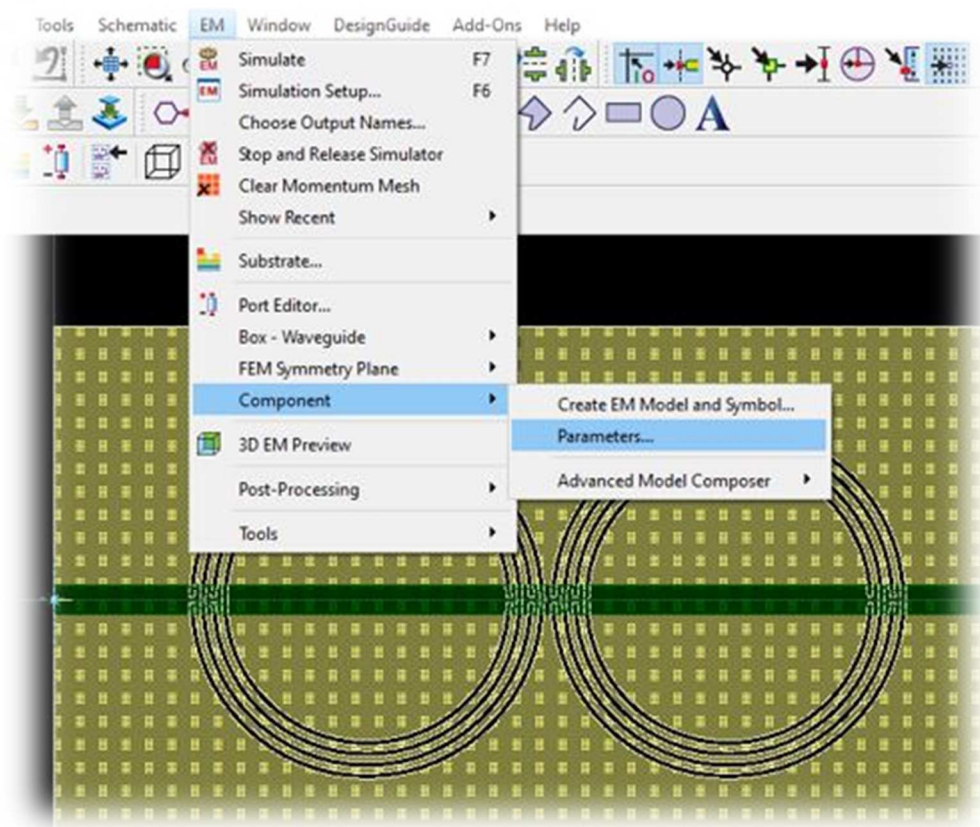


**Figura.10** En la imagen se ven las capas superpuestas, introduciendo transparencia, ya que en el circuito real no se verían los anillos de la capa inferior, solo la capa de la tira y viceversa. Además de los puertos de entrada/salida a ambos lados de la tira (azul claro).



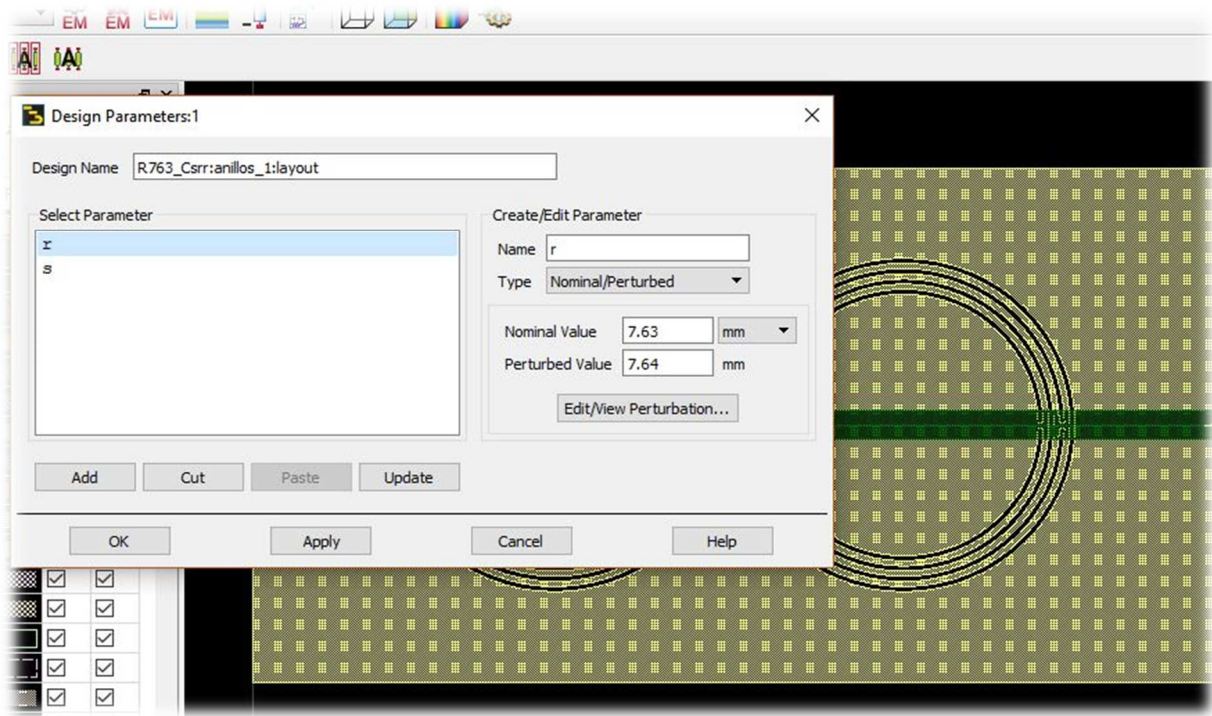
## 4.2. Parametrización de los elementos

En este subapartado se explica cómo fue el proceso de parametrización de la superficie de anillos implementada en el layout [11], que nos sirvió para hacer un estudio del comportamiento frecuencial del filtro, y de la sintonización del mismo. Para ello en primer lugar, se realizó una parametrización de acuerdo a los parámetros que se querían variar y que son fundamentales en el estudio de los resonadores, que son el radio y la separación entre ambos resonadores. La realización de la misma se ilustra a continuación.



**Figura.11** Realización de la parametrización

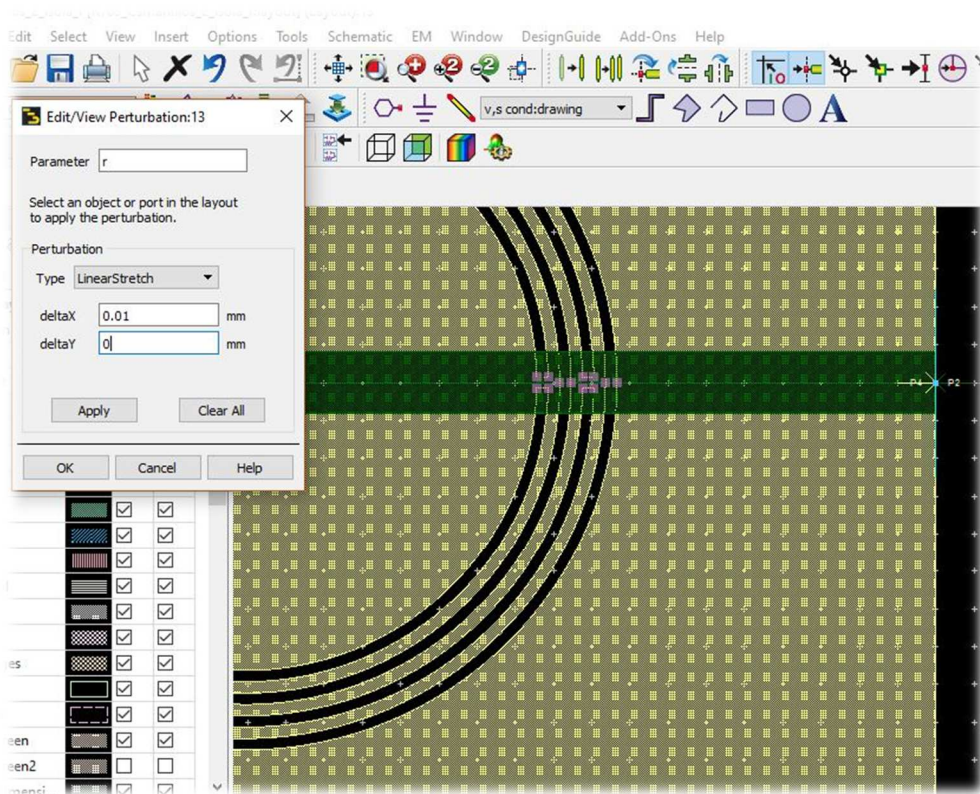
Para conseguir un parámetro del radio del primer anillo, se realizó lo que en ADS se denomina 'nominal/perturbed' que es un ajuste de los vértices los cuales queremos que cambien, y de cuánto cambiarán los mismos:



**Figura.12** Realización de los parámetros r y s

Como podemos observar en la figura.12 seleccionando en 'Design parameters' y 'nominal/perturbed', con esta herramienta se variarán los parámetros que definimos en esa ventana de diálogo. Se ha de introducir un valor nominal del parámetro y después un valor diferente de referencia. A continuación se procedió a 'Edit/View Perturbation':





**Figura.13** Una vez se seleccionan los vértices que queremos que cambien en `Edit/View Perturbation`, indicamos hacia qué sentido queremos variar en el `eje x` y en el `eje y`, y en qué proporción.

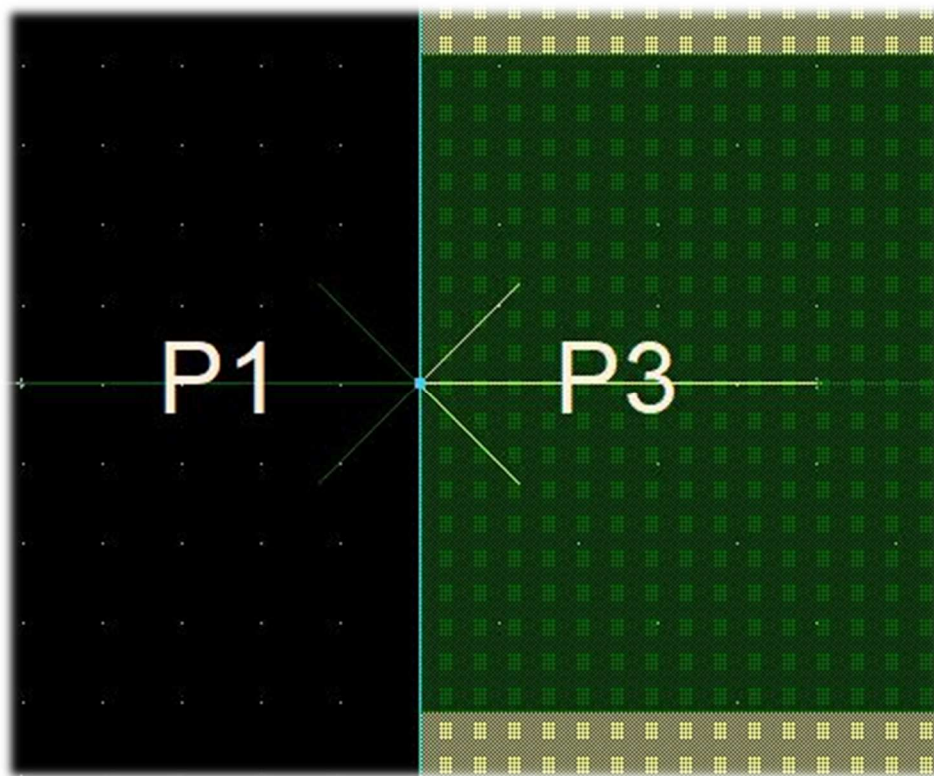
### 4.3 Definición de puertos entrada/salida

Una de las tareas fundamentales a la hora de diseñar cualquier circuito de microondas, idealmente, es tener en cuenta en primer lugar, en qué frecuencia/s nos interesará la respuesta deseada, la tecnología de desarrollo y la garantía de que las características electromagnéticas sean acordes a los requerimientos preconcebidos.

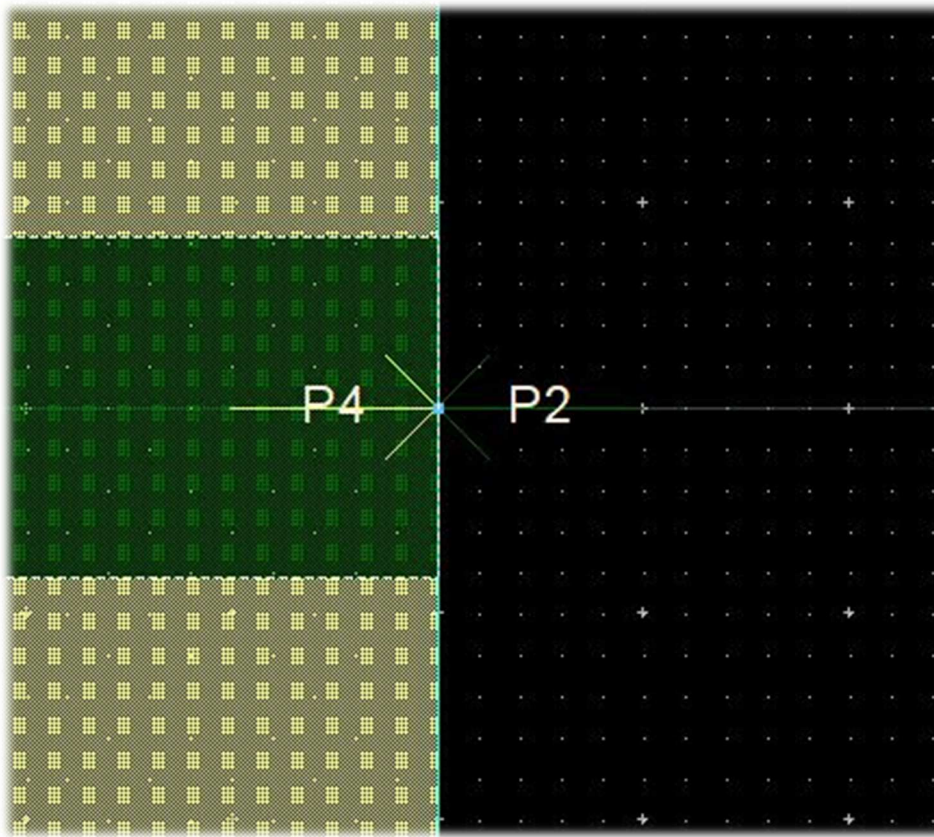
En la definición de puertos de excitación electromagnética de nuestro diseño del filtro [11], resultó esencial, tener en cuenta la frecuencia de trabajo de la señal a filtrar y de la arquitectura de los conectores SMA que se incorporaron al circuito físico. En cuanto a la calibración de los puertos, se puede decir que se optó por la calibración TML de puertos, ya que es adecuada para alimentar líneas de transmisión.

Para realizar un proceso adecuado de definición de puertos, se siguieron las siguientes directrices:

1.-Selección de pines en el esquema layout. Se añadieron pines en el esquema con el objetivo de constituir dos puertos en el circuito. Cada puerto electromagnético consta de dos pines, uno para el positivo '+' y otro para la masa de referencia '-'. Ambos forman un puerto EM.



**Figura.14** Representación de pines en el layout



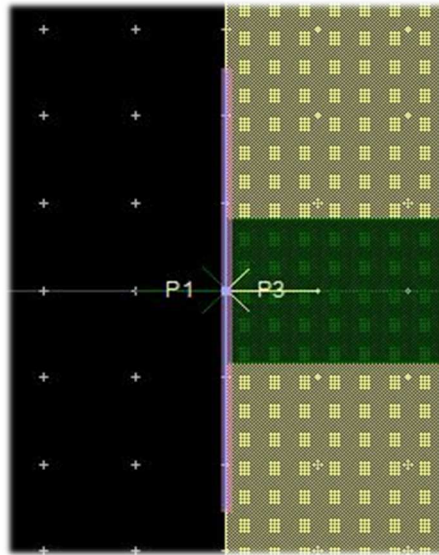
**Figura.15** Representación de pines en el layout

2.- En la definición de los puertos del circuito se necesitaron 4 pines, puesto que para un correcto funcionamiento se necesitan, como ya se mencionó previamente, un pin positivo y otro de referencia negativo. En nuestro diseño los pines 1 y 3, que se ilustran en la Figura.14, representan el puerto número 1. Además se añadieron otros dos pines que se llaman P2 y P4 que constituyen el puerto número dos como se muestra en la figura.15

3.- Posteriormente, debido a la forma en que ADS procesa las excitaciones electromagnéticas en los puertos, no basta con elaborar una implementación de pines por defecto, sino que es necesario asegurarse de una correcta inyección de señal en la superficie a simular. Para dicho fin, es necesaria la inclusión de un 'edge pin'. Un 'edge pin' o conector de borde es un recurso que se utiliza en ADS para simulaciones electromagnéticas en las que se facilita la conexión eléctrica en el layout, dando cuenta del efecto del conector físico en la masa.

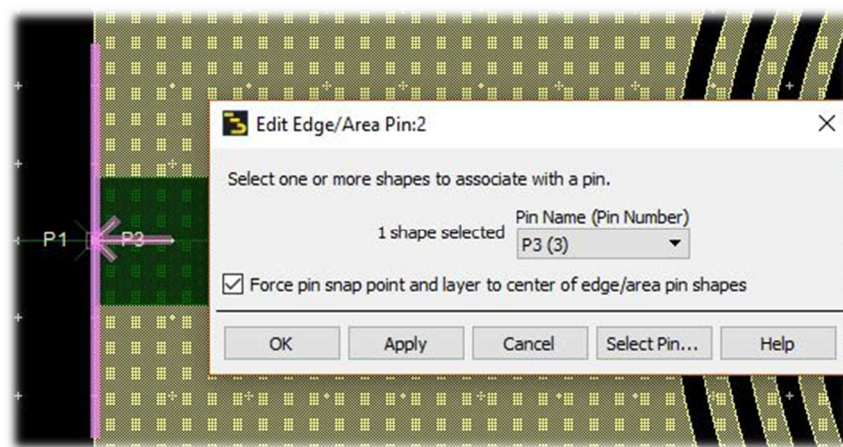


4.- Para generar un 'edge pin' se introduce una polilínea en el esquema layout ajustándola en el borde de la superficie donde queremos hacer el contacto eléctrico. No obstante, esta realización es ajustable a otro tipo de superficies.



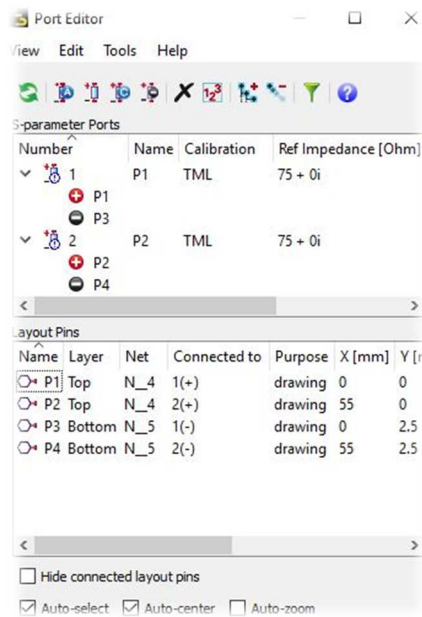
**Figura.16** Representación de la polilínea (morado) que después se convertirá en 'edge pin'.

5.- A continuación, para hacer efectiva la inclusión del conector de borde hubo que seleccionar el pin al cual sería asociada la polilínea para crear el edge-pin.



**Figura.17** Representación del edge-pin (morado). Aquí ya se generó completamente el edge-pin.

6.- En el último paso en lo referente a la caracterización de puertos EM, es básico establecer una relación entre pines de la siguiente manera:



**Figura.18** Representación de la asociación de pines que conforman sendos puertos P1 y P2, indicando los pines '+' y '-'. La calibración (TML en nuestro caso), y un factor fundamental en cualquier diseño y en cualquier elemento que vaya a ser utilizado en un sistema de comunicaciones, que garantice la adaptación de impedancias para máxima transferencia de señal, que es la impedancia de referencia, respecto a aplicaciones de TV es de 75(Ohm) según el estándar internacional.

#### 4.4. Elección de los substratos a utilizar

Una vez establecido el filtro de resonadores en la vista “layout”, se procedió a la caracterización del substrato en el que se resuelven las fases de simulación e implementación, en este trabajo se emplearon dos substratos Rogers 4003c [9], e Isola 680-338 [10]. Dichos substratos ofrecen un gran comportamiento electromagnético para aplicaciones de radiofrecuencia.

En el caso del Rogers 4003c, éste se compone de unas láminas de Hidrocarburo/cerámico diseñadas para ofrecer un comportamiento superior a alta frecuencia y bajo coste en fabricación de circuitos. El resultado es un material el cual posee bajas pérdidas en el dieléctrico, puede ser fabricado usando el estándar epoxy/glass (FR-4). El coeficiente de temperatura de la constante dieléctrica está entre las más bajas de cualquier placa de circuito PCB. Algunas de las características relevantes se muestran en la siguiente tabla:

**Tabla.1** Valores típicos Rogers 4003C <http://www.rogerscorp.com/documents/726/acs/RO4000-LaminatesData-Sheet.pdf>

Property	Typical Value	
	RO4003C	RO4350B
Dielectric Constant, $\epsilon$ , Process	$3.38 \pm 0.05$	<sup>(2)</sup> $3.48 \pm 0.05$
<sup>(2)</sup> Dielectric Constant, $\epsilon$ , Design	3.55	3.66
Dissipation Factor tan, $\delta$	0.0027 0.0021	0.0037 0.0031
Thermal Coefficient of $\epsilon$ ,	+40	+50
Volume Resistivity	$1.7 \times 10^{10}$	$1.2 \times 10^{10}$
Surface Resistivity	$4.2 \times 10^9$	$5.7 \times 10^9$
Electrical Strength	31.2 (780)	31.2 (780)
Tensile Modulus	19,650 (2,850) 19,450 (2,821)	16,767 (2,432) 14,153, (2,053)
Tensile Strength	139 (20.2) 100 (14.5)	203 (29.5) 130 (18.9)
Flexural Strength	276 (40)	255 (37)
Dimensional Stability	<0.3	<0.5
Coefficient of Thermal Expansion	11 14 46	10 12 32
Tg	>280	>280
Td	425	390
Thermal Conductivity	0.71	0.69

**Tabla.2** Espesores típicos Rogers 4003c

## Standard Thickness

RO4003C:  
 0.008" (0.203mm),  
 0.012" (0.305mm),  
 0.016" (0.406mm),  
 0.020" (0.508mm),  
 0.032" (0.813mm),  
 0.060" (1.524mm)

Destacar del Rogers 4003c su tangente de pérdidas ( $\tan \delta = 0.0021$ ). Además en nuestro diseño se emplea un grosor de sustrato de 1,52mm.

Por otro lado, el sustrato Isola 680-338 presenta propiedades eléctricas que son muy estables sobre banda ancha y un amplio rango de temperaturas. Isola 680 es apropiado para muchos diseños de circuitos de RF/microondas hoy en día. En la siguiente tabla se señalan algunas características de Isola:

**Tabla.3** Características (Isola 680-338)

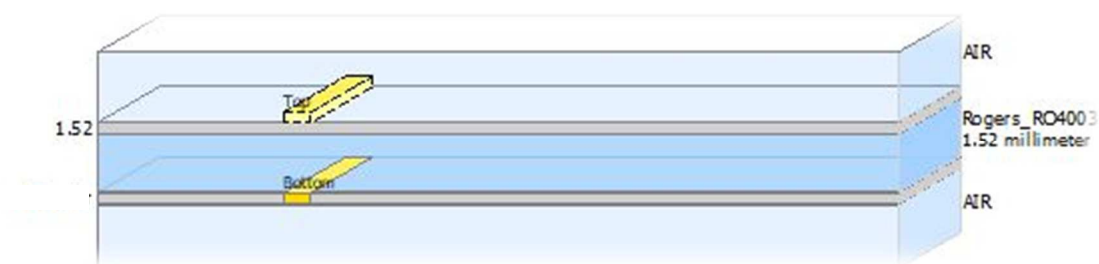
<http://www.isola-group.com/wp-content/uploads/IS680-Very-Low-loss-Laminate-Material-Data-Sheet-Isola.pdf>

Property		Typical Values			
				Units	Test Method
		Typical Value	Specification	Metric (English)	IPC-TM-650 (or as noted)
Glass Transition Temperature (Tg) by DSC		200	170-200	°C	2.4.24
Decomposition Temperature (Td) by TGA @ 5% weight loss		360	—	°C	ASTM D3850
T260		>60	—	Minutes	—
T288		>60	—	Minutes	—
CTE, Z-axis	A. Pre-Tg	44.7	AABUS	ppm/°C	2.4.41
	B. Post-Tg	191	—		
CTE, X-, Y-axes	A. Pre-Tg	12	AABUS	ppm/°C	2.4.41
	B. Post-Tg	13	—		
Z-axis Expansion (-55-260°C)		2.9	—	%	2.4.41
Thermal Conductivity (-100-250°C)		0.32	—	W/mK	ASTM F433
Thermal Stress 10 sec @ 288°C (550.4°F)	A. Unetched B. Etched	Pass	Pass Visual	Rating	2.4.13.1
Dk, Permittivity / Df, Loss Tangent (Laminate & prepreg as laminated)	@ 2 GHz, 5 GHz & 10 GHz (Bereskin Stripline)	2.80 / 0.0025 3.00 / 0.0030 3.20 / 0.0030 3.33 / 0.0030 3.38 / 0.0035 3.45 / 0.0035	—	—	2.5.5.5
Volume Resistivity	96/35/90	1.33x10 <sup>7</sup>	1.0x10 <sup>6</sup>	MΩ-cm	2.5.17.1
Surface Resistivity	96/35/90	1.33x10 <sup>8</sup>	1.0x10 <sup>4</sup>	MΩ	2.5.17.1
Dielectric Breakdown (.060)		45.4	—	kV	2.5.6

(Estos substratos han sido medidos y caracterizados por sendos fabricantes Rogers Corporation, e Isola Group, respectivamente, y los datos han sido extraídos de las hojas de características dispuestas por los fabricantes.)

En nuestro caso el substrato Isola 680-338 utilizado es el de Epsilon efectiva de 3,38 y tangente de pérdidas 0.0035, cuyo valor es más elevado respecto al de Rogers, lo que presentará una mayor disipación de energía en el dieléctrico.

En ADS se definieron ambos substratos de la siguiente manera. Primero en la elección de la disposición de las capas, que posteriormente se mapearon con las correspondientes del esquema layout, se tuvo en cuenta la constitución real del circuito. Es decir, para la capa más externa (aire), después la capa Top con la metalización de la tira en ADS denominada “perfect conductor”. En medio de Top y Bottom se encuentra la capa del dieléctrico de grosor, para Rogers 1,52mm y para Isola 0,76mm. En la capa inferior donde se encuentran los CSRR’s se utilizó un “perfect conductor” al igual que en la capa Top. En la capa más inferior por último, se encuentra aire. Se muestra una imagen en la que se ven las capas del substrato.



**Figura.19** Substrato Rogers 4003c en ADS





**Figura.20** Substrato Isola 680-338 en ADS

## 4.5. Configuración de las simulaciones

En este capítulo del trabajo se describirán todas las etapas de la simulación en términos electromagnéticos. En dicha tarea, se presentarán las simulaciones pre-planteadas para un estudio de los diferentes comportamientos frecuenciales de nuestro filtro. Las medidas que se recogerán, serán presentadas desde el punto de vista de simulación y de implementación circuital, de forma que se puedan contrastar y señalar características de ambas situaciones, y en qué factores se producirán las principales diferencias a partir de los dos tipos de sustrato empleados. Para este procedimiento se desarrollaron en un orden de actuación de acuerdo a las necesidades del diseñador, en base a cómo establecer la respuesta esperada en nuestro circuito, usando las parametrizaciones realizadas previamente. Por tanto, partiendo del layout, se fueron completando las etapas analíticas terminando en variaciones de los parámetros desde un esquema circuital. En los siguientes subapartados se describirán cómo se fueron estableciendo las pautas para una simulación válida para nuestro propósito.

### 4.5.1. Simulación electromagnética: ADS Momentum

Con objeto de caracterizar a priori las dimensiones de los CSRR, (representadas en la figura.7), para sintonizar la banda frecuencial de rechazo, se hicieron múltiples estudios previos

en los que realizando varios ajustes y apoyándose en las ecuaciones que describen la frecuencia de resonancia de estas estructuras periódicas, para celdas unitarias convencionales ver (Figura.- 7c):

$$f_o = (L_s C_s)^{-1/2} / 2\pi \quad (11)$$

$$C_c = 4(\epsilon_o / \mu_o) L_s \quad (12)$$

$$C_s = C_o / 4 \quad (13)$$

$$C_o = 4(\epsilon_o / \mu_o) L_o \quad (14)$$

Donde:

$L_s$  : inductancia equivalente del anillo conductor de un SRR

$f_o$  : frecuencia de resonancia

$C_s$  : capacidad serie de las mitades superiores e inferiores entre conductores del SRR

$C_o / 2$  : capacidad de una mitad entre conductores en el SRR

$C_c$  : capacidad, que sustituye a la inductancia  $L_s$  de un SRR, de un disco de radio

$r_o - c / 2$  rodeado de un plano de masa a distancia  $c$  de su borde, en un CSRR.

Destacar que en los CSRR se sustituyen las capacidades  $C_o / 2$  por las inductancias, conectando el disco interior al plano de masa. Cada inductancia viene dada por  $L_o / 2$ , donde:

$$C_o = 4(\epsilon_o / \mu_o) L_o \quad (15)$$

Donde:

$L_{pul}$  : es la inductancia por unidad de longitud de la línea conectando el disco interior al

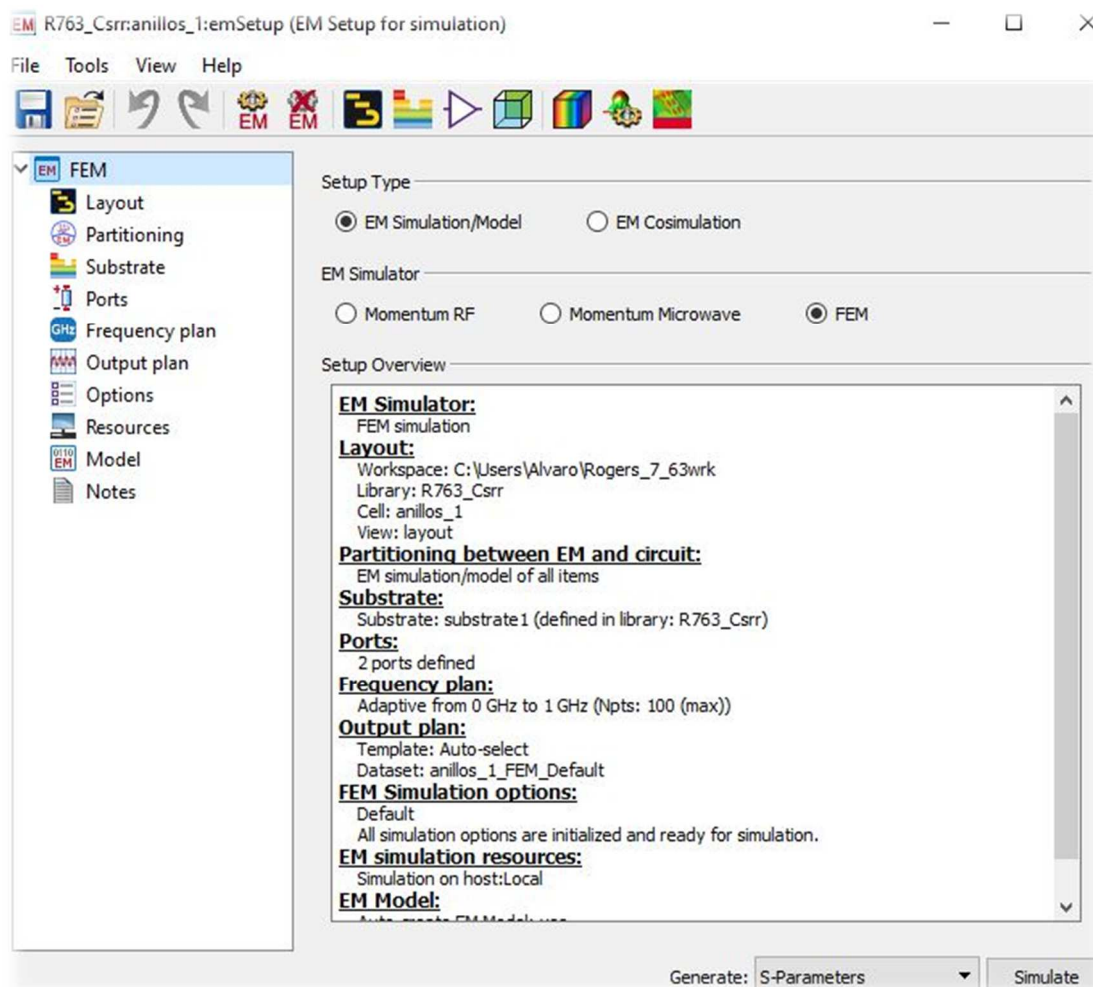
plano de masa, para condición de un conductor perfecto infinitamente delgado, y en ausencia de cualquier substrato dieléctrico.

Lo anterior se deduce de la dualidad que estriba en los parámetros de los modelos circuitales para los SRR y los CSRR a través de (12) y (14).

#### **4.5.2. Análisis de las diferentes estructuras**

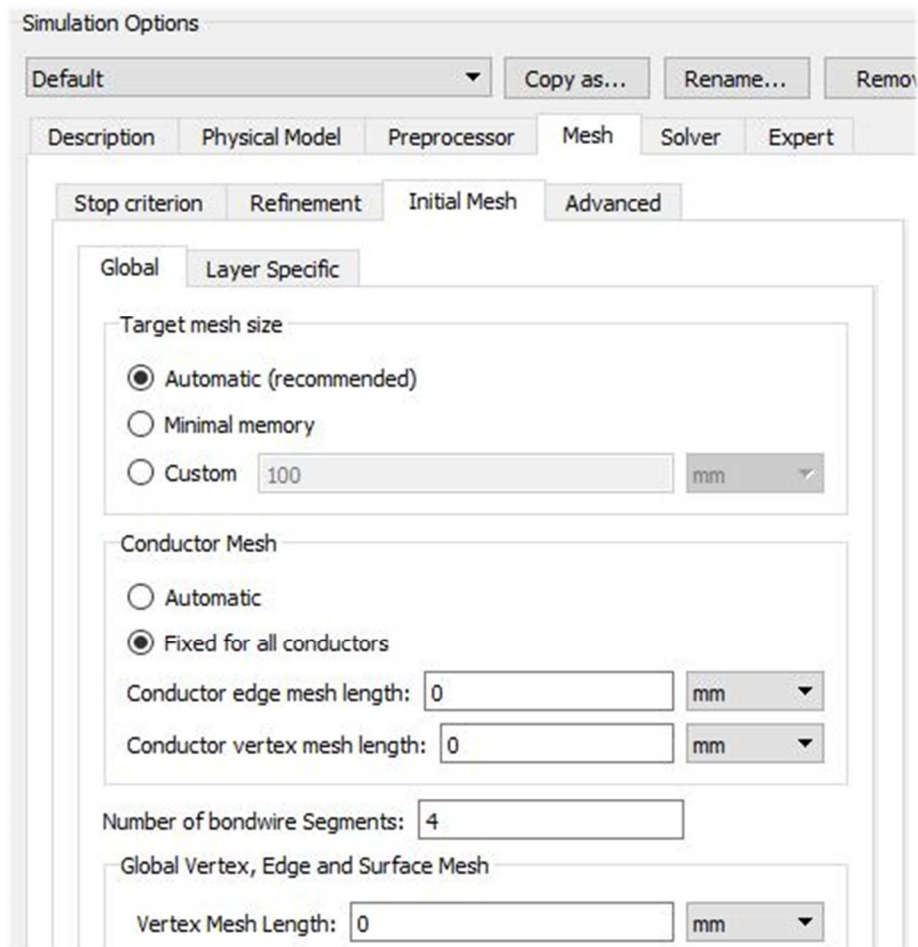
El hecho de elaborar un elemento en un layout, hace que sea preciso el uso de la herramienta que dispone ADS para realizar simulaciones electromagnéticas, Momentum. En ella, se establecen una serie de criterios para estudiar y analizar de una manera eficiente, la superficie o el sólido (en nuestro caso), analizando así cómo responden los campos electromagnéticos a las excitaciones de señal en los elementos a analizar. Para ello, el simulador representa las soluciones obtenidas a partir de las soluciones de las ecuaciones de Maxwell, mediante algoritmos de cálculo numérico, como por ejemplo el método de los elementos finitos, diferencias finitas o el método de los momentos, entre otros. Esto nos permite saber de manera aproximada cómo será la respuesta de nuestro filtro de anillos resonantes.

Antes de realizar la simulación electromagnética con Momentum, es preciso establecer las características de la misma, para que indiquemos el método a seguir, el tipo de simulación deseado, el paso frecuencial, la resolución del mallado, entre otros. Para ello, en la ventana 'EM setup' se establecen dichas directrices. La introducción de dichos parámetros es muy flexible, de forma que podemos adaptar cada característica de simulación a nuestras necesidades como diseñadores. A continuación, se puede observar el aspecto típico que encontramos en la ventana de configuración de la simulación electromagnética del software ADS Momentum 2016.01.



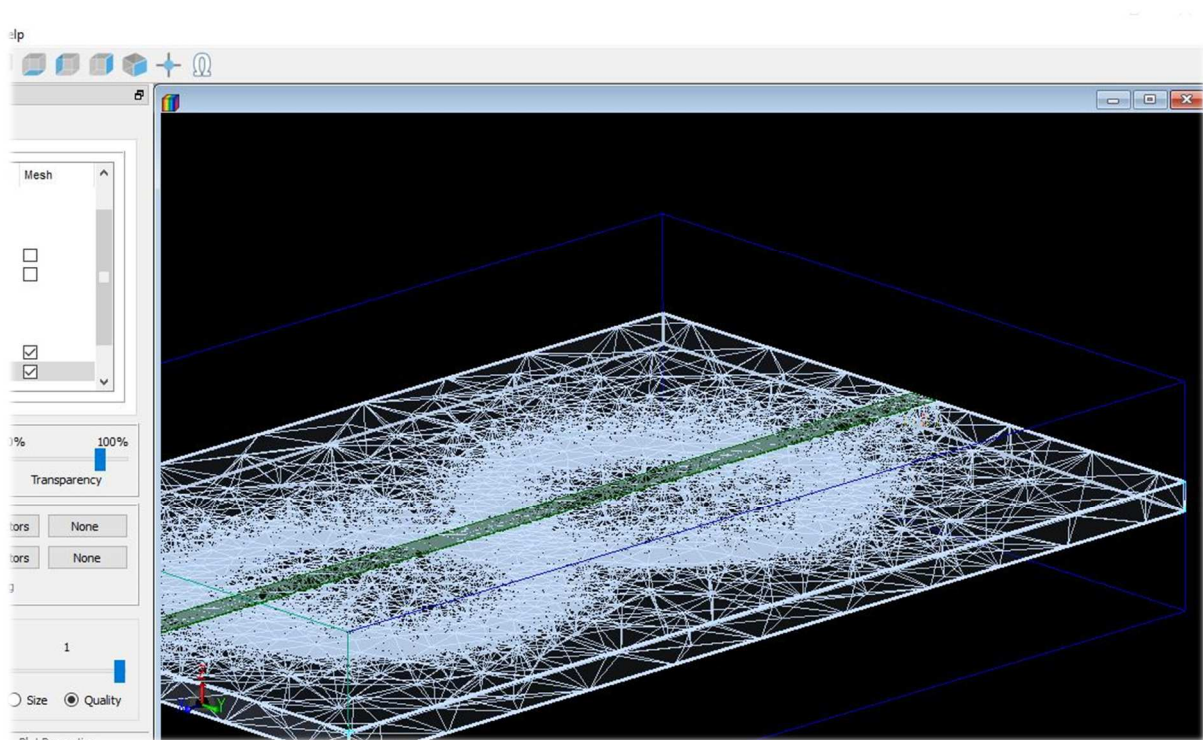
**Figura.21** ventana de EM setup

ADS dispone de tres subtipos de simulación electromagnética *Momentum Microwave*, *Momentum RF*, *FEM*. En nuestra simulación utilizamos FEM porque nos interesa un estudio de campos electromagnéticos lo más aproximado posible a la realidad, y nos permite a través del método de los elementos finitos, una buena aproximación a través de la simplificación del problema de análisis, en el volumen completo, de campos a estructuras más pequeñas en las que se subdivide nuestro sistema. La elección de la resolución del mallado será clave, y en éste punto nos encontramos ante un compromiso entre si queremos un resultado muy preciso con un mallado denso, u optimizar coste computacional. En la ventana se puede seleccionar la resolución de la malla como se muestra a continuación.



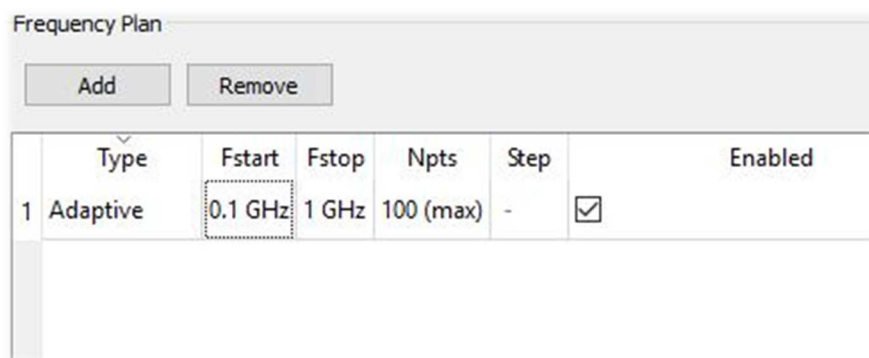
**Figura.22** Configuración de la malla

En nuestro caso, el tamaño de la malla se estableció automáticamente. A partir de esta configuración ADS realiza una división en celdas de nuestro esquema layout. Esto permite, representar de manera fidedigna los parámetros de Scattering que dan cuenta de la respuesta del filtro en frecuencia. Para ello Momentum realiza un estudio de campos en dichas celdas elementales, a partir de una inyección de corrientes supuestas, ya que a priori no se sabe cómo son dichas corrientes. Veremos una representación de la malla en nuestro circuito:



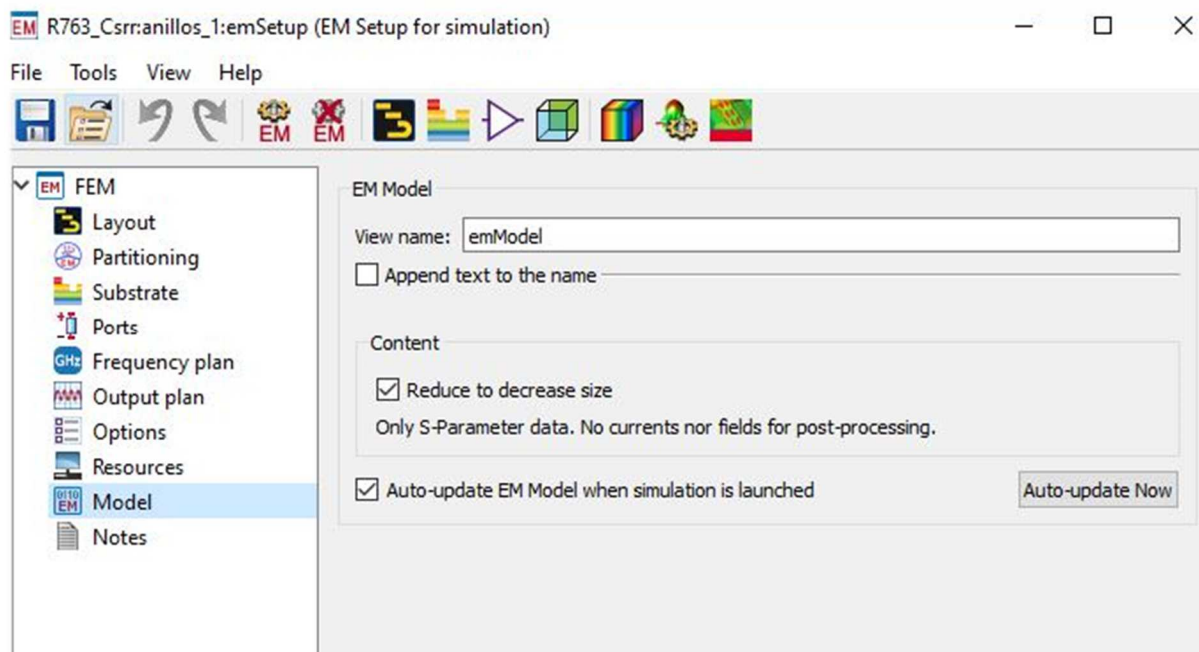
**Figura.23** Representación en 3D del esquema layout subdividido en una malla de celdas tetraédricas.

También se determinó un rango frecuencial de forma análoga estableciendo la frecuencia de inicio de la simulación y la frecuencia fin, así como el paso que queremos estipular o el número de puntos a tomar entre ambos límites en la simulación del filtro. En nuestro caso el rango frecuencial será desde los 100MHz abarcando toda la banda UHF hasta 1GHz. Con un número máximo de saltos de 100 puntos.



**Figura.24** Elección del paso frecuencial de la simulación

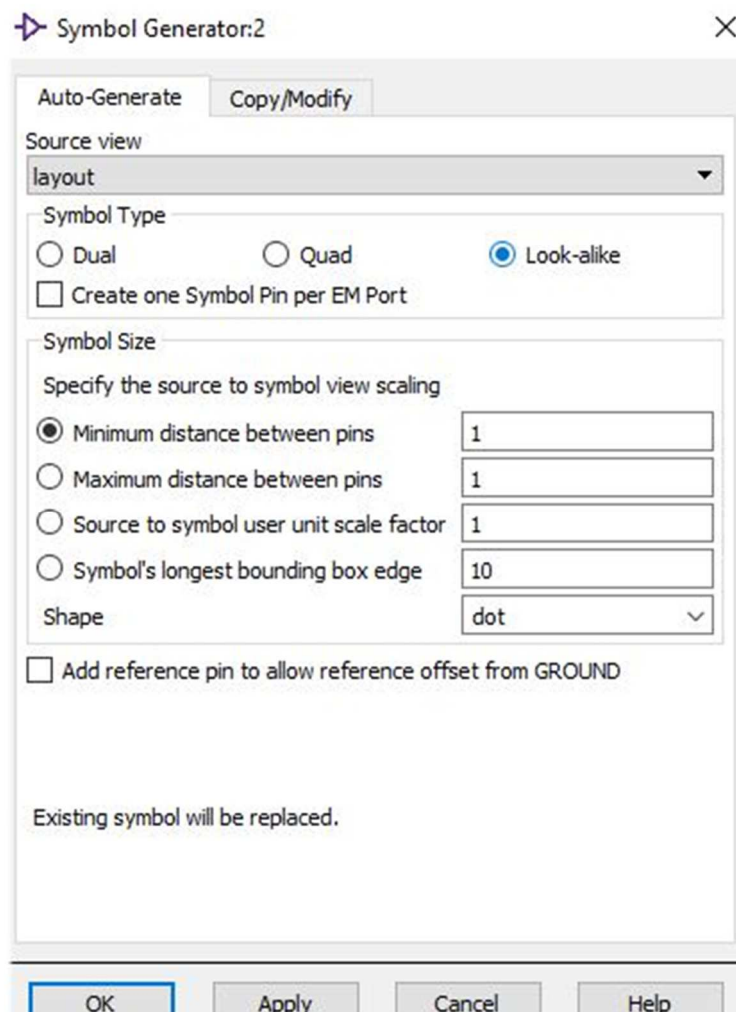
En la ventana de configuración de la simulación se puede seleccionar la creación automática de un *EM model*, que es un modelo representativo y funcional que usa el esquemático de circuitos de ADS para tener acceso a los resultados de la simulación electromagnética y enlazar con los mismos desde la ventana esquemático, permitiendo así la interacción entre ambos (esquemático y layout), si se realizan cambios de tipo paramétrico en la vista de circuito y simulamos desde ahí, se ejecuta en segundo plano la simulación electromagnética, ofreciéndonos los resultados actualizados en la vista esquemático.



**Figura.25** Creación del em-Model

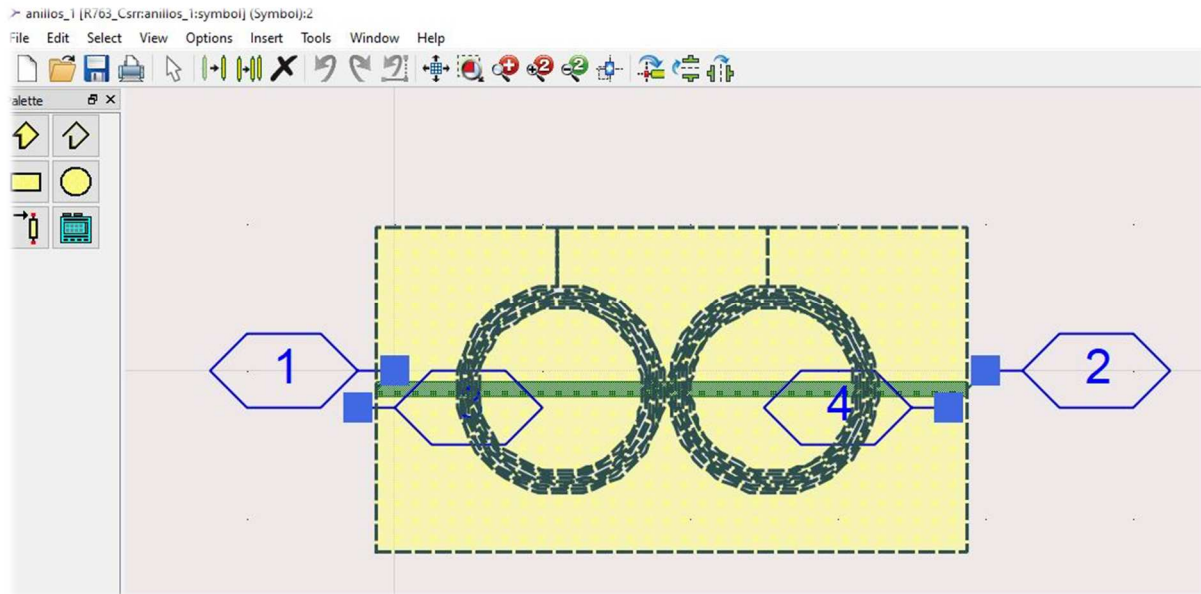
Con objeto de integrar nuestro componente en un circuito esquemático, se prevé importante la necesidad de incluir un símbolo representativo de nuestro layout, para poder realizar simulaciones en el esquemático de parámetros S pudiendo variar los valores de los parámetros dimensionales de los CSRR's del filtro.

Para crear el símbolo a partir del esquema layout, se siguieron los pasos habituales desde la barra de herramientas, seleccionando -> Window -> Symbol. Después se abrió la ventana de generación de símbolo y se utilizó la opción 'look alike' con intención de conservar el aspecto del layout en nuestro esquema de circuito.



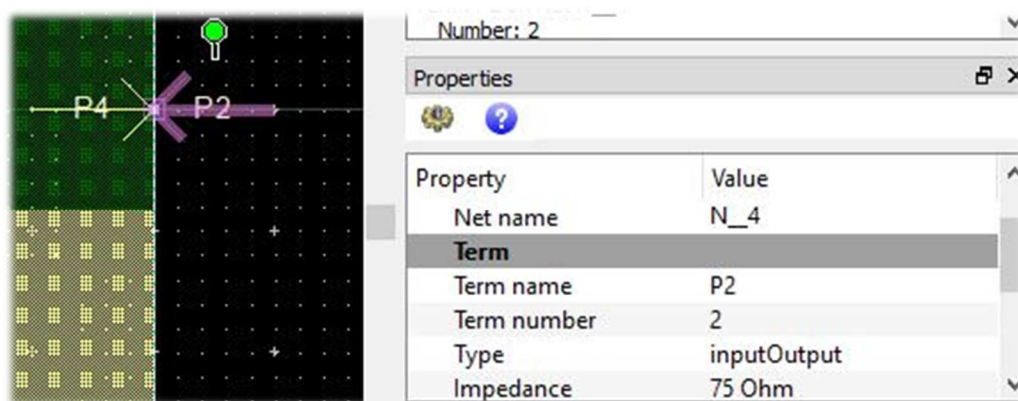
**Figura.26** Creación del símbolo



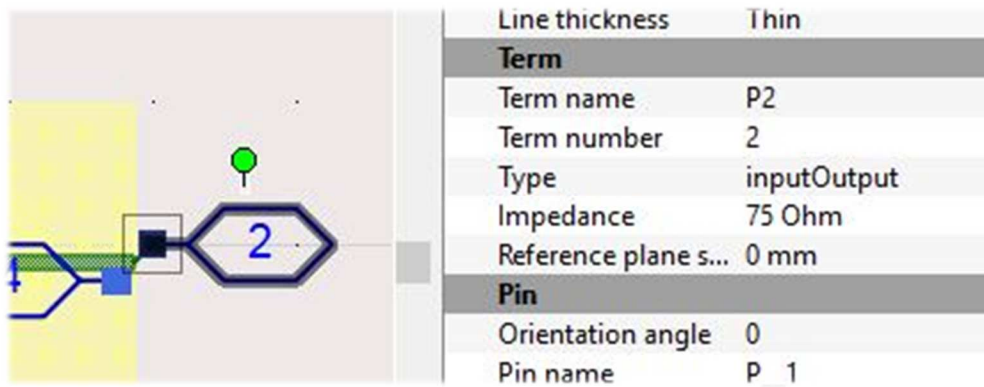


**Figura.27** Creación del símbolo

En el momento de representación simbólica del circuito, se seleccionaron los pines que corresponden a los puertos electromagnéticos de nuestro layout. Para un correcto funcionamiento en el simulador, deben concordar la especificación de los puertos en ambos esquemas. Para asegurarnos de dicha tarea se comprobaron los pines del P1 al P4 en el símbolo observando a qué *'Net name'* pertenecen y qué *'Term name'* tiene cada uno. Como vemos en la Figura.28 ambos esquemas concuerdan en dicho aspecto:



a)



b)

**Figura.28** Configuración de pines en layout (a) y en el símbolo (b)

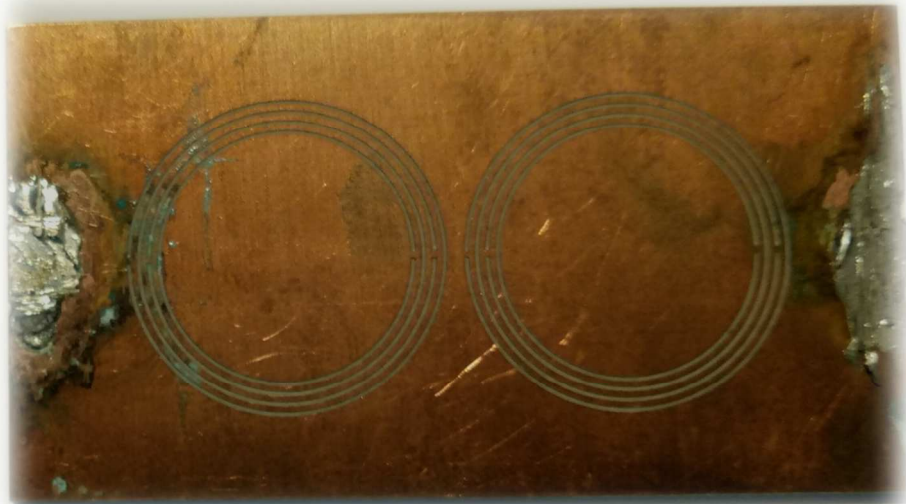
Una vez realizados todos los ajustes necesarios para realizar el estudio de comportamiento, del filtro de rechazo de banda, basado en resonadores con estructuras metamateriales diseñado en ADS, se establecieron las pautas que marcaron el proceso de co-simulación, describiéndose éste como el mecanismo que se empleó para comparar comportamientos descritos en el circuito mediante los cambios requeridos puntualmente, e incidiendo en el desarrollo de la simulación electromagnética paralelamente. Esta técnica nos facilitó el desarrollo del análisis comportamental de este trabajo.

## 5. Resultados experimentales

En un primer análisis en base a los ajustes predispuestos a través de las dimensiones físicas de los anillos resonantes cortados complementarios, cabe destacar la relación existente entre el tamaño de los anillos con la frecuencia a la que resuenan. Es decir, podemos hacer una traducción a que a mayor tamaño de los anillos resuenan a más baja frecuencia, y a menor tamaño de éstos, resonarán a frecuencias más altas. Además una característica ventajosa es su tamaño reducido, facilitando así hacer circuitos más compactos.

Para comenzar con la simulación electromagnética se configuró una estructura ya mencionada con dos celdas de cuatro anillos cada una, bajo substrato Rogers 4003c con los siguientes parámetros:

### Simulación 1:



**Figura.29** Vista Bottom del filtro en substrato Rogers



**Figura.30** Vista Top del filtro en substrato Rogers

1.- Línea microstrip de 75 Ohm:

1,65 mm de anchura de 75 Ohm de impedancia de referencia, substrato Rogers 4003c de grosor 1,52 mm.

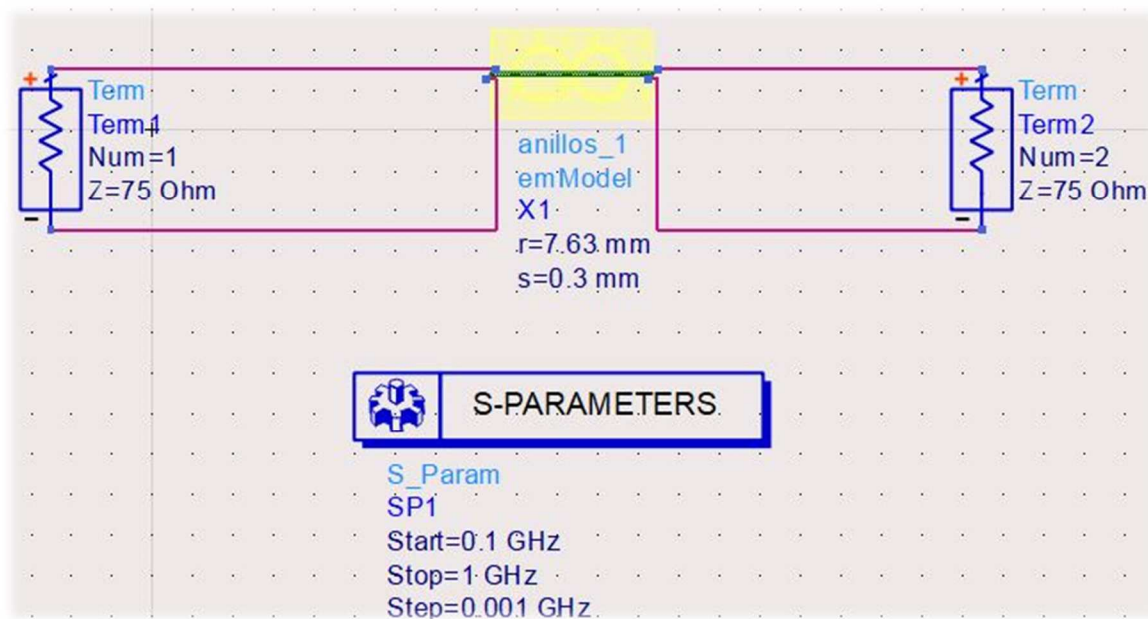
2.- CSRR:

Radio interno del primer anillo 7,63 mm, separación entre anillos 0,3 mm, anchura sin metalización del anillo 0,3 mm, anchura de la metalización del anillo 0,3 mm

3.- PCB:

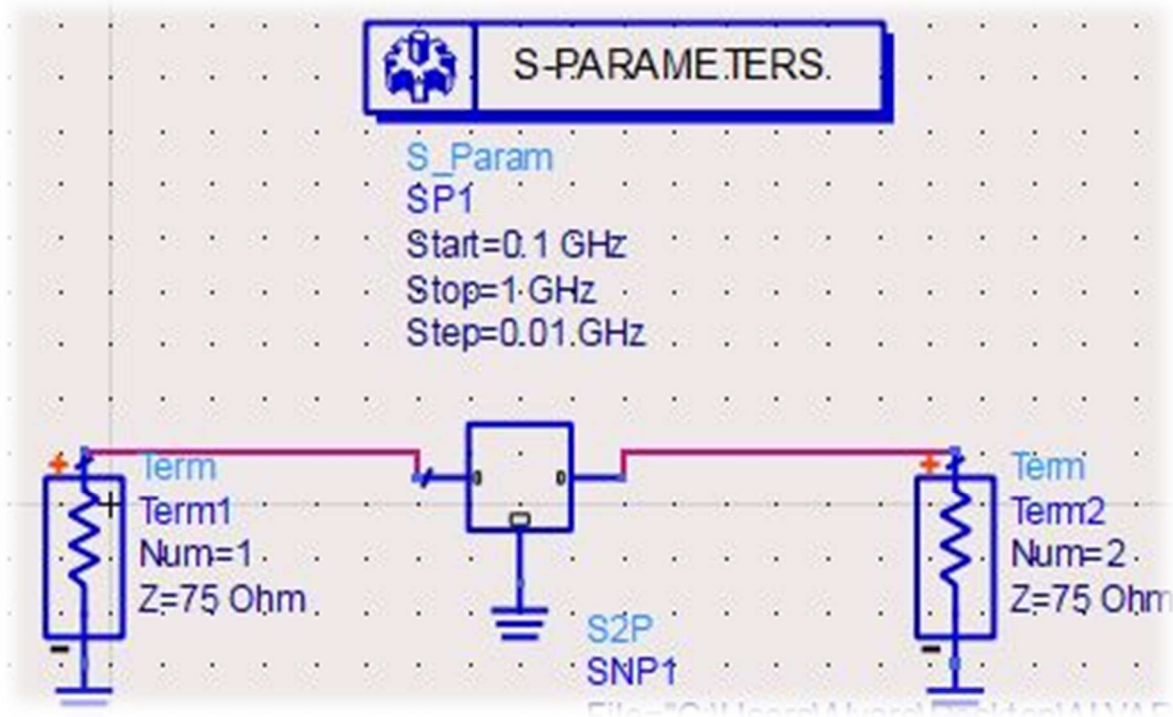
Anchura 30 mm y largura 55 mm.

El esquema del circuito de simulación para realizar diferentes variaciones en los parámetros fue el siguiente:



**Figura.31** Esquema del circuito de las simulaciones. (consta de una configuración para simular parámetros S, constituida por dos 'Term' de 75 Ohm de impedancia de referencia, el componente a simular, además de la simulación 'S-Parameters' con las frecuencias de inicio y fin, y el paso frecuencial que se tuvo en cuenta)

Además para preparar una simulación con el propósito de hacer una comparativa se preparó otro esquemático adicional en el que se introdujeron los resultados de las mediciones del laboratorio, a partir del dispositivo implementado físicamente:



**Figura.32** En el esquema anterior se observa una simulación de parámetros S a partir de un fichero ‘.s2p’ de medidas experimentales generadas, que se empleó para hacer las comparativas en las simulaciones.

Cuando se ejecutó la simulación en ambos circuitos, se analizó la respuesta en la que se distinguieron varios aspectos diferenciadores, así como la caída en el rechazo de frecuencias del filtro, en cómo es de abrupta, y aspectos de variación en la frecuencia a la que el dispositivo está sintonizado. Se obtuvo lo siguiente:

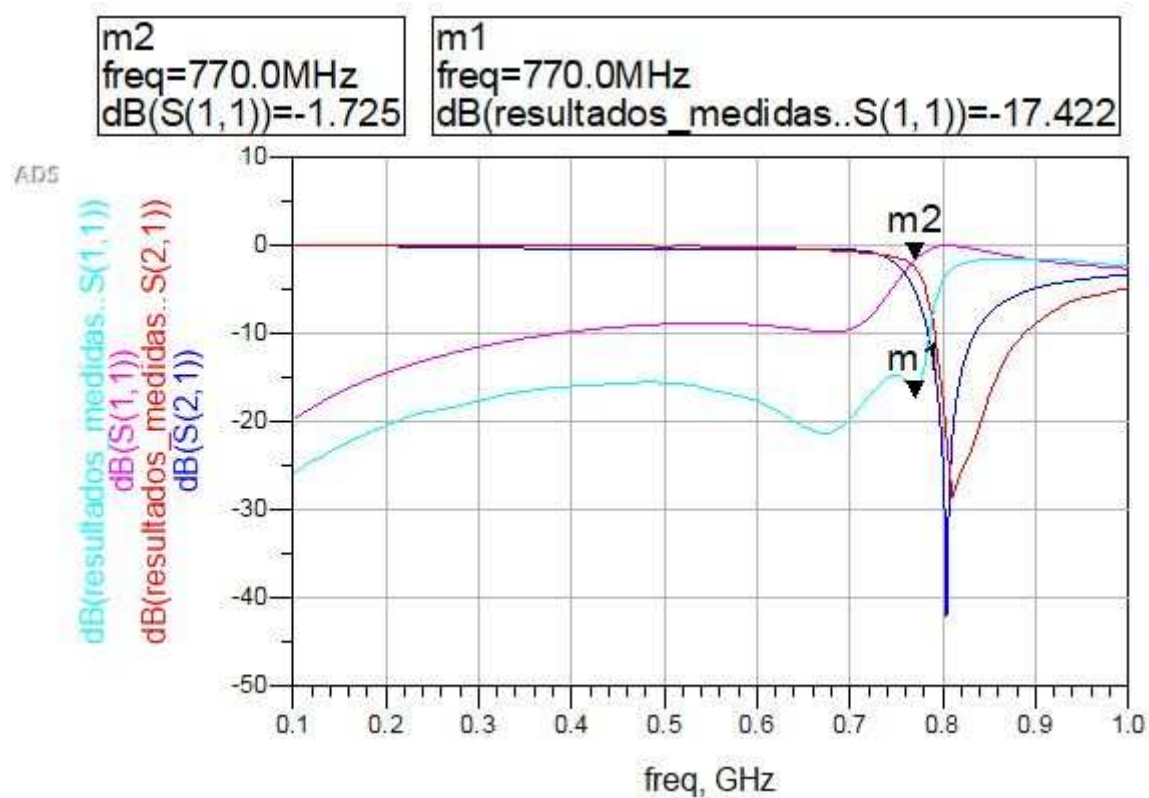


**Figura.33** En la figura anterior vemos una simulación electromagnética del dispositivo diseñado previamente (‘m1’) del parámetro S21, y sobre ella además vemos una representación del parámetro S21 de la medida obtenida experimental de un filtro fabricado de iguales características (‘m2’).

Podemos apreciar una respuesta del parámetro S21 en la que se describe la respuesta frecuencial del filtro rechazo de banda, en la cual, la parte que interesa de la banda de UHF se deja pasar, rechazando los canales donde se localiza la señal de comunicaciones 4G. Además es destacable la caída abrupta de la señal en torno a la banda rechazada, con una  $f_{3dB}$  (frecuencia la que la potencia de la señal desciende 3dB) aproximada entorno a 770 MHz, para el resultado experimental, y en el caso de la diseñada en el layout entorno a 760 MHz. Lo cual indica que en las medidas realizadas en el desarrollo del componente con el software ADS Momentum, destacan en virtud de eliminación de interferencia de manera altamente eficaz, con una caída



mayor de 5dB en la frecuencia de interés, por lo que es suficiente para pronunciar su finalidad de rechazar la banda que nos dificulta la correcta recepción de la señal de TDT. Y en la simulación experimental se pierde un poco de respuesta supresora, debido a los factores adicionales propios de medición en laboratorio, como el efecto de los conectores, cables de medida, incluso condiciones ambientales, así como las tolerancias de los componentes discretos internos al dispositivo analizador vectorial de redes.



**Figura.34** Representación de parámetros S11 sobre los S22, correspondientes (‘m1’) al diseñado y (‘m2’) a la medición experimental.

Además se representaron los parámetros S11 que dan cuenta de las pérdidas de retorno en el filtro. Observamos en relación a este parámetro que en el caso del diseño realizado en el simulador, se aumenta su valor a -10.76 dB lo cual es indicativo del aspecto deseado en



la banda que queremos rechazar, frente a su valor en el laboratorio de implementación -17,42 dB.

De manera recordatoria, se puede reiterar, que las medidas anteriores derivadas de nuestro esquema diseñado en Momentum, son realizadas bajo las condiciones de grosor en los conductores, suponiendo conductores perfectos, impedancia de referencia de 75 Ohm, y teniendo en cuenta las pérdidas en el dieléctrico, de manera que se obtienen resultados más fiables.

Con carácter experimental se representó otro análisis variando las características de nuestro dispositivo, se utilizaron dimensiones diferentes en los CSRR's con respecto al primer esquema.

Para el segundo análisis se utilizaron nuevamente los mismos parámetros de línea microstrip, dimensiones de PCB y substrato Rogers 4003c, variando únicamente los parámetros de los anillos resonadores.

#### Simulación 2:

##### 1.- Línea microstrip de 75 Ohm:

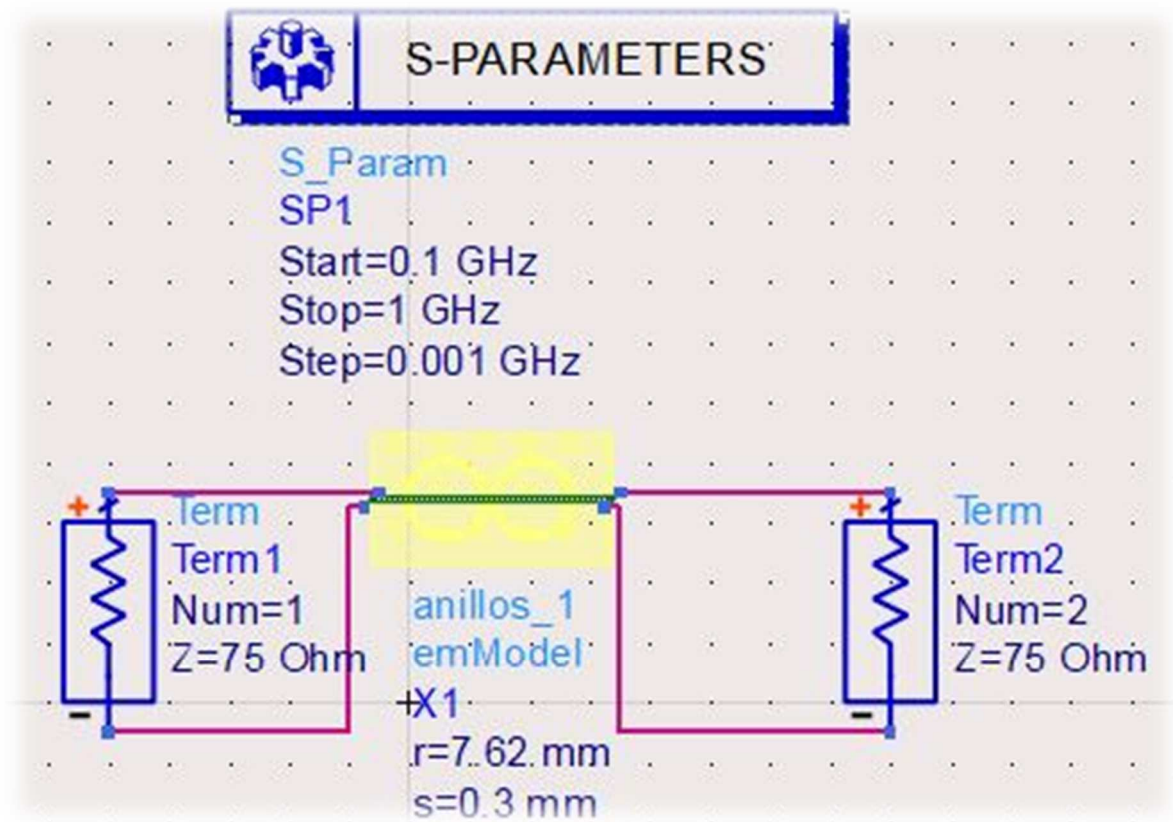
1,65 mm de anchura de 75 Ohm de impedancia de referencia, substrato Rogers 4003c de grosor 1,52 mm.

##### 2.- CSRR:

Radio interno del primer anillo 7,62 mm, separación entre anillos 0,3 mm, anchura sin metalización del anillo 0,3 mm, anchura de la metalización del anillo 0,3 mm

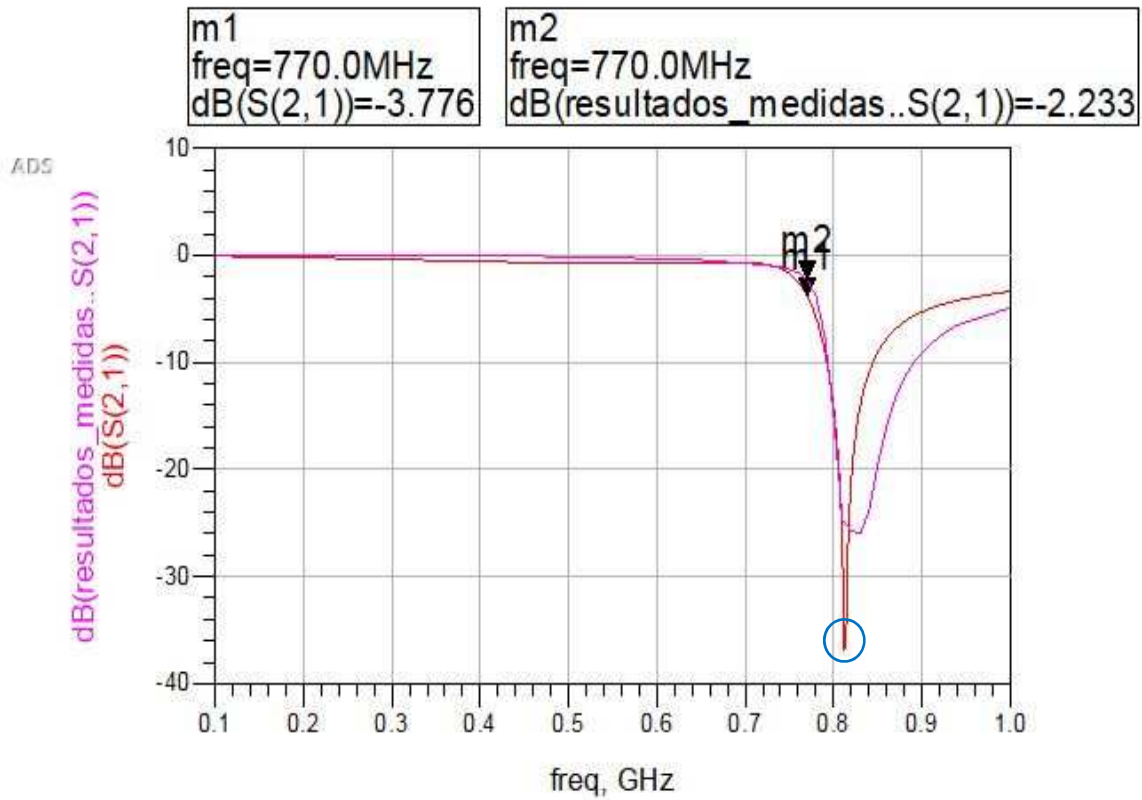
### 3.- PCB:

Anchura 30 mm y largura 55 mm.



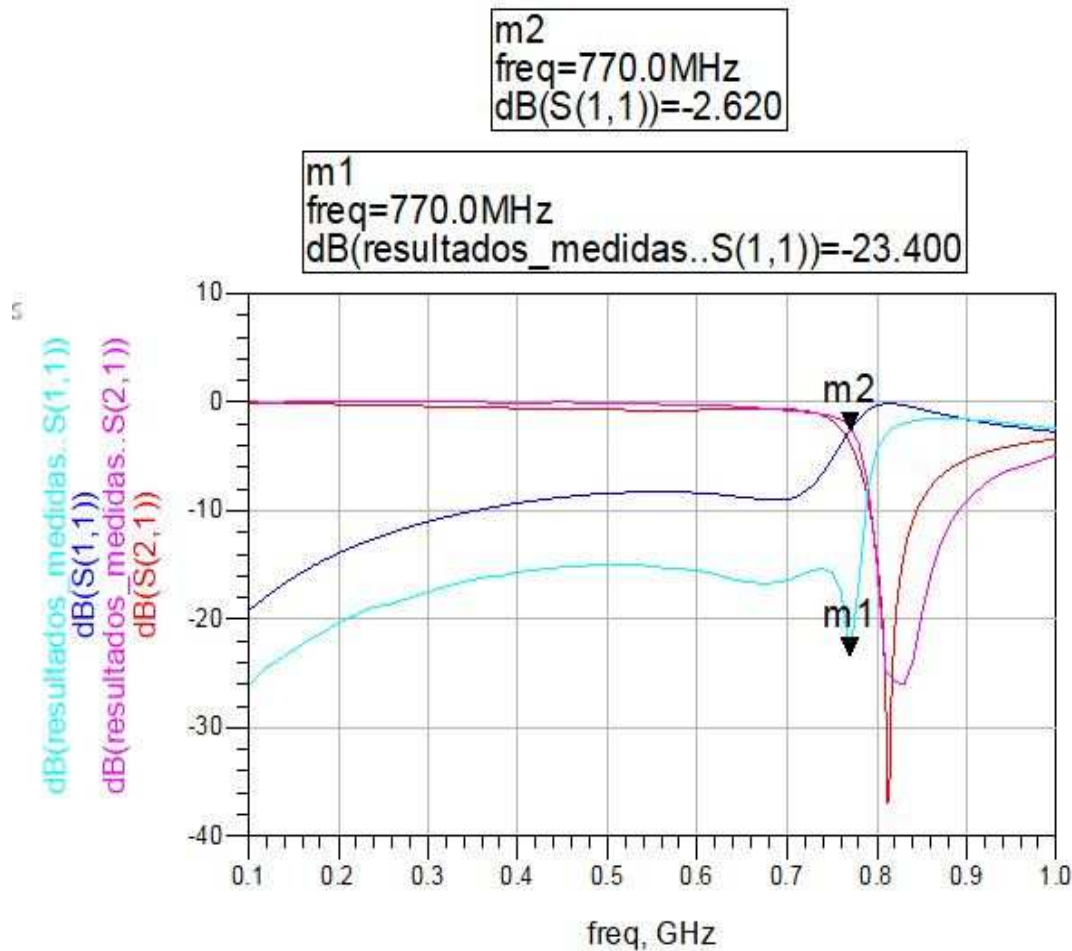
**Figura.35** Introducción de valores en la segunda simulación con Rogers

Una vez fijados los valores de los parámetros para esta simulación, se observaron los siguientes resultados de parámetros S:



**Figura.36** Simulación de parámetros S para un radio de 7,62 mm `m1` diseño y `m2` resultado experimental.

Observamos en la imagen que en la simulación electromagnética realizada con ADS Momentum de nuestro filtro, tiene una caída ligeramente más abrupta que la obtenida de las medidas en el laboratorio (aproximadamente 1,5dB @ $f_{3dB}$ ).



**Figura.37** Representación de parámetros S11

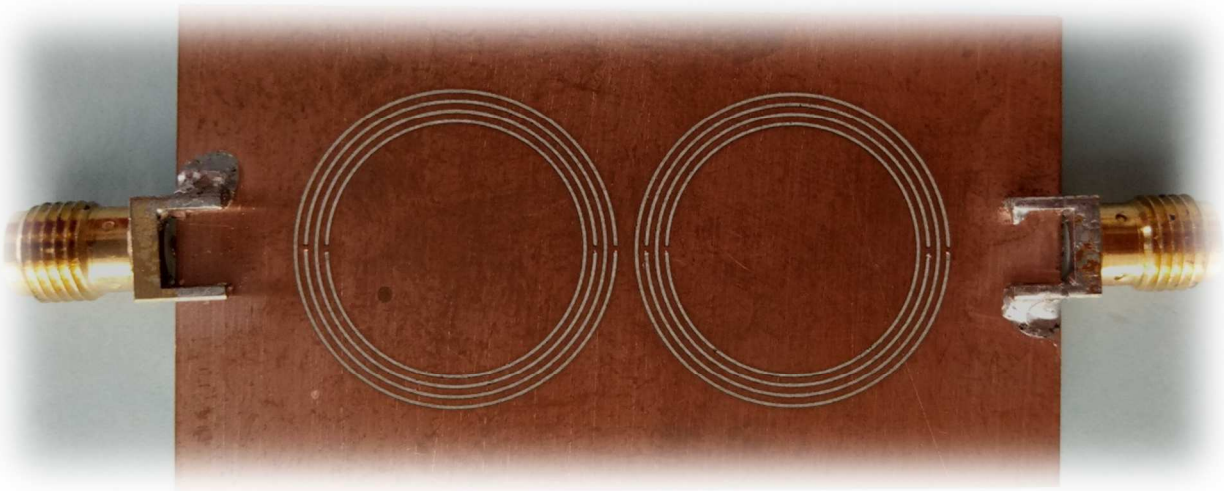
En este caso vemos una diferencia de unos 21 dB entre las pérdidas de retorno entre el diseño del circuito desarrollado por software y el elaborado en laboratorio, a favor del primero, ya que en el primer caso existe un rechazo (S21) de 1,5 dB mayor que el resultado experimental. Podemos valorar observando ambos casos el de la primera simulación (radio 7,63 mm) y ésta última (radio 7,62 mm) que ha habido un desplazamiento en la  $f_{3dB}$  a una mayor frecuencia, 765 MHz (diseño en ADS) y 775 MHz (diseño en laboratorio).

#### Simulaciones con sustrato Isola 680

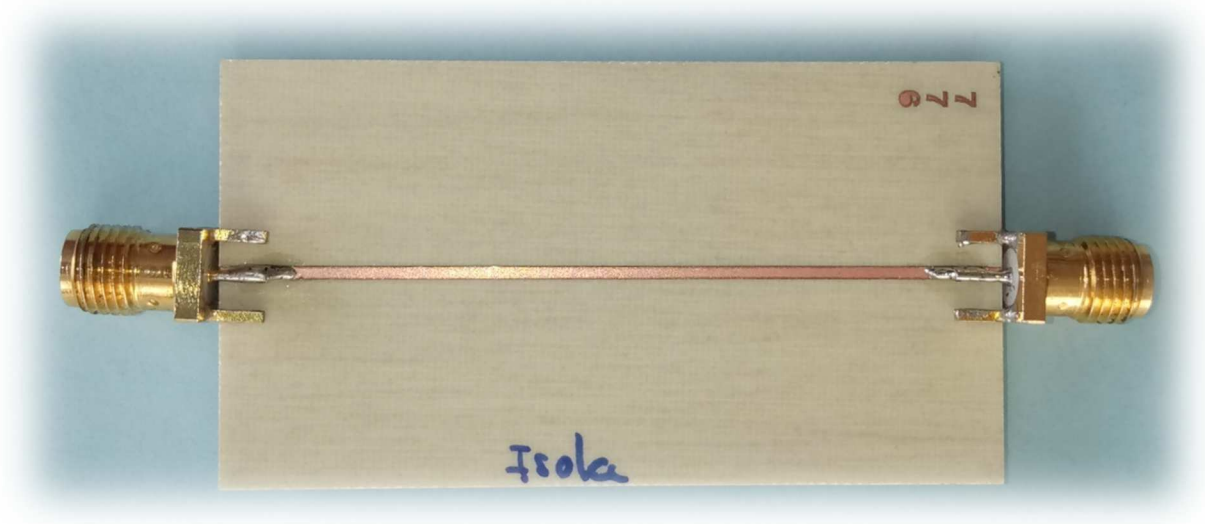
En las siguientes comprobaciones, se establecieron las simulaciones pertinentes para comprobar que el circuito que se diseñó previamente, se ajustaba al fabricado.

### Simulación 3:

En este momento del estudio en el proceso de análisis del comportamiento del filtro, se requirió cambiar los parámetros del diseño de los anillos resonadores, de manera que ajustando los criterios en los valores que se ajustan a las especificaciones de impedancia de referencia del sistema, dependiente de la altura del substrato, anchura de la línea de transmisión microstrip, y de la constante  $\epsilon_r$  (en Isola de valor 3,38 y en Rogers de valor 3,55). También variando el radio de los CSRR's, ya que el substrato Isola 680 posee un comportamiento diferente al Rogers 4003c se necesitó un nuevo ajuste en las dimensiones físicas de los elementos periódicos.



**Figura.38** Vista Bottom del filtro



**Figura.39** Vista Top del filtro

1.- Línea microstrip de 75 Ohm:

0,83 mm de anchura de 75 Ohm de impedancia de referencia, substrato Isola de grosor 0,76 mm.

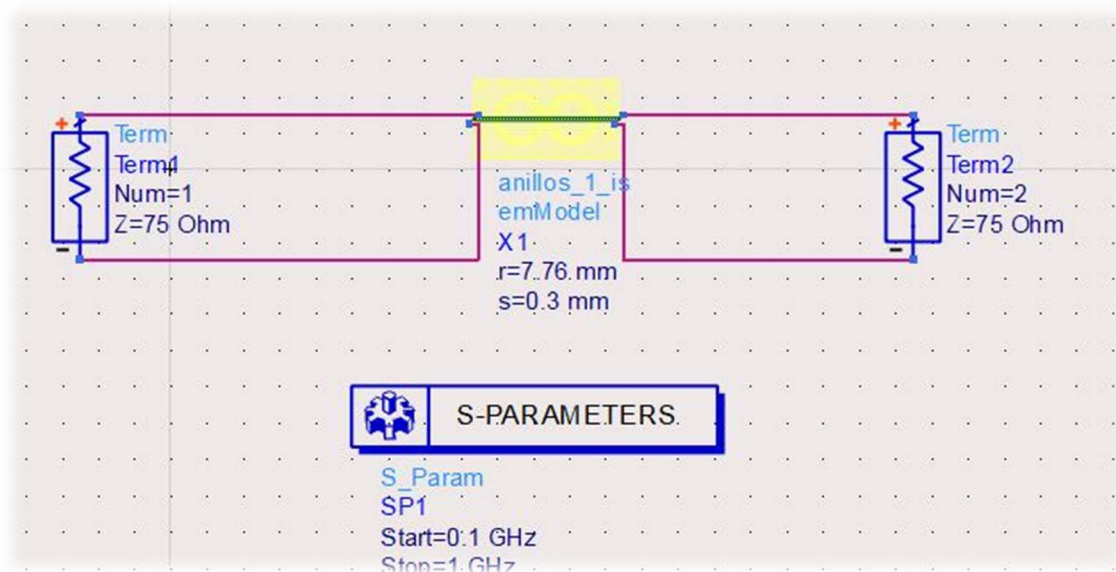
2.- CSRR:

Radio interno del primer anillo 7,76 mm, separación entre anillos 0,3 mm, anchura sin metalización del anillo 0,3 mm, anchura de la metalización del anillo 0,3 mm

3.- PCB:

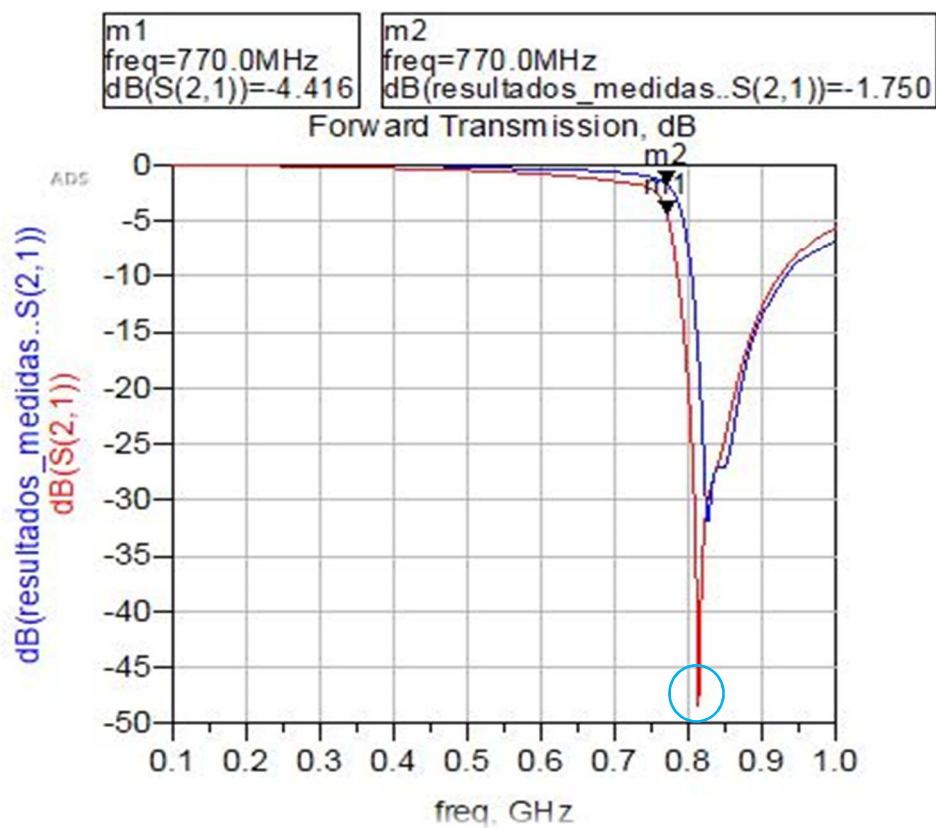
Anchura 30 mm y largura 55 mm.

El esquema en este caso quedó de la siguiente manera:



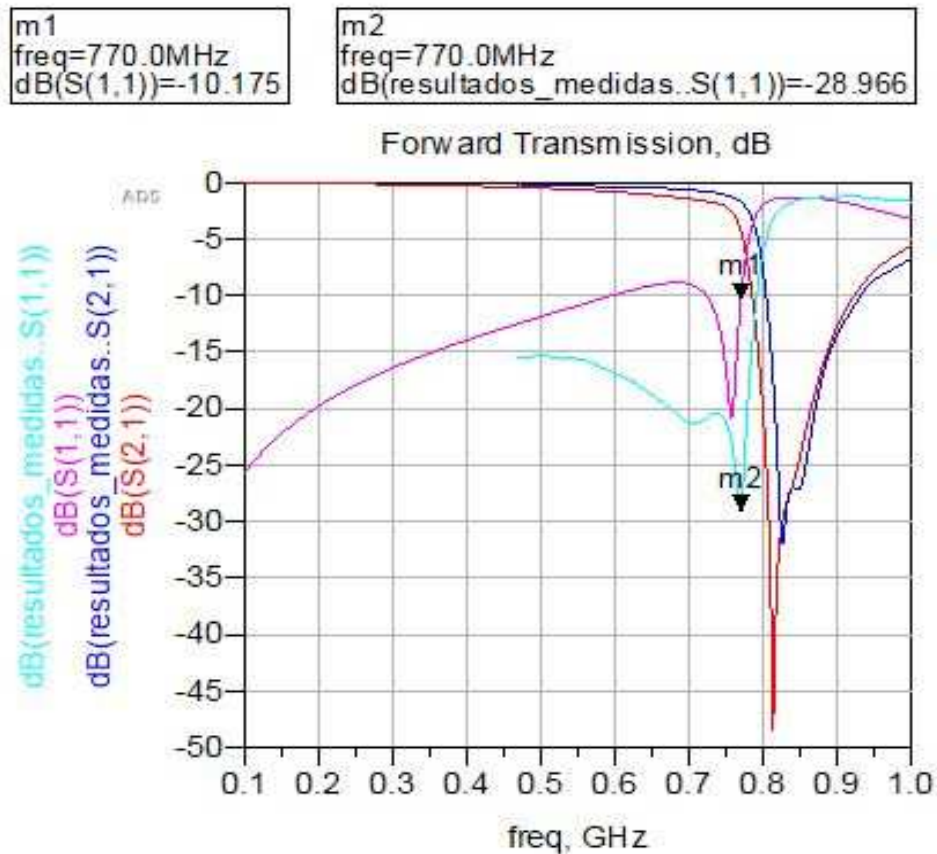
**Figura.40** Representación esquema con sustrato Isola

Una vez realizada la simulación se representaron los parámetros de Scattering para esta nueva fase de simulaciones en Isola 680:



**Figura.41** Parámetros S21 simulación (m1) y medidas (m2)





**Figura.42** Parámetros S11 y S21, simulación (m1) y medidas (m2)

Tras una primera simulación de substrato Isola con las medidas previas, a pesar de que en las medidas aparece una resonancia de menor valor que en los resultados del laboratorio de implementación, se ajusta en casi 3 dB por debajo (En el caso del S21 figura.41) de las medidas. Esto es debido a las características que presenta este substrato, y que no se han incluido en su totalidad en la simulación, en la cual se tuvo en cuenta la  $\epsilon_r$  (3,38) y la  $\tan \delta$  (0.0035). Además observamos un desplazamiento en la frecuencia de resonancia.

#### Simulación 4:

##### 1.- Línea microstrip de 75 Ohm:

0,83 mm de anchura de 75 Ohm de impedancia de referencia, substrato Isola de grosor 0,76 mm.



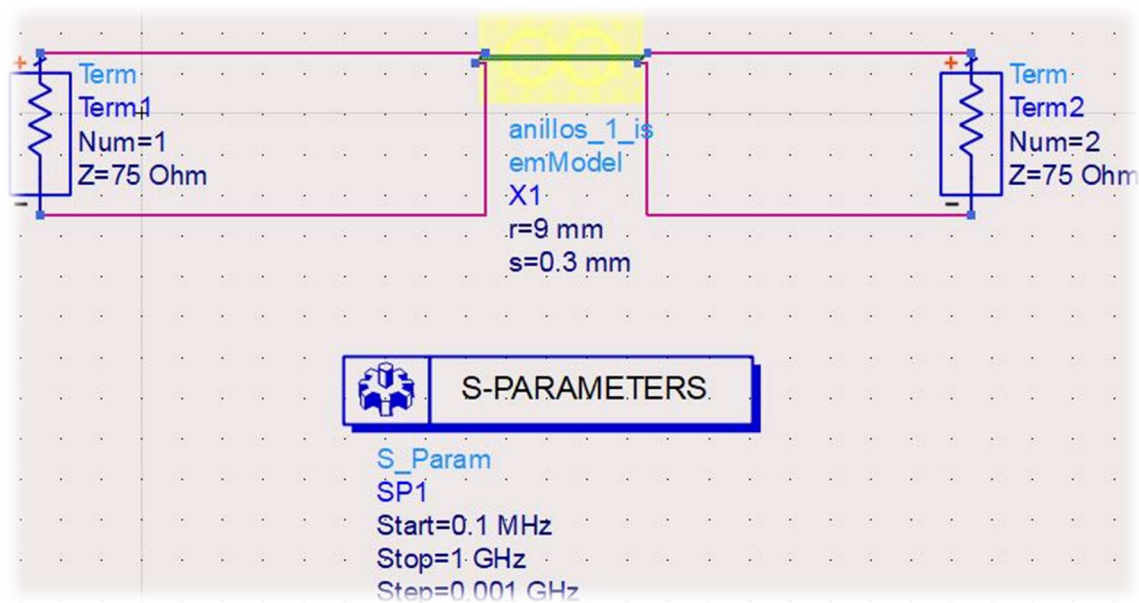
## 2.- CSRR:

Radio interno del primer anillo 9 mm, separación entre anillos 0,3 mm, anchura sin metalización del anillo 0,3 mm, anchura de la metalización del anillo 0,3 mm

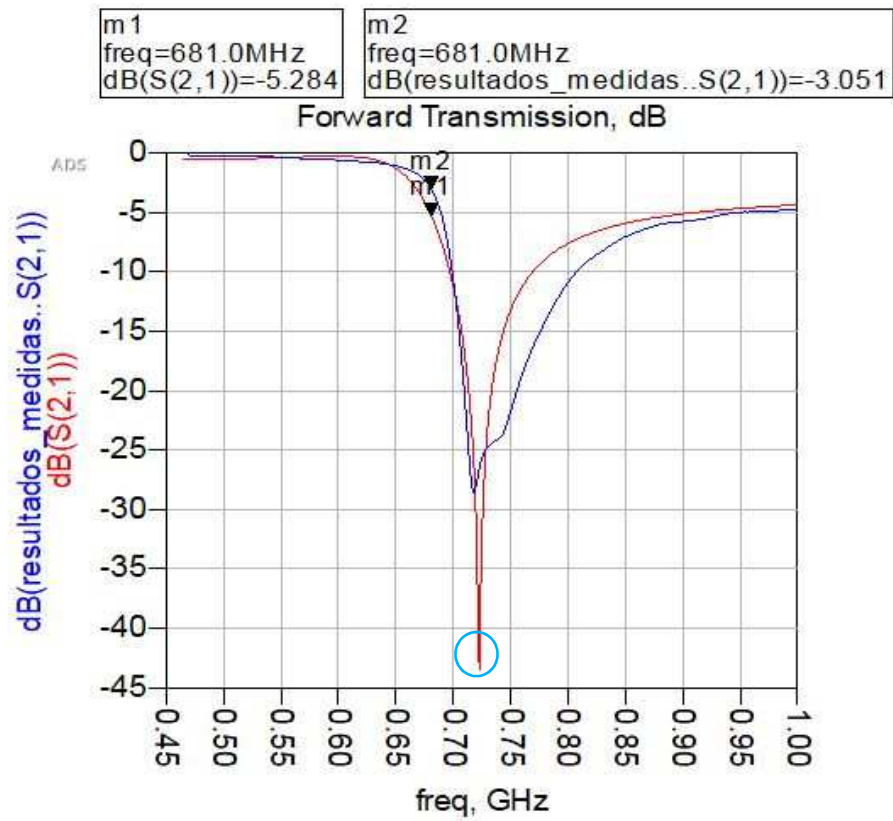
## 3.- PCB:

Anchura 30 mm y largura 55 mm.

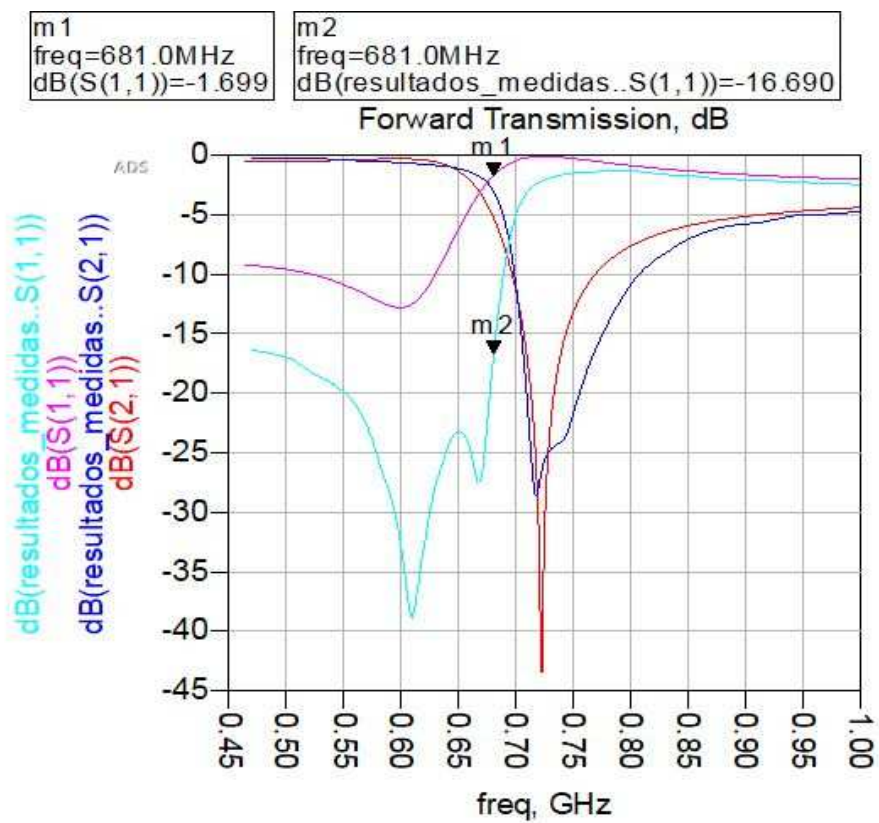
En este caso se modificaron los valores en el esquemático del siguiente modo:



**Figura.43** Esquema del circuito a simular Isola (  $r = 9\text{mm}$  )



**Figura.44** Parámetros S21 simulación (m1) y medidas (m2)



**Figura.45** Parámetros S21 simulación (m1) y medidas (m2)

Observamos de nuevo en esta segunda simulación con Isola, que la resonancia en la simulación es menor que en las medidas. Este substrato es de bajo coste, con mayor tangente de pérdidas que Rogers 4003c, y por tanto de peor factor de calidad, lo que empobrece la resonancia.

## 6. Conclusiones y líneas futuras

### 6.1. Conclusión

En este trabajo se abordó el estudio de filtros rechazo de banda en Radiofrecuencia bajo el desarrollo de técnicas heredadas del estudio de los metamateriales, en las cuales se emplean elementos periódicos, cuya combinación posee peculiaridades en su comportamiento electromagnético, que fue descrito en los puntos previos, aprovechando su efecto en la propagación con  $\epsilon$  y  $\mu$  negativas, se elaboraron filtros con buenas respuestas obtenidas en las simulaciones y medidas de los parámetros de Scattering.

Hay que destacar que se propuso un diseño con una estructura de dos resonadores cada uno de ellos formado por cuatro anillos. Se observa que al aumentar el número de anillos en cada resonador (más de cuatro) no mejora sustancialmente la respuesta del filtro. De igual manera se observa que añadiendo un tercer resonador, además de aumentar el tamaño, tampoco incrementa la respuesta del filtro.

Se ha llegado, después de múltiples pruebas, a una estructura que solamente modificando el radio de los anillos, sin modificar ni las distancias, ni las separaciones, ni los recortes de los CSRR, etc., es capaz de desplazar la frecuencia de resonancia, sin perjudicar la respuesta de rechazo del filtro.

Se ha implementado también en ADS una forma de simular los filtros de forma que reproduce con mucha precisión la respuesta medida de los filtros, integrando la co-simulación.

Se han ajustado los parámetros de la simulación de forma que se consigue precisión en las simulaciones.

## **6.2. Estudios futuros**

Como propuestas se presentan posibles líneas de investigación como refuerzo en materia de estos desarrollos técnicos, como por ejemplo:

- Estudio del efecto de añadir un tercer resonador
- Estudiar la posibilidad de añadir elementos concentrados, como capacidades, para reforzar el rechazo de banda
- Buscar un substrato que proporcione mejores rechazos a bajo coste
- Probar con una topología que no sean círculos
- Investigar acerca de un equivalente circuital del filtro, consistiendo en función de los parámetros de diseño del CSRR

## Bibliografía

[1] FERRAN MARTIN, N. (2015). “*Artificial Transmission Lines for RF and Microwave applications*”.

[2] GYU HWANG, CH.; HYEUNG HA, J.; HOON MYUNG, N. 2006. “Novel oscillator incorporating a compact tunable resonant cell with high efficiency and superior harmonic characteristics”. *Microwave and Optical Technology Letters*. Vol.48 (Nº3), p413-415

[3] GIL I. et al. 2006. “Modelling Complementary-Split-Rings-Resonator (csrr) left-handed lines with inter-resonator’s coupling”. En: Electrotechnical Conference. MELECON 2006, p225-228

[4] Öznazlı, VOLKAN; B. ERTÜRK, VAKUR, (2013) “*On the use of Split-Ring resonators and Complementary Split-Rings Resonators for novel printed Microwave elements: simulations, experiments and discussions*” Bilken University, Faculty of Engineering, Department of Electrical and electronics Engineering, Ankara, Turkey

[5] FRANCISCO JAVIER FALCONE LANAS, (2005) “*Synthesis and applications of Microwave Metamaterials in Planar Circuit Technology: From Electromagnetic Bandgaps to Left Handed Materials*”. Tesis doctoral realizada por F.J.Falcone Lanas y dirigida por Dr. Mario Sorolla Ayza y Dr. Ferrán Martín Antolín. Premio a la mejor Tesis doctoral 2005 por el COIT.

[6] JUAN DOMINGO BAENA; JORDI BONACHE; FERRAN MARTIN; RICARDO MARQUES SILLERO; FRANCISCO FALCONE; TXEMA LOPETEGUI; MIGUEL A. G. LASO; JOAN GARCIA-GARCIA; IGNACIO GIL; MARIA FLORES PORTILLO; MARIO SOROLLA, (2005) “*Equivalent-Circuit models for Spli-Rings resonators coupled to planar transmission lines*” *IEEE*

[7] V.G. VESELAGO, (1964), “*The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$* ” P.N. Lebedev Physics Institute, Academy of Sciences U.S.S.R.

[8] JORDI BONACHE ALBACETE (2006). “*Filtros de microondas basados en metamateriales y en resonadores concentrados*”. Tesis doctoral dirigida por Dr. Ferrán Martín. Universidad Autónoma de Barcelona

[9] ROGERS CORPORATION *Datasheet Rogers 4000 series. High Frequency Circuit Materials*.

[10] ISOLA GROUP *Datasheet IS680-338 Very Low-loss Laminate Material*

[11] AGILENT TECHNOLOGIES, *Agilent EEsof EDA Advanced Design System Circuit Design Cookbook 2.0*