

# **UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA**

Escuela Técnica Superior de Ingeniería de  
Telecomunicación



Trabajo fin de grado

## **DISEÑO DE FILTROS PASO BANDA EN TECNOLOGÍA MICROSTRIP A PARTIR DE UNA VERSIÓN MODIFICADA DE UN RESONADOR DE ANILLOS ABIERTO (OSRR)**

AUTOR: Jose Ramón Navarro Madrid

DIRECTOR: Juan Hinojosa Jiménez

CODIRECTOR: Félix Lorenzo Martínez Viviente



# Índice general

<b>1. Introducción</b> .....	<b>7</b>
<b>2. Tecnología microstrip y medios de Veselago</b> .....	<b>8</b>
2.1. Tecnología microstrip.....	8
2.2. Introducción a los metamateriales.....	11
2.3. Medios de Veselago.....	13
2.4. Resonadores basados en anillos abiertos .....	15
<b>3. Diseño de filtros paso banda con resonadores</b> .....	<b>18</b>
3.1. Tipos de respuestas .....	18
3.1.1. Respuesta de Butterworth .....	18
3.1.2. Respuesta de Chebyshev.....	19
3.1.3. Respuesta de Cauer o elíptica .....	20
3.2. Circuitos con resonador acoplado .....	21
3.3. Extracción del coeficiente de acoplo intermedio ( $k_e$ ).....	25
3.4. Extracción del factor de calidad externo ( $Q_e$ ).....	27
3.4.1. Método del dominio en frecuencia.....	27
3.4.2. Método del retardo de grupo .....	28
<b>4. Aplicación de la técnica de diseño de filtros paso-banda a un resonador de anillos</b> .....	<b>29</b>
4.1. Estructura del resonador y circuito equivalente.....	30
4.2. Aplicación al diseño de un filtro paso-banda de orden 2.....	35
4.2.1. Elementos de la matriz de acoplo.....	35
4.2.2. Resultados de la simulación circuital.....	37
4.2.3. Implementación práctica en simulador electromagnético .....	37
4.2.3.1. Cálculo del acoplo intermedio ( $k$ ).....	38
4.2.3.2. Cálculo del factor de calidad externo ( $Q_e$ ) a la entrada .....	40
4.2.3.2. Cálculo del factor de calidad externo ( $Q_e$ ) a la salida .....	43
4.2.4. Estudio de métodos de ajuste .....	45
4.2.4.1. Cambio de tamaño de la ventana .....	45
4.2.4.2. Cambio de radio del resonador.....	47

4.2.4.3. Resultados finales.....	49
4.3. Diseño de un filtro de orden 4.....	51
4.4. Radiación.....	53
<b>5. Conclusión y líneas futuras .....</b>	<b>54</b>
<b>6. Referencias.....</b>	<b>55</b>

# Índice de figuras

<b>Figura 2.1</b> Estructura de una línea microstrip.....	8
<b>Figura 2.2</b> Distribución de los campos eléctrico (E) y magnético (H) en una línea microstrip.....	9
<b>Figura 2.3</b> Concepto de metamaterial según sus componentes [5].....	11
<b>Figura 2.4</b> Distintos medios de Veselago [2].....	12
<b>Figura 2.5.</b> Relación de los vectores para un medio convencional diestro (RHM) y un medio zurdo (LHM) [11].....	15
<b>Figura 2.6.</b> Dimensiones de un anillo SRR [12].....	16
<b>Figura 2.7</b> Topologías correspondientes a) SRR, b) C-SRR, c) NB-SRR, d) D-SRR, e) SR, f) DSR [15]. .....	16
<b>Figura 2.8</b> Resonador mOSRR del proyecto.....	17
<b>Figura 3.1.</b> Respuesta de Butterworth para un filtro paso bajo [6].....	19
<b>Figura 3.2.</b> Respuesta de Chebyshev para un filtro paso bajo [6].....	20
<b>Figura 3.3</b> Respuesta elíptica para un filtro paso bajo [6].....	21
<b>Figura 3.4</b> Modelo de matrices de acoplo [10].....	22
<b>Figura 3.5</b> Filtro paso-banda modelado con inversores de impedancia [6].....	22
<b>Figura 3.6.</b> Filtro paso-banda modelado con inversores de admitancia [6].....	22
<b>Figura 3.7</b> a) Modelo circuital de acoplamiento eléctrico entre dos resonadores b) Modelo circuital equivalente con un inversor de admitancia [6].....	26
<b>Figura 4.1</b> Estructura del resonador de anillo mOSRR (a) Vista 2D. (b) Vista 3D. ....	31
<b>Figura 4.2</b> . Respuesta en frecuencia de la estructura de la Figura 4.1, obtenida mediante HFSS. ....	32
<b>Figura 4.3</b> Modelo equivalente circuital (ADS) de la estructura de la Figura 4.1. ....	34
<b>Figura 4.4</b> Respuesta del modelo circuital de la Figura 4.3 en ADS. ....	34
<b>Figura 4.5</b> Respuesta del modelo circuital de la Figura 4.3 en ADS con los datos del aparatado 4.2.1.....	37
<b>Figura 4.6</b> Estructura del filtro utilizada para obtener el factor de acoplo k. ....	38
<b>Figura 4.7</b> M12 en función del parámetro s.....	39
<b>Figura 4.8</b> Modelo usado para el cálculo de $Q_e$ a la entrada.....	40
<b>Figura 4.9.</b> $Q_e$ en función de L.....	41
<b>Figura 4.10.</b> $Q_e$ en función de $W2$ .....	41
<b>Figura 4.11.</b> $Q_e$ en función de $L_v$ . ....	42
<b>Figura 4.12</b> Modelo usado para el cálculo de $Q_e$ a la salida.....	43
<b>Figura 4.13.</b> $Q_e$ en función de L.....	43
<b>Figura 4.14.</b> $Q_e$ en función de $W2$ .....	44
<b>Figura 4.15.</b> $Q_e$ en función de $L_v$ . ....	44

<b>Figura 4.16</b> Variación de la frecuencia central con la longitud de la ventana.....	45
<b>Figura 4.17</b> Variación del ancho de banda con la longitud de la ventana. ....	46
<b>Figura 4.18</b> Variación de las pérdidas de retorno con la longitud de la ventana.....	46
<b>Figura 4.19</b> Variación de la frecuencia central con el radio del resonador.....	47
<b>Figura 4.20</b> Variación del ancho de banda con el radio del resonador.....	47
<b>Figura 4.21</b> Variación de las pérdidas de retorno con el radio del resonador.....	48
<b>Figura 4.22</b> Dimensiones físicas del filtro diseñado. ....	49
<b>Figura 4.23</b> Respuesta en frecuencia del filtro diseñado.....	50
<b>Figura 4.24</b> Modelo del filtro de orden 4. ....	51
<b>Figura 4.25</b> Respuesta en frecuencia del filtro de orden 4. ....	52
<b>Figura 4.26</b> Pérdidas por radiación del filtro. ....	53

## Índice de tablas

<b>Tabla 4.1</b> Especificaciones iniciales .....	29
<b>Tabla 4.2</b> Dimensiones del filtro .....	32
<b>Tabla 4.3.</b> Dimensiones del mOSRR .....	49

# 1. Introducción

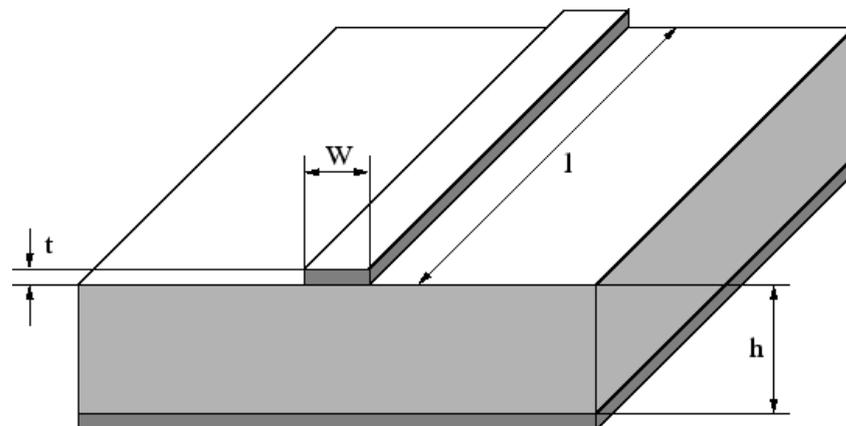
Durante esta última década, la comunidad científica ha suscitado un gran interés por el estudio de estructuras artificiales (metamateriales) que presentan permitividades y permeabilidades simultáneamente negativas y usualmente denominados materiales zurdos (left-handed material LHM). Este concepto fue inspirado por V. G. Veselago [1], quien presentó un trabajo teórico sobre la existencia de tales propiedades y, posteriormente, por R. A. Shelby y asociados [2], quienes demostraron experimentalmente un índice de refracción negativo mediante un metamaterial basado en resonadores con anillos abiertos (SRRs). Estos últimos años, los SRRs y sus complementarios (CSRRs) han causado un gran interés debido a sus potenciales aplicaciones en circuitos microondas y a la posibilidad de aplicar tales estructuras a la tecnología planar [3-5]. Gracias a sus propiedades electromagnéticas, los SRRs y CRRs permiten disminuir el tamaño de los dispositivos microondas en tecnología planar y mejorar las prestaciones de éstos. Por otro lado, los filtros son dispositivos esenciales en el diseño de sistemas de comunicación modernos [6]. Entre los diferentes tipos de filtros (paso bajo, paso alto, paso banda, rechazo banda), el filtro paso banda desempeña un papel importante en aplicaciones RF/microondas para limitar una señal en un determinado ancho de banda de frecuencias y reducir señales indeseables fuera de la banda de paso. En este proyecto, se propone un nuevo enfoque en el diseño de filtros compactos paso banda de banda ancha en tecnología microstrip. Para aumentar el grado de miniaturización, se utilizará una versión modificada del resonador de anillos abiertos (mOSRR). Se analizará el resonador de anillos abiertos mOSRR con el objetivo de llevar a cabo el diseño de filtros de tipo paso banda de orden 2 y 4 en tecnología microstrip.

## 2. Tecnología microstrip y medios de Veselago

En este apartado se presenta la tecnología microstrip en la que se implementará el filtro basado en resonador de anillos que queremos desarrollar. Se presentarán las ecuaciones básicas que describen el comportamiento de una línea microstrip. Además, se realiza una breve introducción a los metamateriales y a los medios de Veselago [1, 2]. Finalmente, se presentan algunas configuraciones iniciales de estos medios basadas en resonadores de anillos.

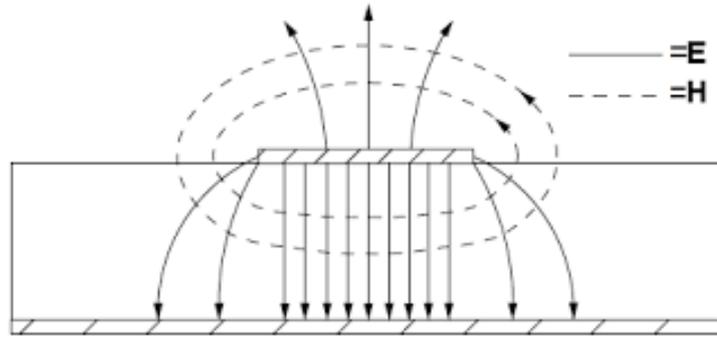
### 2.1. Tecnología microstrip

La línea microstrip es una de las líneas de transmisión más populares, principalmente debido a que es de bajo coste y se puede fácilmente fabricar mediante técnicas de litografías (incluyendo microfresadoras) y, también, integrar dispositivos de microondas pasivos y activos. La Figura 1.1 muestra la estructura de una línea microstrip.



*Figura 2.1 Estructura de una línea microstrip.*

Aunque la línea microstrip tiene sus ventajas, también tiene algunos inconvenientes. Uno de los principales inconvenientes de la línea microstrip es que tiene una estructura abierta como se puede observar en la Figura 1.1 y, por consiguiente, presenta pérdidas por radiación. Además, a diferencia de la guía de onda, no está cerrada y por lo tanto es susceptible de captar gran cantidad de ruido [9].



**Figura 2.2 Distribución de los campos eléctrico (E) y magnético (H) en una línea microstrip.**

Para analizar una línea microstrip, hay que tener en cuenta que la distribución de líneas de campo, así como de corrientes en los conductores, no son uniformes (Figura 2.2), por lo que su análisis es bastante complicado. Sin embargo, se puede observar que, para la distribución de campo eléctrico del modo fundamental, parte de las líneas de campo se distribuyen en el dieléctrico y en el aire, por lo que la línea microstrip es una línea inhomogénea. Por tanto, no se propagará una onda TEM pura, ya que existen dos medios de propagación donde la onda se propagaría a velocidades distintas, siendo estas  $v_p = c$  en el aire y  $v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$  en el dieléctrico, siendo  $\epsilon_r$  la permitividad relativa de éste.

Al tratarse de una línea inhomogénea, ésta es incapaz de propagar ondas TEM puras, sino que se propagará una onda de tipo *cuasi*-TEM. Los parámetros de una línea microstrip se puede obtener a partir de las siguientes expresiones analíticas [9]:

$$\epsilon_{ref} \approx \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{d}{w}}} \quad (2.1)$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \ln \left( \frac{8d}{w} + \frac{w}{4d} \right), \quad \frac{w}{d} \leq 1 \quad (2.2)$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \cdot \frac{1}{\frac{w}{d} + 1,393 + 0,667 \ln \left( \frac{w}{d} + 1,444 \right)}, \quad \frac{w}{d} \geq 1 \quad (2.3)$$

Normalmente, para diseñar una línea microstrip, se parte del valor de la permitividad relativa del dieléctrico y se busca tener una cierta impedancia característica, variando la relación  $\frac{w}{d}$ .

Existen otros parámetros importantes a la hora de caracterizar una línea microstrip, como la velocidad de fase:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.4)$$

la constante de fase:

$$\beta = \frac{\omega}{v_p} = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_{ref}} \quad (2.5)$$

y la tangente de pérdidas efectiva:

$$\tan \delta_{ef} = \frac{\epsilon_r}{\epsilon_{ref}} \frac{\epsilon_{ref}-1}{\epsilon_r-1} \tan \delta \quad (2.6)$$

A partir de la tangente de pérdidas relativa, se puede hallar la constante de atenuación debida al dieléctrico con la siguiente expresión:

$$\alpha_d = \frac{\beta}{2} \tan \delta_{ef} = \frac{\beta}{2} \frac{\epsilon_r}{\epsilon_{ref}} \frac{\epsilon_{ref}-1}{\epsilon_r-1} \tan \delta \quad (2.7)$$

Finalmente, la constante de atenuación debida a los conductores es de difícil cálculo. Si  $w \gg h$  se puede hacer una aproximación de corriente uniforme en el conductor y con ella la resistencia por unidad de la línea. Esta es:

$$R \approx \frac{2R_s}{w} \quad (2.8)$$

Por tanto:

$$\alpha_c \approx \frac{R}{2Z_0} = \frac{R_s}{Z_0 w} \quad (2.9)$$

Donde  $R_s$  se obtiene de la expresión:

$$R_s = \frac{1}{\sigma} \sqrt{\pi f \mu \sigma} = \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}} \quad (2.10)$$

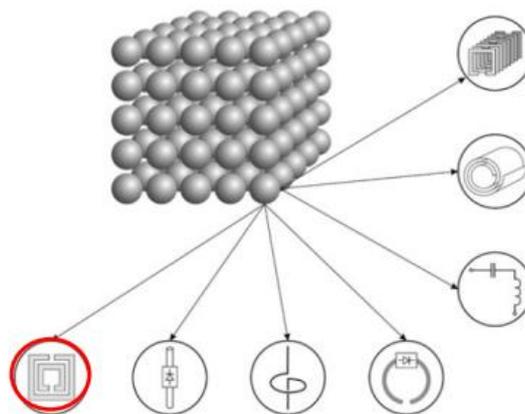
Para la mayoría de los sustratos que se emplean para las líneas microstrip se cumple que  $\alpha_c \gg \alpha_d$

## 2.2. Introducción a los metamateriales

En los últimos años, grandes programas de investigación se están dedicando al estudio y desarrollo de metamateriales con el propósito de mejorar las prestaciones y reducir los tamaños de los dispositivos en aplicaciones de RF/microondas.

Los metamateriales son difíciles de definir y clasificar. Una definición que podría satisfacer a la mayoría de los investigadores es la de “conjunto de materiales que son algo más que materiales ordinarios” [1]. Es decir, materiales que no se pueden encontrar en la naturaleza y que es necesario que se realicen artificialmente. Además, presentan propiedades que tampoco se encuentran en la naturaleza y que son distintas a las de los elementos que lo forman.

Estos metamateriales están formados por unos elementos estructurales artificiales, los cuales se llaman celdas y se agrupan de forma periódica para dar lugar a una estructura parecida a la de un cristal como en la Figura 2.3.



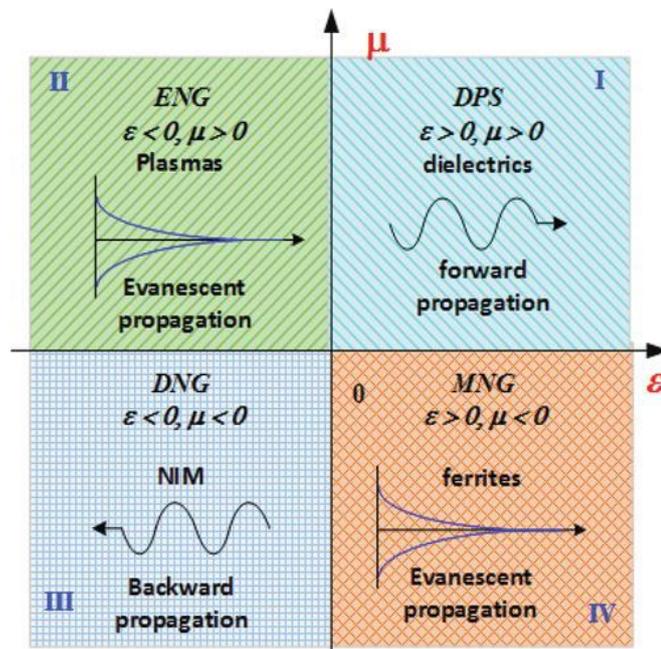
**Figura 2.3 Concepto de metamaterial según sus componentes [5].**

Existen diversas aplicaciones de los materiales en el rango de microondas, como pueden ser: construcción de antenas y arrays de antenas, control de propagación de ondas, multiplexores, filtros, etc.

Unas de las propiedades que definen el comportamiento electromagnético de un metamaterial son la permitividad eléctrica  $\epsilon$  y la permeabilidad magnética  $\mu$ . Estas influyen en el valor del índice de refracción  $n$  de un metamaterial según la siguiente expresión:

$$n = \pm\sqrt{\epsilon\mu} \quad (2.11)$$

A su vez, la permitividad eléctrica y la permeabilidad magnética pueden tener tanto signo positivo como negativo. Por tanto, existirán cuatro medios diferentes (Figura 2.4) con características distintas.



*Figura 2.4 Clasificación de los medios según sus características [2].*

- La primera posibilidad es que tanto  $\epsilon$  como  $\mu$  sean positivas, por lo que  $n$  también será positiva y tendremos un “medio doble positivo” (DPS). Este tipo de materiales son los que se encuentran generalmente en la naturaleza.

- La segunda posibilidad es que  $\varepsilon$  sea negativa y  $\mu$  sea positiva. Tendremos un  $n$  negativo y será un “medio de  $\varepsilon$  negativa” (ENG). Se puede conseguir que ciertos metales y plasmas tengan estas características a determinadas frecuencias.
- La tercera posibilidad es que  $\varepsilon$  sea positiva y  $\mu$  sea negativa. El índice de refracción  $n$  seguirá siendo negativo y en este caso tendremos un “medio de  $\mu$  negativa” (MNG). Algunos materiales con características girotrópicas pueden comportarse de esta manera a ciertas frecuencias.
- La cuarta posibilidad es que  $\varepsilon$  y  $\mu$  sean negativas. En este caso  $n$  será negativo y estaremos ante un “medio doble negativo” (DNG). Este tipo de medios son llamados medios de Veselago, y son de gran interés para desarrollar los filtros planteados en este proyecto.

### 2.3. Medios de Veselago

En 1968, Victor Veselago [1], un físico de la Unión Soviética exploró la posibilidad de propagar ondas electromagnéticas en un medio material que tuviera permitividad eléctrica  $\varepsilon$  y permeabilidad magnética  $\mu$  negativas de forma simultánea. Este tipo de materiales no se encuentran en la naturaleza, por lo que se planteó la posibilidad de realizarlos físicamente, ya que el comportamiento de la permitividad y la permeabilidad varía con la frecuencia (dispersión). Por lo tanto, en ciertos rangos de frecuencia éstos podrían alcanzar valores negativos [2]. Su investigación alcanzó unos resultados, como una velocidad de fase negativa, un índice de refracción negativo y una impedancia de onda positiva. Estos medios tienen las siguientes características [11]:

- 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 ( $\varepsilon > 0, \mu > 0$ ) y un medio zurdo ( $\varepsilon < 0, \mu < 0$ ).
- Inversión de la ley de Snell.
- Índice de refracción negativo en la superficie entre un medio diestro ( $\varepsilon > 0, \mu > 0$ ) y un medio zurdo ( $\varepsilon < 0, \mu < 0$ ).

- 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 la transformación de una fuente puntual en una imagen puntual en el segundo medio diestro.
- Cambio de los efectos de convergencia y divergencia en lentes cóncavas y convexas, respectivamente, cuando las lentes están fabricadas con un medio zurdo.
- Fenómenos de tipo resonante ante plasmones.

Estos medios también reciben el nombre de medios zurdos (Left-Handed Material, LHM) y se debe a que, en un material con partes reales negativas, los vectores de los campos eléctricos, campos magnéticos y número de onda forman una triada zurda, en lugar de una triada diestra correspondiente a un medio convencional (Right-Handed Material, RHM) [8]. Desarrollando las ecuaciones de Maxwell, se puede comprobar la relación entre los vectores de los campos eléctricos ( $\vec{E}$ ) y los campos magnéticos ( $\vec{H}$ ) con el número de onda ( $\vec{k}$ ):

- Para un medio convencional (RHM):

$$\vec{k} \times \vec{E} = +\omega\mu\vec{H} \quad (2.12)$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega\varepsilon\vec{E} \quad (2.13)$$

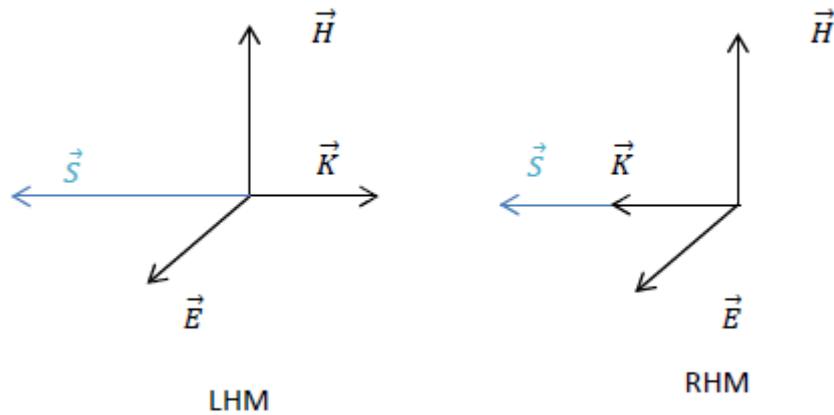
- Para un medio zurdo (LHM):

$$\vec{k} \times \vec{E} = -\omega\mu\vec{H} \quad (2.14)$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = +\omega\varepsilon\vec{E} \quad (2.15)$$

La expresión del vector de Poynting nos indica que la dirección de propagación en un medio zurdo es opuesta a la dirección de propagación en un medio convencional.

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (2.16)$$

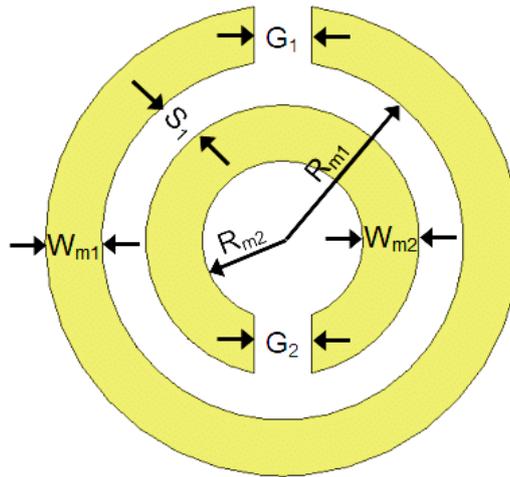


**Figura 2.5 Relación de los vectores para un medio convencional diestro (RHM) y un medio zurdo (LHM) [11].**

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. Para este medio, se define una permitividad efectiva  $\epsilon_{eff}$  y una permeabilidad efectiva  $\mu_{eff}$ . Cuando estos dos parámetros son negativos, se habla de materiales zurdos. En la década de los noventa se sintetizó el primer medio zurdo [13]. Para ello se utilizaron varillas metálicas equidistantes para aportar una  $\epsilon_{eff}$  negativa y se usaron resonadores basados en anillos abiertos para aportar una  $\mu_{eff}$  negativa.

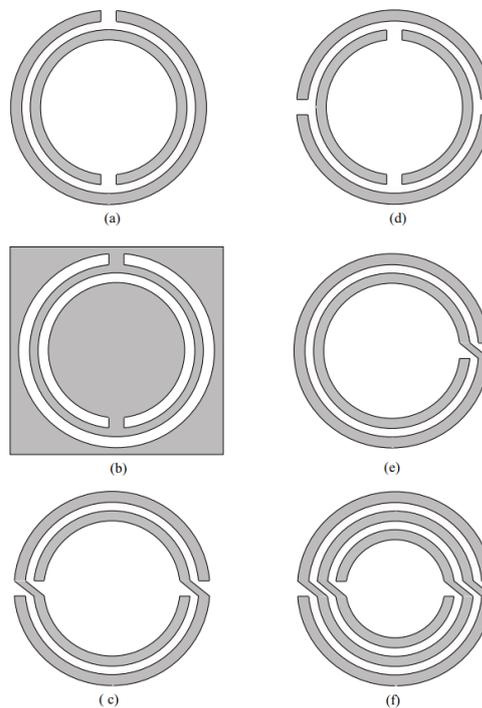
## 2.4. Resonadores basados en anillos abiertos

Un resonador basado en anillos (SRR) es una estructura (metamaterial) producida artificialmente cuyo objetivo es producir una susceptibilidad magnética deseada. En 1999, John Pendry [14] y su grupo sugirieron que ciertas configuraciones de medios conductores no magnéticos podrían tener respuesta magnética considerablemente fuerte cuando son sometidas a la presencia de un campo electromagnético. En particular, predijeron que estas configuraciones tendrían permeabilidad magnética negativa en un rango determinado de frecuencias. La estructura propuesta consistía en un doble anillo con las aperturas orientadas en sentidos opuestos como se muestra en la Figura 2.6.



**Figura 2.6. Dimensiones de un anillo SRR [12].**

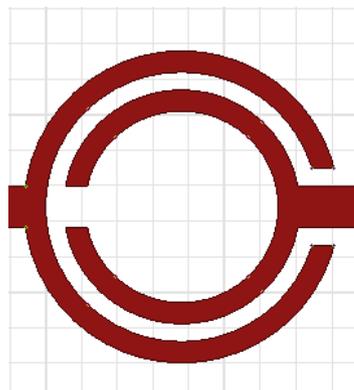
Desde entonces, se han propuesto diferentes variantes de estructuras de resonadores de anillos SRR (Figura 2.7), buscando conseguir un control más específico de la banda de paso o de rechazo, modificando las dimensiones y las estructuras de éstos [15]. Las principales características de estas estructuras son las siguientes:



**Figura 2.7 Topologías correspondientes a) SRR, b) C-SRR, c) NB-SRR, d) D-SRR, e) SR, f) DSR [15].**

- La Figura 2.7(a) muestra la topología básica de un SRR. Puede considerársele como un dipolo magnético resonante que es excitado por un campo magnético axial [16].
- En la Figura 2.7(b) se observa un anillo resonador complementario (C-SRR) que se comporta como un dipolo eléctrico que puede ser excitado por un campo eléctrico axial [17].
- La Figura 2.7(c) muestra un anillo resonador no bianisotrópico (NB-SRR). Es una leve modificación de la topología del SRR, el cual muestra una simetría de rotación de  $180^\circ$  en el plano del anillo. Consecuencia de esta simetría es que el efecto de polarización cruzada se anula [17].
- En la Figura 2.7(d) se observa un doble anillo resonador (D-SRR). Presenta también la simetría anterior y de la misma forma no presenta polarización cruzada. Además la frecuencia de resonancia es el doble que la de un SRR del mismo tamaño [15].
- Finalmente, la Figura 2.7(e) muestra un resonador en espiral (SR) y en la Figura 2.7(f) el resonador de doble espiral (DSR). Ambos proporcionan una reducción de la frecuencia de resonancia comparados con el SRR [15].

Tras exponer los distintos tipos de resonadores de anillos, nos centraremos en los resonadores basados en anillos no complementarios (SRR) (Figura 2.7(a)), cuya principal característica es que se excitan mediante corrientes y campos magnéticos. Dentro de este grupo, se pueden diferenciar entre los que son abiertos, es decir, tienen dos terminales, o cerrados, sin terminales. Finalmente, dentro de estos pueden dividirse entre mono-planar (en un solo plano) o bi-planar (en dos planos). El resonador propuesto en este proyecto está basado en la estructura de un anillo no complementario, abierto y mono-planar. Esta categoría recibe el nombre de Open Split Ring Resonator (OSRR). El modelo de este resonador se muestra en la Figura 2.8.



**Figura 2.8 Resonador mOSRR del proyecto.**

### 3. Diseño de filtros paso banda con resonadores

En este apartado se presentan los principales tipos de respuestas de filtros paso-bajo Butterworth, Chebyshev y Cauer, el diseño de filtros de tipo paso banda basado con resonador acoplado, y los métodos para extraer el factor de acoplamiento ( $k$ ) y el factor de calidad externo ( $Q_e$ ) a partir de los parámetros  $S$  del filtro paso banda [6].

#### 3.1. Tipos de respuestas paso bajo

La función de transferencia de una red de filtro de dos puertos es una descripción matemática de las características de respuesta de la red, lo que equivale al parámetro  $S_{12}$ . La expresión general de un filtro de dos puertos es la siguiente:

$$|S_{12}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (3.1)$$

Donde  $\varepsilon$  es la constante de rizado,  $F_n(\Omega)$  representa una función característica y  $\Omega$  representa una variable frecuencial en radianes. Esta función de transferencia modela el comportamiento de un filtro paso bajo, con una frecuencia de corte  $\Omega_c$  que normalmente suele ser 1.

Para redes lineales e invariantes en el tiempo, la función de transferencia puede definirse como una función racional:

$$S_{21}(\rho) = \frac{N(\rho)}{D(\rho)} \quad (3.2)$$

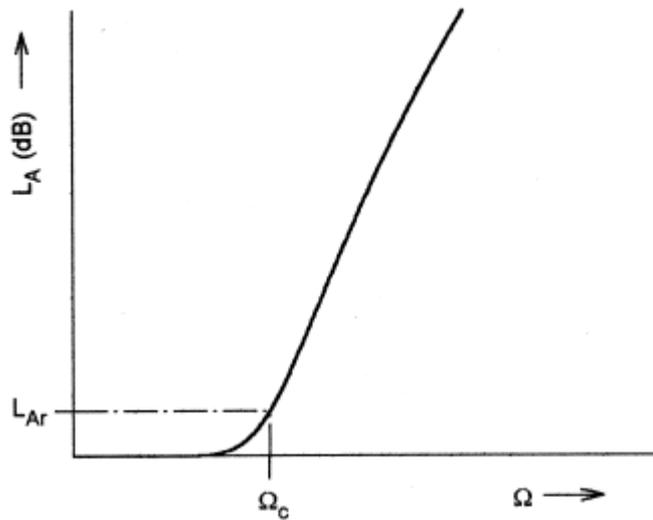
Donde  $N(\rho)$  y  $D(\rho)$  son polinomios en una variable de frecuencia compleja  $\rho = \sigma + j\Omega$  que está definida en el plano complejo  $(\sigma, \Omega)$ . El plano horizontal ( $\sigma$ ) es el plano real, mientras que el vertical ( $\Omega$ ) es el plano imaginario. Los valores de  $\rho$  que hacen que la función de transferencia sea igual a cero se llaman “ceros”, mientras que los valores que hacen que la función de transferencia sea infinito se llaman “polos”. La respuesta de la función de transferencia dependerá de cómo se distribuyan los ceros y los polos.

##### 3.1.1. Respuesta de Butterworth

La amplitud de la función de transferencia al cuadrado para filtros de Butterworth que tienen unas pérdidas de inserción de  $LAr = 3.01 \text{ dB}$  a la frecuencia de corte  $\Omega_c = 1$  viene dada por:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\Omega^{2n}} \quad (3.3)$$

Siendo  $n$  el orden del filtro el orden del filtro. Los filtros de tipo Butterworth presentan una respuesta (Figura 3.1) de la banda de paso-más plana que los demás tipos (Chebyshev y Cauer). Sin embargo, para un mismo orden, su pendiente es menos abrupta que otros tipos de respuesta.



*Figura 3.1 Respuesta de Butterworth para un filtro paso bajo [6].*

### 3.1.2. Respuesta de Chebyshev

Los filtros de tipo Chebyshev no tienen una banda de paso plana (Figura 3.2), sino que tienen un cierto rizado. Sin embargo, se consigue una caída de la respuesta en frecuencia más pronunciada. Su comportamiento viene definido por la siguiente expresión:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 T_n^2(\Omega)} \quad (3.4)$$

$T_n(\Omega)$  es la función de Chebyshev para un orden dado, definida como:

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} \Omega) & |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} \Omega) & |\Omega| \geq 1 \end{cases} \quad (3.5)$$

La constante de rizado  $\varepsilon$  está relacionada con el rizado de banda de paso  $L_{Ar}$ :

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \quad (3.6)$$

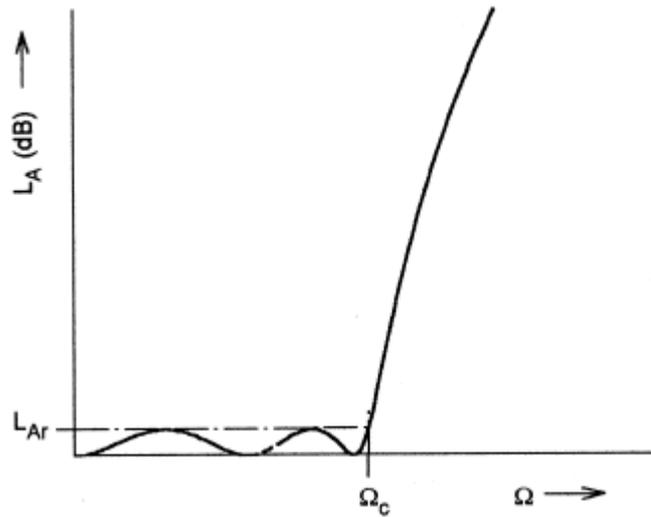


Figura 3.2. Respuesta de Chebyshev para un filtro paso bajo [6]

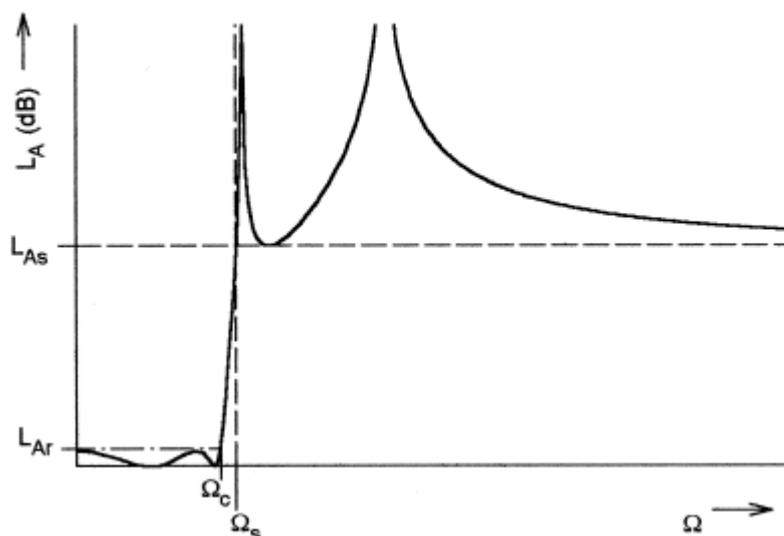
### 3.1.3. Respuesta de Cauer o elíptica

Los filtros elípticos están diseñados de manera que consiguen estrechar la zona de transición entre bandas y también acota el rizado, aunque esto sólo lo hace en una de las bandas (Figura 3.3). Suelen ser más eficientes ya que para un orden menor se consigue minimizar la zona de transición. Por otro lado, presentan una fase menos lineal. La función de transferencia al cuadrado viene dada por la siguiente expresión:

$$|s_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (3.7)$$

Donde  $F_n(\Omega)$  es la función elíptica para un orden dado, definida como:

$$F_n(\Omega) = \begin{cases} M \frac{\prod_{i=1}^{n/2} (\Omega_i^2 - \Omega^2)}{\prod_{i=1}^{n/2} (\Omega_i^2/\Omega_i^2 - \Omega^2)} & \text{for } n \text{ even} \\ N \frac{\Omega \prod_{i=1}^{(n-1)/2} (\Omega_i^2 - \Omega^2)}{\prod_{i=1}^{(n-1)/2} (\Omega_i^2/\Omega_i^2 - \Omega^2)} & \text{for } n(\geq 3) \text{ odd} \end{cases} \quad (3.8)$$



*Figura 3.3 Respuesta elíptica para un filtro paso bajo [6].*

### 3.2. Circuitos con resonador acoplado

Los circuitos con resonador acoplado son de gran importancia para el diseño de filtros de microondas. Existe una técnica general para el diseño de filtros con resonador acoplado que puede ser aplicado para cualquier tipo de resonador independientemente de su estructura física. Este método de diseño está basado en los coeficientes intermedios de los resonadores y los factores de calidad a la entrada y a la salida [6].

Antes de nada, debemos pasar del prototipo paso-bajo elegido a paso-banda, paso-alto o rechaza-banda. Para ello se emplean ciertos métodos de transformación de cada elemento discreto del esquema para poder desplazar en frecuencia la respuesta deseada.

Para pasar a un filtro paso-banda de Chebyshev, como es nuestro caso, se emplea una conversión mediante la utilización de inversores de inmitancia o el modelo de matrices de acoplamiento. Los inversores de inmitancia pueden ser tanto inversores de impedancia como de admitancia. Se utilizan estos inversores ya que tienen un único comportamiento para todas las frecuencias de forma ideal. Con estos bloques, podemos escoger de forma arbitraria ciertos valores del modelo del filtro, como es el caso de las impedancias de la fuente o carga, y los valores de  $L$  y  $C$  para extraer los valores de los bloques inversores en función de estos como se puede ver en las Figuras 3.4, 3.5 y 3.6.

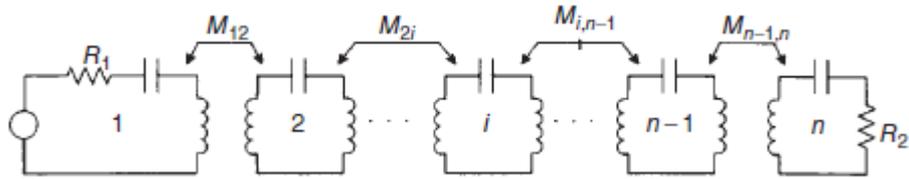


Figura 3.4 Modelo de matrices de acoplo [10].

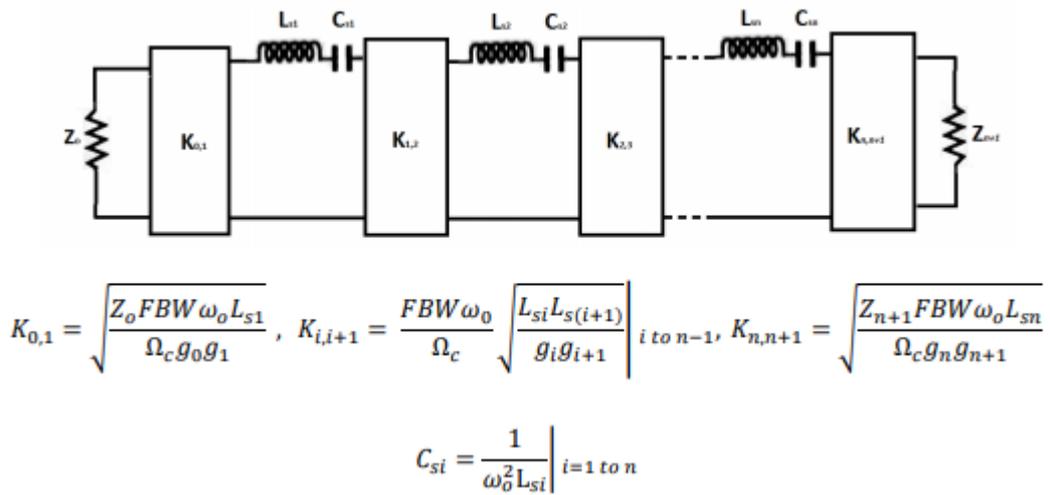


Figura 3.5 Filtro paso-banda modelado con inversores de impedancia [6].

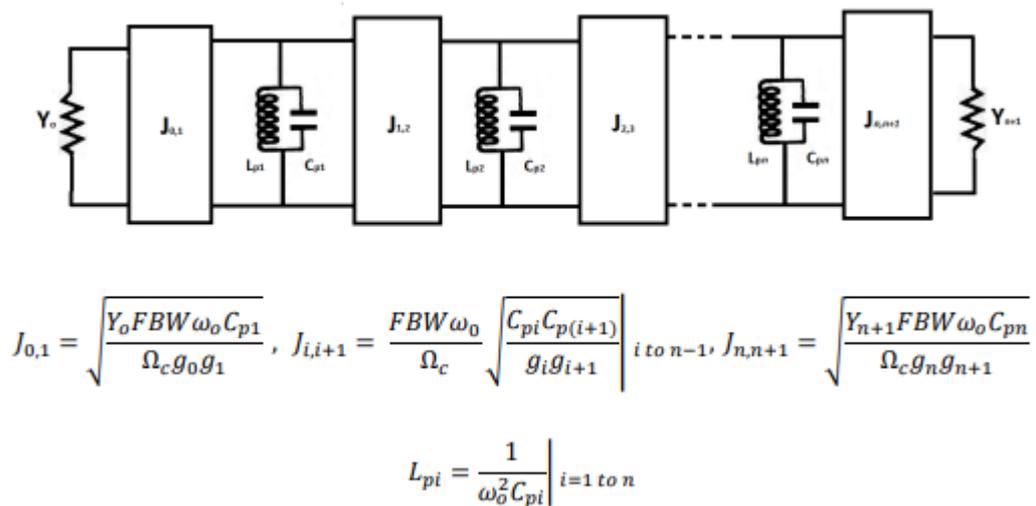


Figura 3.6 Filtro paso-banda modelado con inversores de admitancia [6].

El cálculo de los valores de  $g$  para un filtro Chebyshev viene dado por:

$$g_0 = 1 \quad (3.9)$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \quad (3.10)$$

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \operatorname{sen}\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right] \operatorname{sen}\left[\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right]}{\gamma^2 + \operatorname{sen}^2\left[\frac{(i-1)\pi}{n}\right]} \quad i = 2, 3 \dots n \quad (3.11)$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1 & \text{para } n \text{ impar} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & \text{para } n \text{ par} \end{cases} \quad (3.12)$$

Donde

$$\beta = \ln\left[\coth\left(\frac{L_{Ar}}{17.37}\right)\right] \quad (3.13)$$

$$\gamma = \operatorname{senh}\left(\frac{\beta}{2n}\right) \quad (3.14)$$

Los valores de los elementos de acoplamiento  $M_{n,n+1}$  se pueden calcular a partir de los valores  $g$  de la siguiente manera:

$$M_{i,j+1} = \frac{1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}}, \quad j = 1, 2, \dots, N-1 \quad (3.15)$$

$$R_1 = \frac{1}{g_0 g_1}, \quad R_N = \frac{1}{g_N g_{N+1}} \quad (3.16)$$

Los elementos de acoplamiento  $M_{n,n+1}$  se relacionan con los valores  $K$  (normalizados a  $Z_0$ ) a partir de esta expresión:

$$K_{ij} = M_{ij} \frac{\pi}{2} \Delta^1 \quad (3.17)$$

Si se aplica a un filtro de orden 2, se obtiene 3 valores de  $K$ :

$$\overline{K}_{01} = M_{01} \sqrt{\frac{\pi}{2}} \Delta, \quad \overline{K}_{12} = M_{12} \frac{\pi}{2} \Delta, \quad \overline{K}_{23} = M_{23} \sqrt{\frac{\pi}{2}} \Delta \quad (3.18)$$

---

<sup>1</sup> En este apartado,  $\Delta$  es el ancho de banda fraccional.

Existe otra forma de expresar los valores de  $K$ , partiendo de los parámetros de un filtro de Chebyshev y que pueden ser útiles en algunos casos donde no se tengan los valores de  $L$  o  $C$ :

$$K_{ij+1} = \frac{Z_0 \pi \Delta}{2\sqrt{g_j g_{j+1}}}, \quad j = 1, 2 \dots N - 1 \quad (3.19)$$

Por tanto:

$$K_{01} = \sqrt{\frac{Z_0^2 \pi \Delta}{2g_0 g_1}}, \quad K_{12} = \frac{Z_0 \pi \Delta}{2\sqrt{g_1 g_2}}, \quad K_{23} = \sqrt{\frac{Z_0^2 \pi \Delta}{2g_2 g_3}} \quad (3.20)$$

Los inversores de impedancia se modelan con un bloque bi-puerto que introduce un desfase  $\pm 90^\circ$  o un múltiplo impar a la entrada. Son conocidos como inversores  $K$ , y su matriz  $ABCD$  es:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \mp jK \\ \pm \frac{1}{jK} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

De la misma manera, se pueden definir los inversores de admitancia, teniendo en cuenta que son la inversa de la impedancia. Estos se conocen como inversores  $J$ , e introducen un desfase de  $\pm 90^\circ$  o un múltiplo impar. Análogamente al inversor de impedancia, la matriz  $ABCD$  del inversor de admitancia es:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm \frac{1}{jJ} \\ \mp jJ & 0 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

La utilización de inversores de inmitancia facilita la variación de la impedancia o admitancia a través de la modulación de  $K$  o  $J$ . Así, los diferentes nodos resonantes pueden estar teóricamente acoplados mediante estos inversores de impedancia para modelos de resonadores  $LC$  en serie (Figura 3.5), e inversores de admitancia para modelos de resonadores  $LC$  en paralelo (Figura 3.6).

### 3.3. Extracción del coeficiente de acoplo intermedio ( $k_E$ )

Es necesario establecer una relación entre el valor de cada coeficiente de acoplo requerido y la estructura física de los resonadores acoplados para encontrar las dimensiones físicas. En general, el coeficiente de acoplo de los resonadores viene definido por la siguiente expresión:

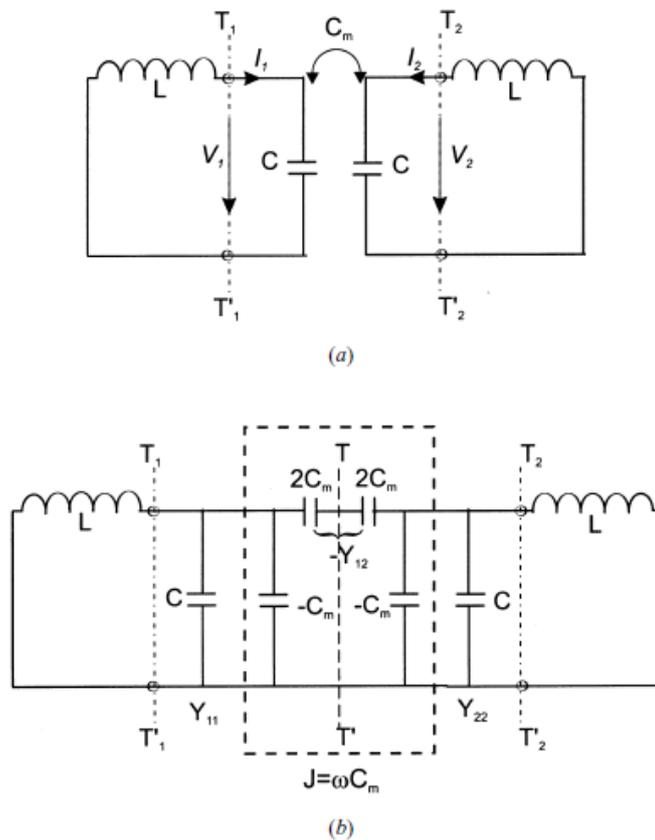
$$k = \frac{\iiint \epsilon \mathbf{E}_1 \cdot \mathbf{E}_2 dv}{\sqrt{\iiint \epsilon |\mathbf{E}_1|^2 dv} \times \sqrt{\iiint \epsilon |\mathbf{E}_2|^2 dv}} + \frac{\iiint \mu \mathbf{H}_1 \cdot \mathbf{H}_2 dv}{\sqrt{\iiint \mu |\mathbf{H}_1|^2 dv} \times \sqrt{\iiint \mu |\mathbf{H}_2|^2 dv}} \quad (3.23)$$

Siendo  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$  los vectores del campo eléctrico y magnético, respectivamente. En la ecuación (3.23), se puede observar que el primer término representa el acoplo eléctrico entre resonadores, mientras que el segundo término representa el acoplo magnético.

El cálculo del coeficiente de acoplo (3.23) requiere conocer muy detalladamente las distribuciones del campo eléctrico y magnético de cada resonador. Este cálculo sería una tarea complicada, pero con la ayuda de simuladores electromagnéticos podemos realizar éste de forma más directa, a partir de frecuencias características que se relacionan con el acoplamiento entre resonadores. Así, podremos obtener información como el acoplamiento entre resonadores relacionado con la estructura física de los resonadores y poder extraer ciertas tendencias de los comportamientos de este tipo de resonadores. A continuación, se presenta el método de cálculo del acoplo eléctrico, ya que los métodos para el acoplo magnético y mixto son similares.

La Figura 3.7 representa un modelo circuital de elementos acoplados, donde  $L$  y  $C$  son la autoinductancia y la autocapacitancia. La variable  $C_m$  representa la capacitancia mutua. Por lo tanto, la frecuencia de resonancia corresponderá a

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.24)$$



**Figura 3.7 a) Modelo circuital de acoplamiento eléctrico entre dos resonadores b) Modelo circuital equivalente con un inversor de admitancia [6].**

Sobre el esquemático de la Figura 3.7(b) se realiza un análisis de modo par/impar, aprovechando la simetría del modelo de acoplamiento, extrayendo así conclusiones para evaluar los acoplamientos. El modo impar provoca que la simetría T-T' sea reemplazada por un cortocircuito. El circuito resultante produce una frecuencia de valor:

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_m)}} \quad (3.25)$$

Este valor de frecuencia será menor que la frecuencia de un solo resonador desacoplado. Una explicación física a este fenómeno es que el efecto del acoplamiento aumenta la capacidad de almacenar energía en el propio resonador debido a este efecto de cortocircuito. De la misma forma, para el caso del estudio del modo par, se sustituye la simetría T-T' por un circuito abierto. El resultado es una sola frecuencia de resonancia cuyo valor es:

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C-C_m)}} \quad (3.26)$$

En este caso, la frecuencia de resonancia será mayor con respecto a la de la estructura sin el circuito abierto, ya que en este caso, el efecto de acoplamiento reduce la capacidad de carga del resonador. El elemento de acoplamiento normalizado  $M$  se expresa como:

$$M = \frac{f_0}{BW} \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} \quad (3.27)$$

Siendo  $f_0$  su frecuencia central y  $BW$  el ancho de banda. A partir de las ecuaciones (3.25) y (3.26), se puede hallar el factor de acoplamiento eléctrico entre dos resonadores:

$$k_E = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} \quad (3.28)$$

A partir del cual, se podrá hallar el valor del acoplo intermedio necesario para nuestro diseño. Para calcular el factor de acoplamiento magnético, se realizará el mismo análisis, pero teniendo en cuenta que el acoplamiento está caracterizado por una inductancia mutua entre los resonadores, en vez de estar acoplados capacitivamente como era el anterior caso. Para el caso mixto, constarán tanto el modelo del acoplamiento eléctrico como el magnético. El procedimiento de análisis para extraer estas dos resonancias es idéntico al procedimiento del acoplamiento eléctrico. Finalmente se llegaría a tener una expresión similar a (3.28).

### 3.4. Extracción del factor de calidad externo ( $Q_e$ )

Para la extracción del factor de calidad externo ( $Q_e$ ), existen dos métodos principales. El primero es obtenerlo mediante la fase del parámetro  $S_{11}$  a la frecuencia de resonancia. El segundo es mediante el cálculo del retardo de grupo, que es el método que utilizaremos en este proyecto.

#### 3.4.1. Método del dominio en frecuencia

El acoplo de entrada está representado por la conductancia  $G$ . El coeficiente de reflexión del resonador con respecto a la línea de admitancia característica  $G$ , viene dado por:

$$S_{11} = \frac{G - Y_{in}}{G + Y_{in}} \quad (3.29)$$

La impedancia  $Y_{in}$  se expresa como:

$$Y_{in} = j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = j\omega_0 C \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (3.30)$$

Para frecuencias cercanas a la resonancia,  $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ ,  $\Delta\omega \ll \omega_0$  siendo  $Y_{in}$  aproximada por:

$$Y_{in} \approx j\omega_0 C \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \quad (3.31)$$

Cuando la compensación en frecuencia de la resonancia es  $\Delta\omega = \pm\omega_0/2Q_e$ , la fase de  $S_{11}$  varía  $\pm 90^\circ$ . Así,  $Q_e$  está relacionado con el ancho de banda de  $S_{11}$  a  $\pm 90^\circ$  y podemos expresar el factor de calidad con la siguiente expresión:

$$Q_e = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{\pm 90}} \quad (3.32)$$

Por otro lado, tenemos la relación de  $Q_e$  con la impedancia de entrada normalizada:

$$R = \frac{\Delta\omega_{\pm 90}}{\omega_2 - \omega_1} \quad (3.33)$$

Siendo  $\omega_2 - \omega_1$  el ancho de banda del filtro en radianes por segundo. Por tanto, la relación final que obtenemos entre estos parámetros es:

$$Qe_{in} = \frac{f_0}{BW \cdot R_1} \quad (3.34)$$

$$Qe_{out} = \frac{f_0}{BW \cdot R_n} \quad (3.35)$$

### 3.4.2. Método del retardo de grupo

El parámetro  $S_{11}$  puede ser expresado de la siguiente manera:

$$S_{11} = \left| \frac{1 - jQ_e(2\Delta\omega/\omega_0)}{1 + jQ_e(2\Delta\omega/S_{110})} \right| \angle \phi \quad (3.36)$$

Donde

$$\phi = -2 \operatorname{atan} \left( Q_e \left( 2 \frac{(\omega - \omega_0)}{\omega_0} \right) \right) \quad (3.37)$$

Y usando

$$\frac{d}{dx} \operatorname{atan}(x) = \frac{1}{1+x^2} \quad (3.38)$$

El retardo de grupo viene dado por:

$$\tau = \frac{-\partial\phi}{\partial\omega} = \frac{4Q_e}{\omega_0} \frac{1}{1+(2Q_e(\omega-\omega_0)/\omega_0)^2} \quad (3.39)$$

Hay que tener en cuenta que el retardo de grupo se obtiene cuando  $\omega = \omega_0$ . Dado que  $Q_e$  está relacionado con la impedancia normalizada  $R$  del modelo de la matriz de acoplo con

$$Q_e = \frac{\omega_0}{R(\omega_2-\omega_1)} = \frac{\omega_0 \tau(\omega_0)}{4} \quad (3.40)$$

Ya que la impedancia normalizada puede ser expresada como:

$$R = \frac{4}{(\omega_2-\omega_1)} \frac{1}{\tau(\omega_0)} \quad (3.41)$$

Por lo tanto, los valores externos de  $Q_e$  y las impedancias normalizadas  $R_1$  y  $R_2$  del acoplamiento del modelo matricial se puede extraer calculando el retardo de grupo del coeficiente de reflexión de los resonadores de entrada y salida, respectivamente, a  $\omega_0$  [10].

#### 4. Aplicación de la técnica de diseño de filtros paso-banda a un resonador de anillos.

En este apartado se diseñará un filtro paso-banda en tecnología microstrip con resonadores basados en anillos aplicando la metodología presentada en el apartado anterior. Se intentará conseguir un resultado que cumpla con las especificaciones dadas. Para ello, se hará uso de los softwares electromagnéticos ADS (*Advanced Design System*) y HFSS (*High Frequency Structure Simulator*).

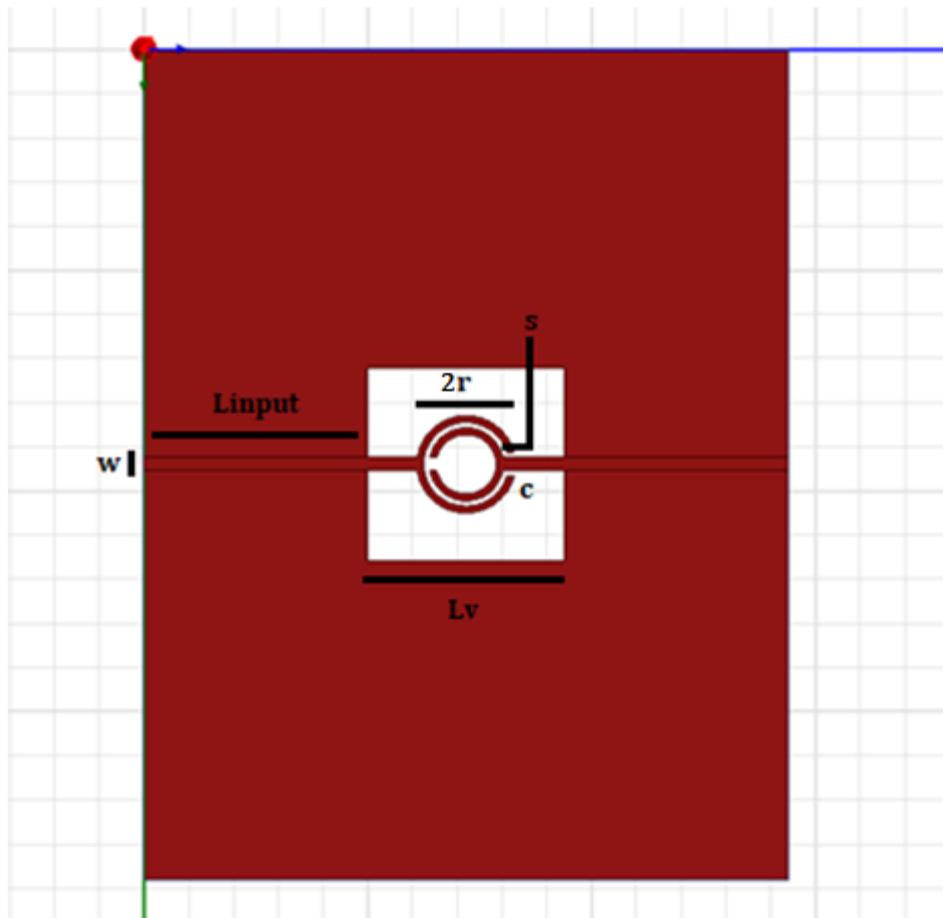
Las especificaciones requeridas para el diseño del filtro están definidas en la Tabla 4.1.

<b>Frecuencia central</b>	$f_0 = 4.25 \text{ GHz}$
<b>Ancho de banda</b>	$BW = 2.25 \text{ GHz}$
<b>Ancho de banda fraccional</b>	$FBW = \frac{BW}{f_0} = 0.53$
<b>Pérdidas de retorno</b>	$RL = 20 \text{ dB}$
<b>Orden del filtro</b>	$N = 2$

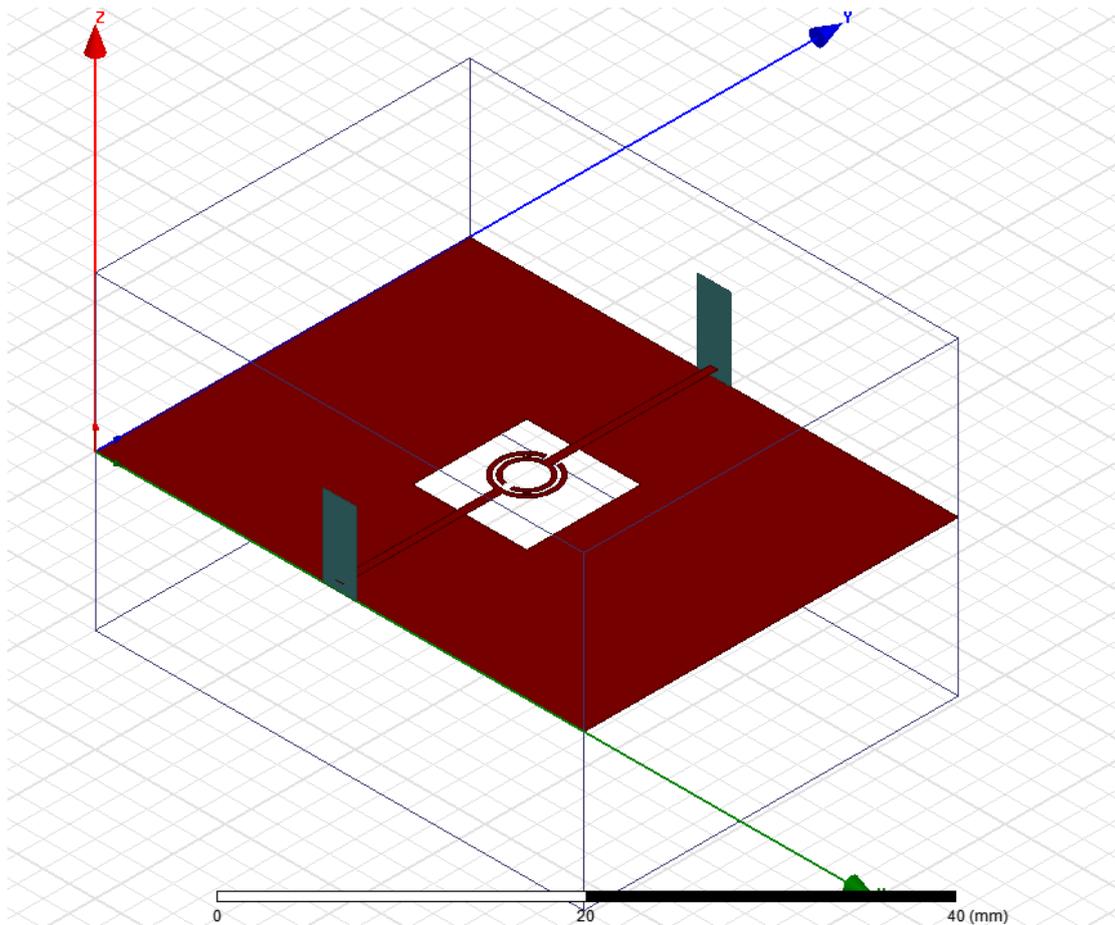
**Tabla 4.1. Especificaciones iniciales.**

#### 4.1. Estructura del resonador y circuito equivalente

La Figura 4.1 muestra la estructura del resonador de anillo para realizar el diseño del filtro paso banda con las especificaciones definidas anteriormente. El resonador de anillo, denominado, mOSRR corresponde a una versión modificada del resonador de anillos OSRR representado en la Figura 2.6.



(a)



(b)

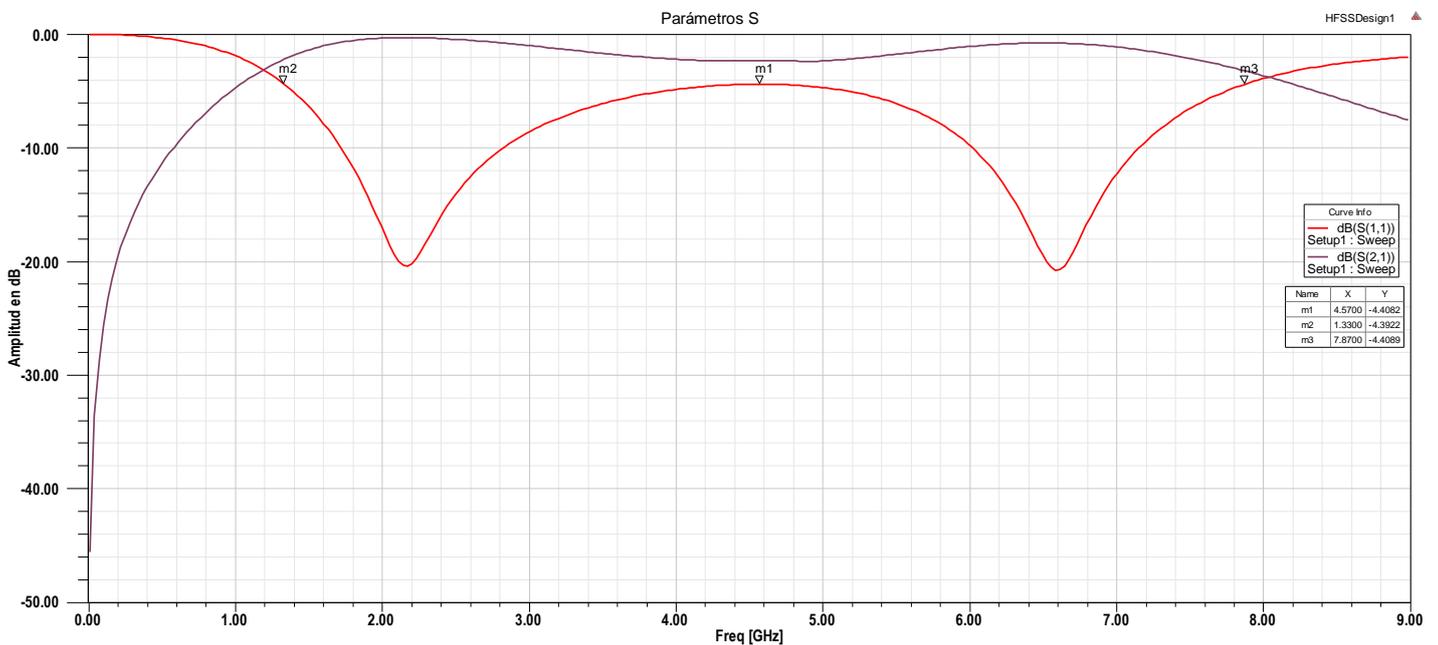
**Figura 4.1 Estructura del resonador de anillo mOSRR (a) Vista 2D. (b) Vista 3D.**

El resonador de anillo mOSRR (Figura 4.1) está implementado a partir de dos líneas microstrip que se juntan en dos anillos abiertos situados en el centro de la estructura. En la parte inferior, correspondiente al plano de masa, se abre una ventana centrada con los dos anillos. El sustrato utilizado en este proyecto es el Rogers 6010. Presenta una  $\epsilon_r = 10.2$ . Se ha eliminado la vista del sustrato en la Figura 4.1 para poder tener una mejor visión de la ventana inferior. Se aplican unos valores de parámetros iniciales a la estructura de la Figura 4.1 con el fin de realizar un análisis previo del filtro paso banda. Estos valores se muestran en la Tabla 4.2.

Dimensiones	Valor
Longitud desde el puerto hasta el anillo ( $L_{input}$ )	12.2 mm
Anchura de la pista microstrip ( $w$ )	0.594 mm
Espesor del conductor microstrip ( $t$ )	0.018 mm
Altura del sustrato ( $h$ )	0.635 mm
Radio del resonador ( $r$ )	2.2 mm
Ventana cuadrada inferior ( $L_v$ )	$4r \times 4r = 8.8 \times 8.8 \text{ mm}^2$
Anchura del conductor del resonador ( $c$ )	0.3 mm
Hueco entre conductor del resonador ( $s$ )	0.25 mm

**Tabla 4.2. Dimensiones del filtro.**

La respuesta de este filtro, obtenida mediante la herramienta de simulación HFSS, está representada en la Figura 4.2. La respuesta presenta unas pérdidas de retorno de 4.4 dB, bastante lejos de las requeridas. Además, la frecuencia central, hallándola como  $f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$ , tiene un valor de  $f_0 = 3.23 \text{ GHz}$ , con  $f_1 = 1.33 \text{ GHz}$  y  $f_2 = 7.87 \text{ GHz}$ . Esto nos da un valor de ancho de banda fraccional  $FBW = 2.02$ , muy superior al deseado.



**Figura 4.2 Respuesta en frecuencia de la estructura de la Figura 4.1, obtenida mediante HFSS.**

Aplicando la expresión (3.20) y las ecuaciones incluidas en la Figura 3.5 se pueden extraer los valores de  $K$ ,  $L$  y  $C$  para realizar la simulación circuital. Primero se necesitan calcular los valores de los coeficientes de Chebyshev para un filtro de orden 2, usando las expresiones (3.9) a (3.14). Los valores de  $g_N$  para un filtro con  $RL = 4.4$  dB son los siguientes:

$$g_0 = 1 \quad (4.1)$$

$$g_1 = 2.4627 \quad (4.2)$$

$$g_2 = 0.6107 \quad (4.3)$$

$$g_3 = 4.0325 \quad (4.4)$$

Aplicando la expresión (3.20) se obtiene:

$$K_{01} = 56.77\Omega \quad (4.5)$$

$$K_{12} = 129.46\Omega \quad (4.6)$$

$$K_{23} = 56.77\Omega \quad (4.7)$$

$$L = 3.86nH \quad (4.8)$$

$$C = 0.626pF \quad (4.9)$$

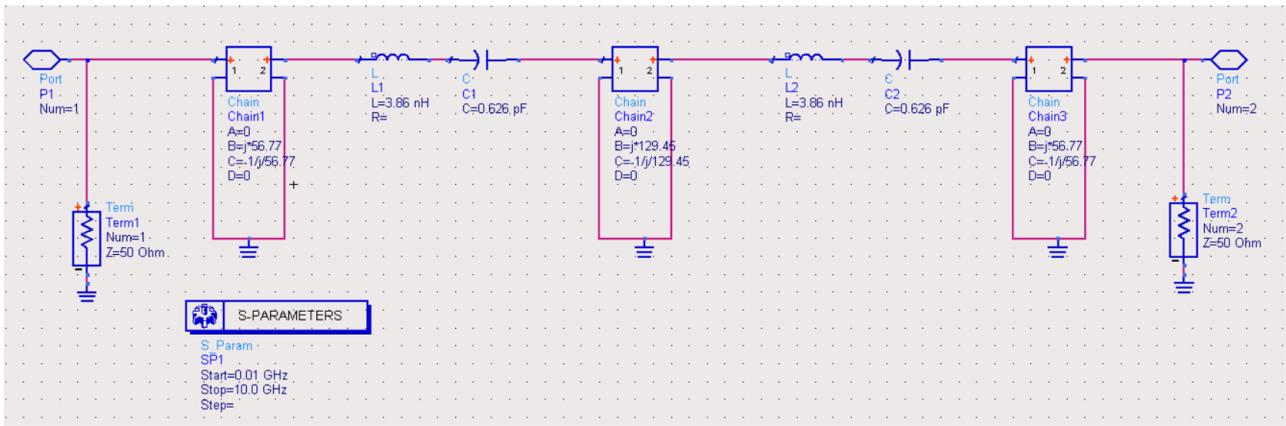
Introduciendo estos valores en las matrices  $ABCD$  del primer, segundo y tercer inversor:

$$\text{Primer inversor: } \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & j56.77 \\ j / 56.77 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$\text{Segundo inversor: } \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & j129.46 \\ j / 129.46 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

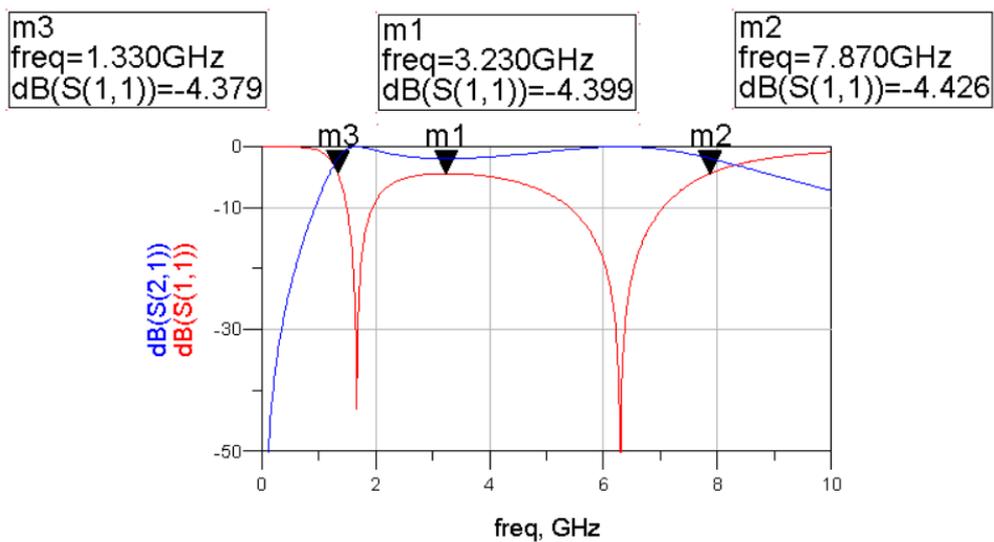
$$\text{Tercer inversor: } \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & j56.77 \\ j / 56.77 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Y utilizando el software ADS, se puede obtener el circuito equivalente de la Figura 4.3 con inversores de impedancia y resonancia en serie del filtro paso-banda de la Figura 4.1.



**Figura 4.3 Modelo equivalente circuital (ADS) de la estructura de la Figura 4.1.**

La Figura 4.5 muestra los resultados de la simulación circuital de la Figura 4.3. Se puede observar que estos resultados se ajustan a los obtenidos mediante la simulación con HFSS, aunque con algunas diferencias. Estas diferencias se deben a que el modelo circuital es un modelo ideal sin pérdidas, mientras que el modelo físico de HFSS tiene en cuenta las pérdidas del conductor.



**Figura 4.4 Respuesta del modelo circuital de la Figura 4.3 en ADS.**

## 4.2. Aplicación al diseño de un filtro paso-banda de orden 2

El objetivo de este apartado es aplicar el método de diseño del apartado 4.1. para diseñar un filtro que cumpla con las especificaciones dadas (Tabla 4.1). Se comenzará calculando los elementos de la matriz de acoplo. Después se mostrarán los resultados de la simulación circuital usando ADS. Se intentarán variar ciertas dimensiones del resonador para poder obtener las prestaciones deseadas. Finalmente, se mostrarán el diseño y las prestaciones de un filtro de orden 4 y las pérdidas por radiación de este tipo de filtros.

### 4.2.1. Elementos de la matriz de acoplo

Para obtener los elementos de la matriz de acoplo de acuerdo con las especificaciones iniciales del filtro (Tabla 4.1) y utilizando las expresiones (3.9) a (3.14), se extraen en primer lugar los valores  $g$  de Chebyshev

$$g_0 = 1 \quad (4.13)$$

$$g_1 = 0.6667 \quad (4.14)$$

$$g_2 = 0.5455 \quad (4.15)$$

$$g_3 = 1.2222 \quad (4.16)$$

En segundo lugar, se calculan los valores de la matriz de acoplo a partir de las expresiones (3.15) y (3.16):

$$R_1 = \frac{1}{g_0 g_1} = 1.4999 \quad (4.17)$$

$$R_3 = \frac{1}{g_2 g_3} = 1.4999 \quad (4.18)$$

$$M_{01} = \sqrt{R_1} = \frac{1}{\sqrt{g_0 g_1}} = 1.2247 \quad (4.19)$$

$$M_{12} = \frac{1}{\sqrt{g_1 g_2}} = 1.6582 \quad (4.20)$$

$$M_{23} = \sqrt{R_3} = \frac{1}{\sqrt{g_2 g_3}} = 1.2247 \quad (4.21)$$

El valor del factor de acoplo intermedio  $k_{12}$  viene dado de la siguiente manera:

$$k_{12} = FBW \cdot M_{12} = 0.53 \cdot 1.6582 = 0.8788 \quad (4.22)$$

Y los valores de los factores de calidad externos a la entrada y a la salida se obtienen a partir de las siguientes expresiones:

$$Q_{e,in} = \frac{f_0}{BW \times R_1} = 1.257 \quad (4.23)$$

$$Q_{e,out} = \frac{f_0}{BW \times R_3} = 1.257 \quad (4.24)$$

En este punto, se puede calcular los valores de los inversores de impedancia  $K$ . De este modo, se podrá simular en ADS el modelo circuital y obtener la respuesta teórica deseada.

$$\overline{K}_{01} = M_{01} \sqrt{\frac{\pi}{2} FBW} = 1.1174, K_{01} = 55.87\Omega \quad (4.25)$$

$$\overline{K}_{12} = M_{12} \frac{\pi}{2} FBW = 1.3805, K_{12} = 69.02\Omega \quad (4.26)$$

$$\overline{K}_{23} = M_{23} \sqrt{\frac{\pi}{2} FBW} = 1.1174, K_{23} = 55.87\Omega \quad (4.27)$$

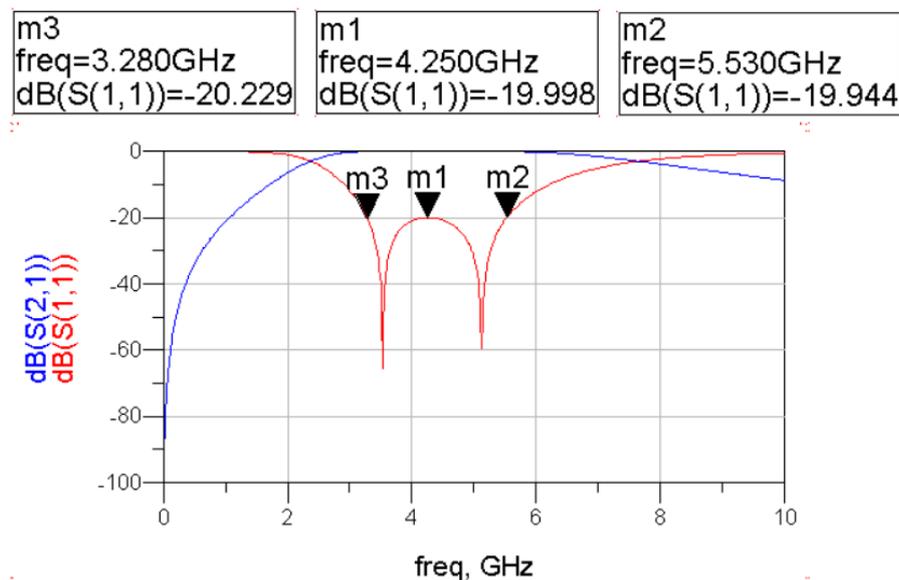
Finalmente, los valores  $L$  y  $C$  de los resonadores en serie se computan a partir de los valores de  $K$ :

$$L = \frac{(K_{01})^2 g_0 g_1}{Z_0 \omega_0 FBW} = 2.94 \text{ nH} \quad (4.28)$$

$$C = \frac{1}{(\omega_0)^2 L} = 0.476 \text{ pF} \quad (4.29)$$

#### 4.2.2. Resultados de la simulación circuital

Una vez obtenidos los valores de los parámetros necesarios para la simulación a partir de las especificaciones de diseño, se utilizó el simulador ADS para comprobar que la respuesta en frecuencia corresponde a los datos deseados de la Tabla 4.1



**Figura 4.5** Respuesta del modelo circuital de la Figura 4.3 en ADS con los datos del apartado 4.2.1.

La Figura 4.5 representa la respuesta en frecuencia del circuito equivalente de la Figura 4.3 con los parámetros  $L$ ,  $C$  y  $K$  obtenidos en el apartado 4.2.1. Se puede observar que la respuesta cumple con las especificaciones deseadas del filtro de la Tabla 4.1. La frecuencia central es de 4.25 GHz, el ancho de banda es de 2.25 GHz y el ancho de banda fraccional de 0.53. El siguiente paso será implementar este diseño teórico al resonador basado en anillo de la Figura 4.1.

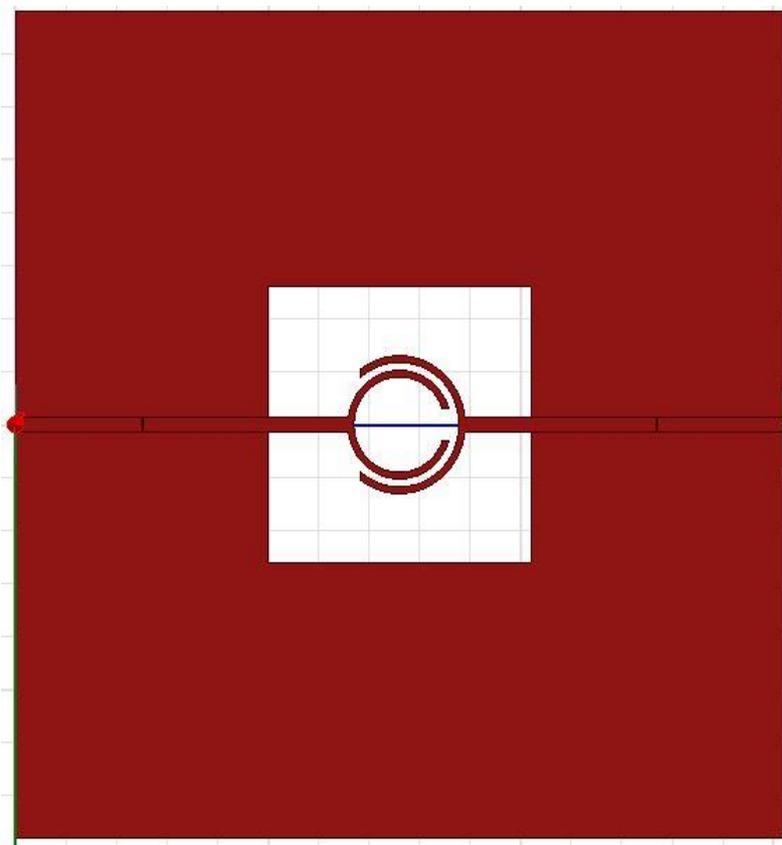
#### 4.2.3. Implementación práctica en simulador electromagnético

El objetivo de este apartado consiste en hallar los parámetros de diseño de la estructura del resonador de anillo de la Figura 4.1 de manera que su respuesta en frecuencia cumpla con las especificaciones iniciales de la Tabla 4.1. Para ello, se aplicará la técnica de diseño descrita en el apartado (3) usualmente utilizada para el diseño de filtros paso banda de banda estrecha.

Se realizó un corte en el anillo exterior para que las longitudes interior y exterior fueran la misma, y así estar más cerca del acoplo intermedio deseado.

#### 4.2.3.1. Cálculo del acoplo intermedio ( $k$ )

Para el cálculo del acoplo intermedio  $k$ , se varió el parámetro  $s$ , que representa el hueco entre los dos anillos conductores del resonador (Figuras 4.1 y 4.6). La estructura del filtro que se utilizó con el simulador electromagnético para hallar este parámetro está definida en la Figura 4.7. Se realizó un gap de 0.1 mm en las dos líneas microstrip que unen los dos anillos abiertos para minimizar el acoplo entre los puertos de entrada y de salida, y el resonador.

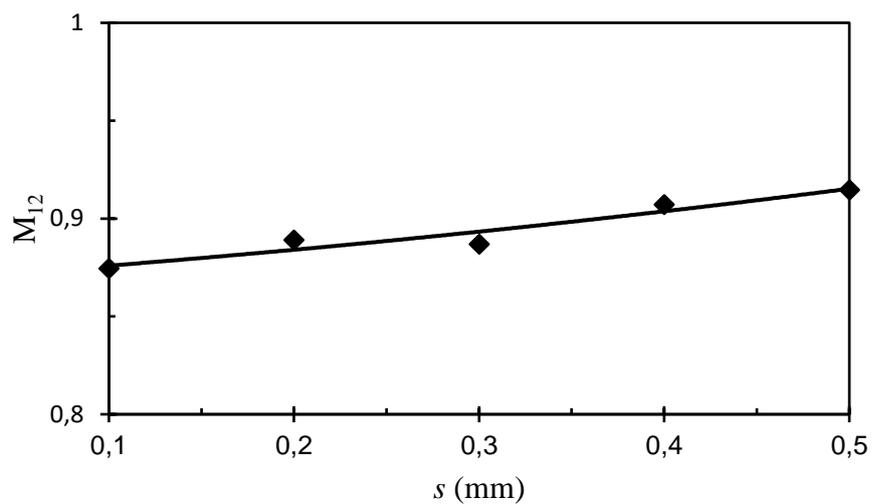


*Figura 4.6 Estructura del filtro utilizada para obtener el factor de acoplo  $k$ .*

El valor de  $k$  se relaciona directamente con el valor  $M_{12}$  mediante la siguiente expresión:

$$M_{12} = \frac{f_0}{BW} k \quad (4.30)$$

Tras varias simulaciones se obtienen los valores de  $M_{12}$  en función de  $s$  (Figura 4.7).

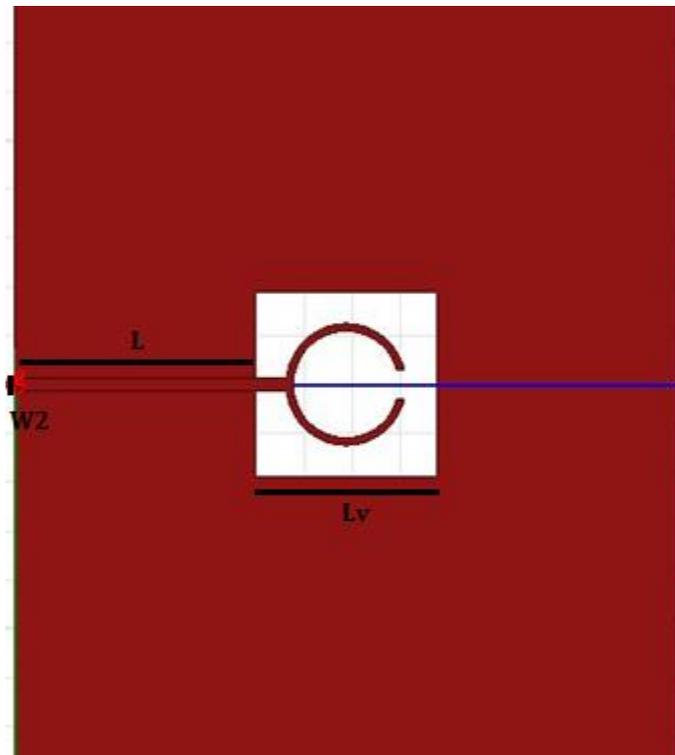


**Figura 4.7**  $M_{12}$  en función del parámetro  $s$ .

Los valores hallados tras las simulaciones para  $M_{12}$  oscilan entre 0.87 y 0.92. Como se puede observar en la Figura 4.7, el valor de la matriz de acoplo  $M_{12}$  crece conforme aumenta el hueco  $s$  entre ambos conductores de anillos, aunque no consigue acercarse al valor deseado  $M_{12} = 1.6582$ .

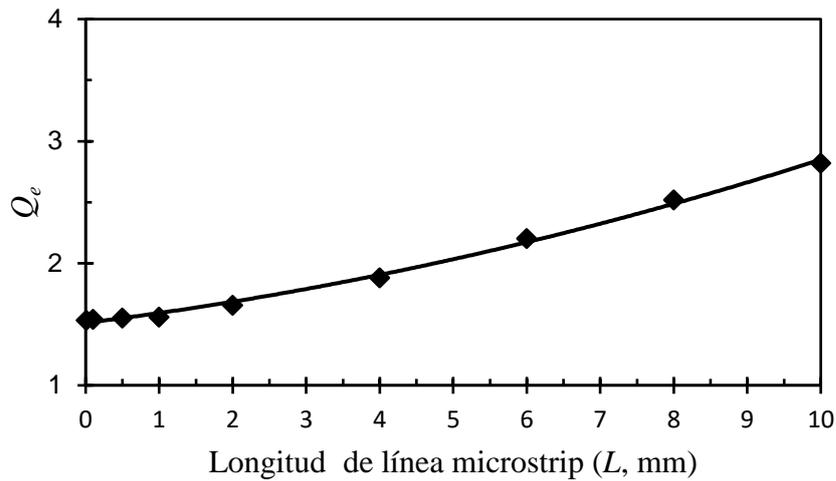
#### 4.2.3.2. Cálculo del factor de calidad externo ( $Q_e$ ) a la entrada

Para obtener el factor de calidad externo  $Q_e$  a la entrada se utilizará el diseño representado en la Figura 4.8.



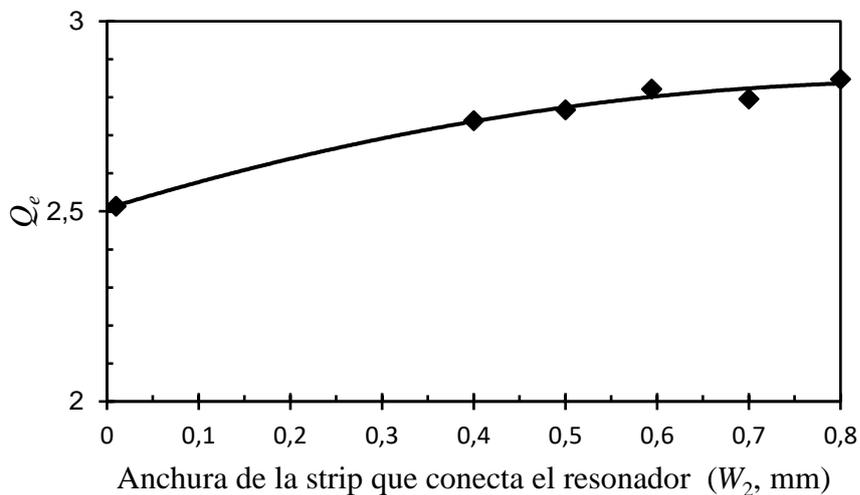
*Figura 4.8 Modelo usado para el cálculo de  $Q_e$  a la entrada.*

Se procede a comparar el valor de  $Q_e$  en función de la longitud  $L$  de la línea microstrip con el objetivo de comprobar su comportamiento. También se podrán variar otros parámetros, como la anchura de la pista que conecta el resonador  $W_2$ , situado sobre el plano de la ventana, y la longitud de la ventana abierta en el plano de masa  $L_v$ . El valor teórico del factor de calidad externo según se calculó en el apartado (4.2.1) es  $Q_e = 1.257$



**Figura 4.9.**  $Q_e$  en función de  $L$ .

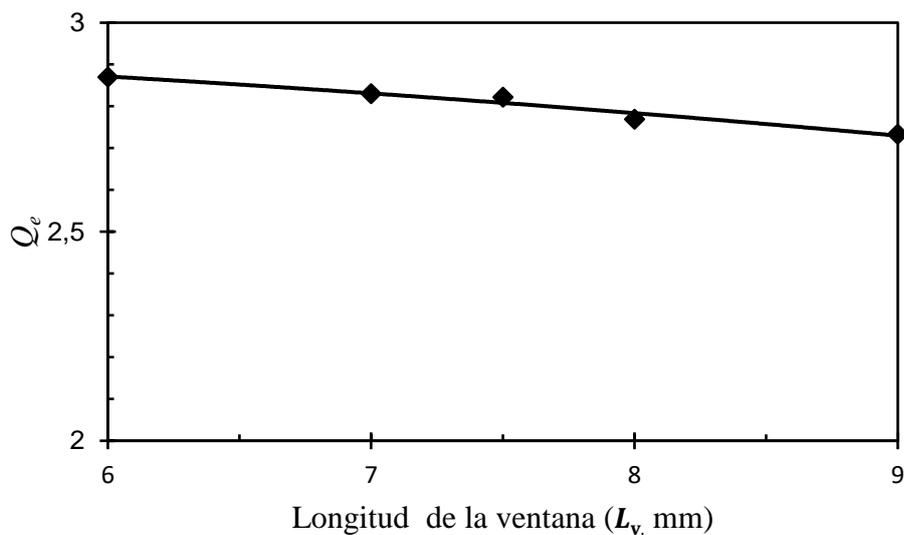
Para este cálculo se ha utilizado el método de retardo de grupo, utilizando los datos proporcionados por el simulador electromagnético HFSS. Se puede observar en la Figura 4.9 que el valor de  $Q_e$  aumenta conforme se aumenta la longitud  $L$ , y para valores pequeños de longitud el valor de  $Q_e$  tiende a 1.5. A continuación se mantendrá  $L$  constante y se variará el valor de  $W_2$ . Los resultados se muestran en la Figura 4.10.



**Figura 4.10.**  $Q_e$  en función de  $W_2$ .

Se puede comprobar en la Figura 4.10 como conforme aumenta el valor de la anchura de la pista  $W_2$  crece el valor de  $Q_e$ . Para valores pequeños próximos a cero, el

valor del factor de calidad externo se aproxima a 2.5. Por último, se procederá a variar la longitud de la ventana situada en la masa. Los resultados se muestran en la Figura 4.11.

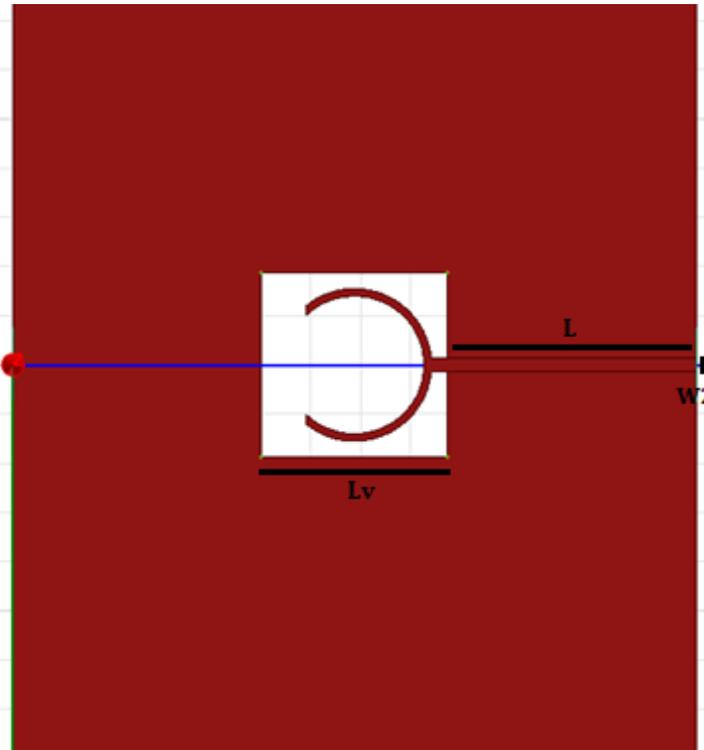


*Figura 4.11.  $Q_e$  en función de  $L_v$ .*

En la Figura 4.11 se puede comprobar que al aumentar el tamaño de la ventana disminuye el factor de calidad, con un valor alejado al requerido. En el siguiente apartado se calculará el valor de  $Q_e$  a la salida para comprobar si se comporta de una manera similar.

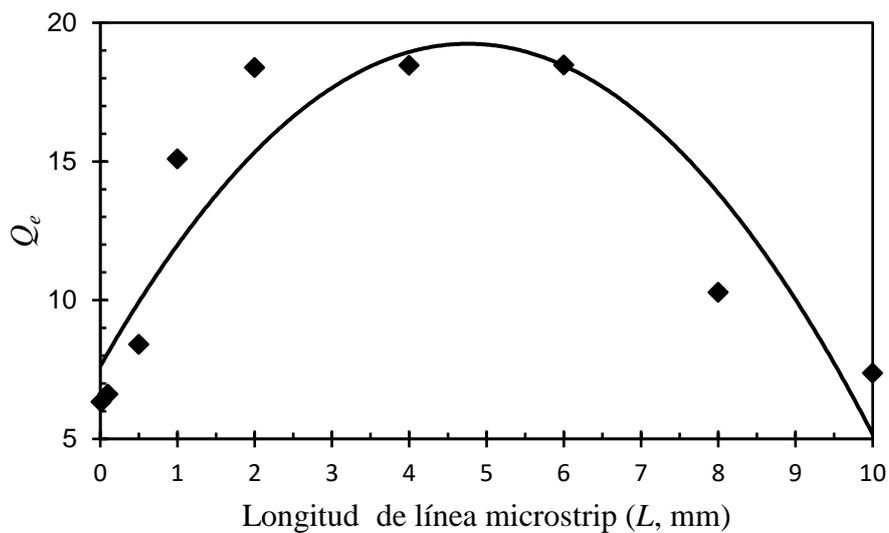
#### 4.2.3.2. Cálculo del factor de calidad externo ( $Q_e$ ) a la salida

El factor de calidad externo  $Q_e$  a la salida se obtiene con el modelo representado en la Figura 4.12.



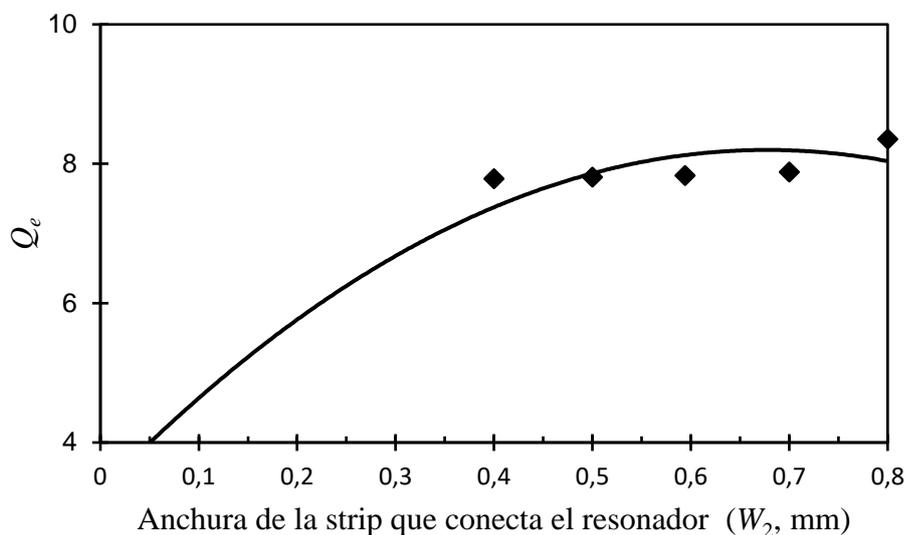
*Figura 4.12 Modelo usado para el cálculo de  $Q_e$  a la salida.*

El valor de  $Q_e$  a la entrada y a la salida debería coincidir de forma teórica. Se va a comprobar si es posible obtener ese mismo valor. Para ello, se realizará el mismo procedimiento que en el apartado 4.2.3.2, hallando la curva  $Q_e$  en función de  $L$ ,  $W_2$  y  $L_v$ .



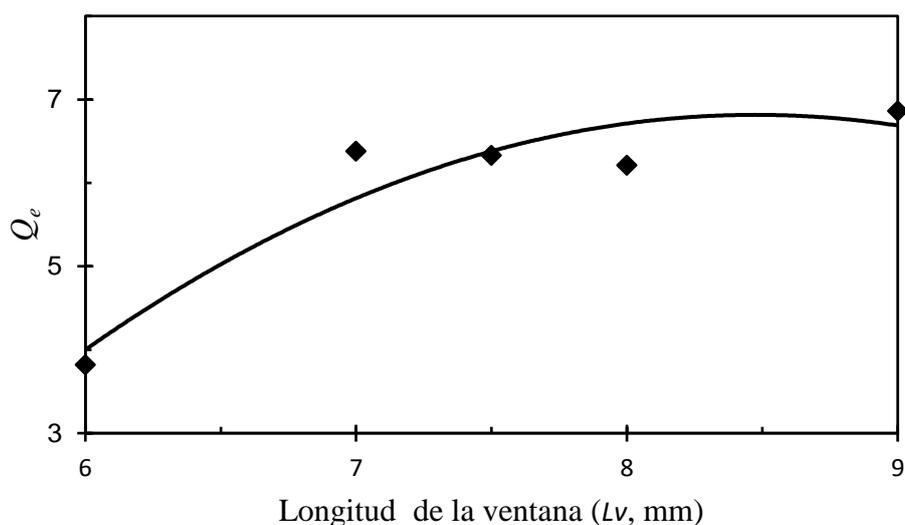
*Figura 4.13.  $Q_e$  en función de  $L$ .*

Tras observar los resultados mostrados en la Figura 4.13, se puede concluir que el valor de  $Q_e$  es superior al deseado, y no parece acercarse al valor deseado aun variando el parámetro  $L$ . En la Figura 4.14 se muestra la variación de  $Q_e$  en función del parámetro  $W_2$ , fijando  $L = 10$  mm.



**Figura 4.14.**  $Q_e$  en función de  $W_2$ .

Se puede observar en la Figura 4.14 como la anchura de la pista no consigue acercarse tampoco al valor teórico  $Q_e = 1.257$ . Finalmente se va a comprobar el comportamiento del factor de calidad externo  $Q_e$  en función de la longitud de la ventana de masa  $L_v$ . Los resultados están representados en la Figura 4.15.



**Figura 4.15.**  $Q_e$  en función de  $L_v$ .

Se puede observar en la Figura 4.15 que en este caso tampoco se consigue acercarse al valor deseado, ya que al aumentar la longitud de la ventana por encima de 6 mm, el valor de  $Q_e$  tiende también a incrementarse por encima del valor de 4.

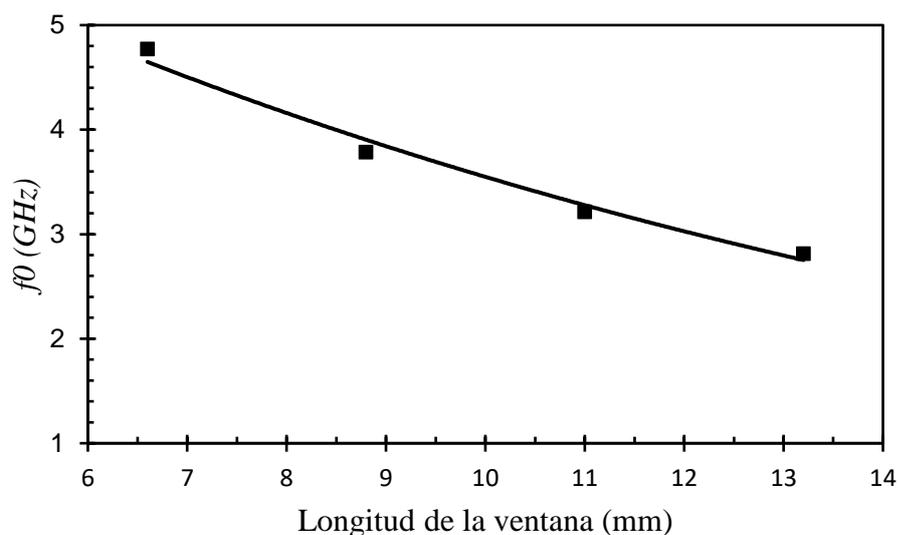
A partir del estudio realizado en los apartados anteriores, se puede concluir que no hay un parámetro de diseño del resonador que permita ajustar el factor de calidad externo  $Q_e$  a la entrada y salida. Por consiguiente, no se puede diseñar un filtro paso banda con este resonador y esta técnica de diseño.

#### 4.2.4. Estudio de métodos de ajuste

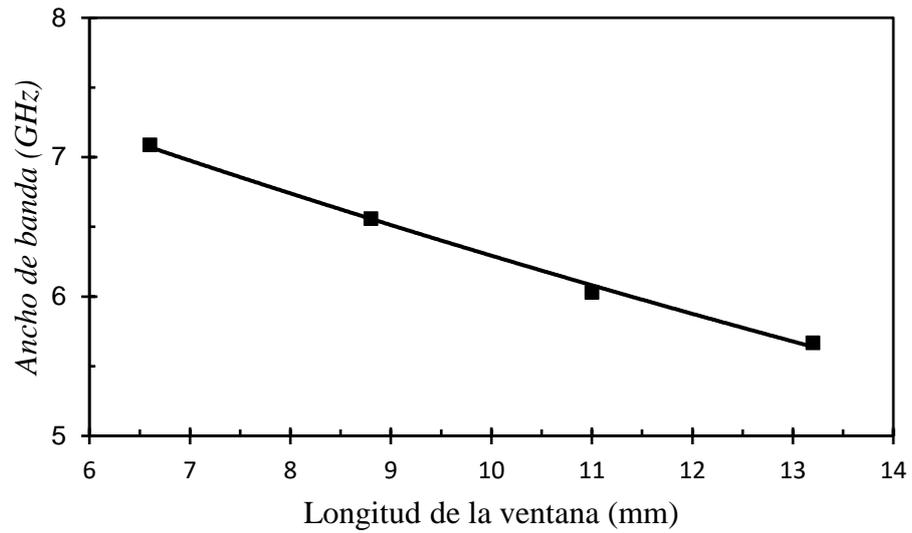
Finalmente, el filtro se optimizó de forma manual. Para ello, se realizaron diferentes simulaciones, variando los parámetros de diseño del resonador mOSRR (Figura 4.1). En este apartado se presentan los resultados.

##### 4.2.4.1. Variación del tamaño de la ventana

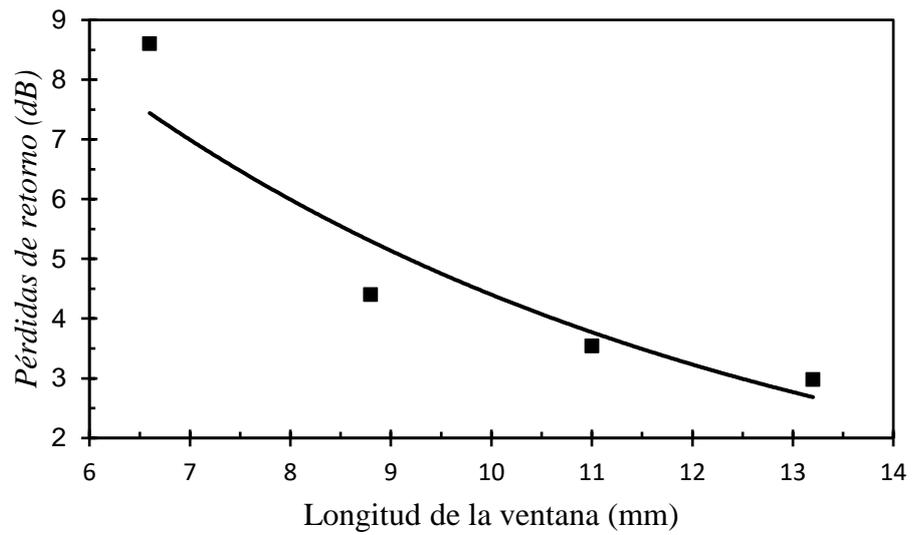
Las Figuras 4.16, 4.17 y 4.18 representan, respectivamente, la variación de la frecuencia de resonancia ( $f_0$ ), el ancho de banda y las pérdidas de retorno del resonador mOSRR (Figura 4.1) en función de la longitud de la ventana, considerando los demás parámetros de diseño fijos:  $r = 2.2$  mm,  $c = 0.3$  mm,  $s = 0.25$  mm.



*Figura 4.16 Variación de la frecuencia central con la longitud de la ventana.*



**Figura 4.17** Variación del ancho de banda con la longitud de la ventana.

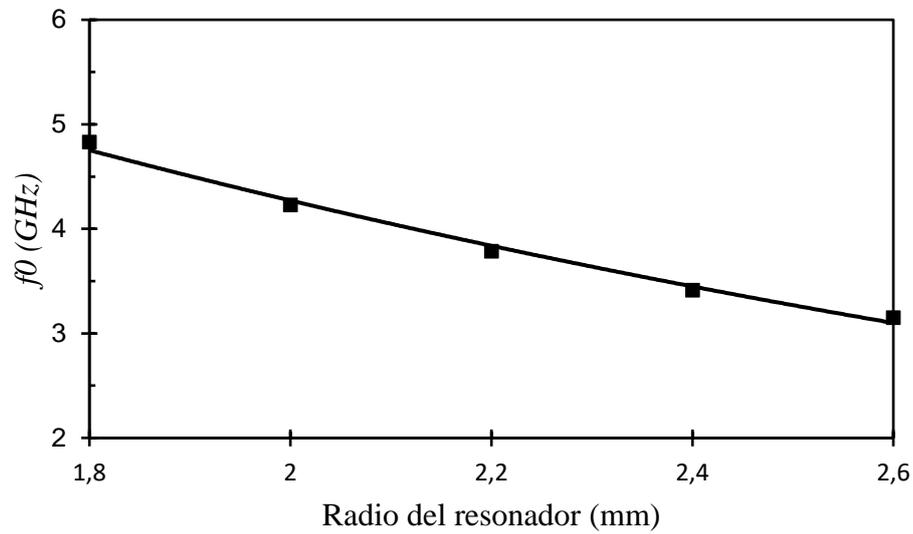


**Figura 4.18** Variación de las pérdidas de retorno con la longitud de la ventana.

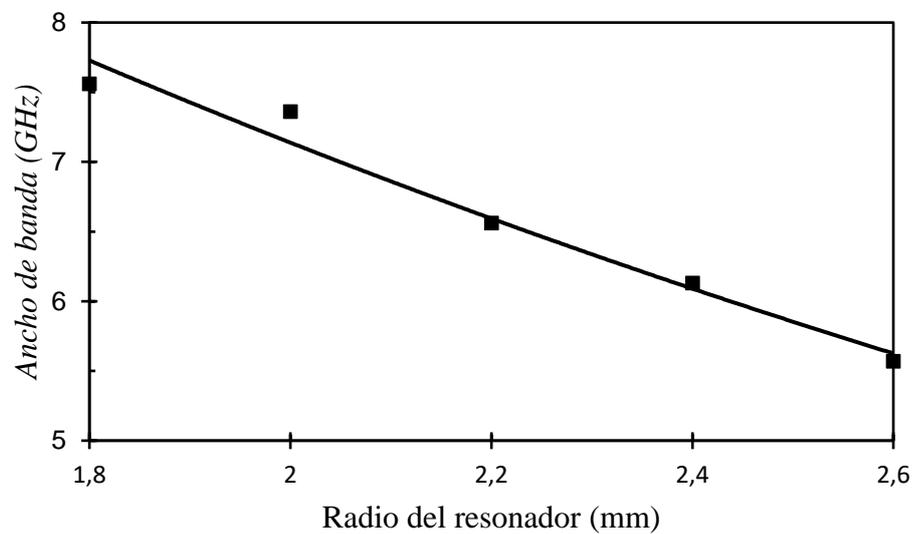
A partir de los resultados de las Figuras 4.16, 4.17 y 4.18, se puede comprobar que al aumentar el tamaño de la ventana, la frecuencia central ( $f_0$ ), el ancho de banda y las pérdidas de retorno disminuyen.

#### 4.2.4.2. Variación del radio del resonador

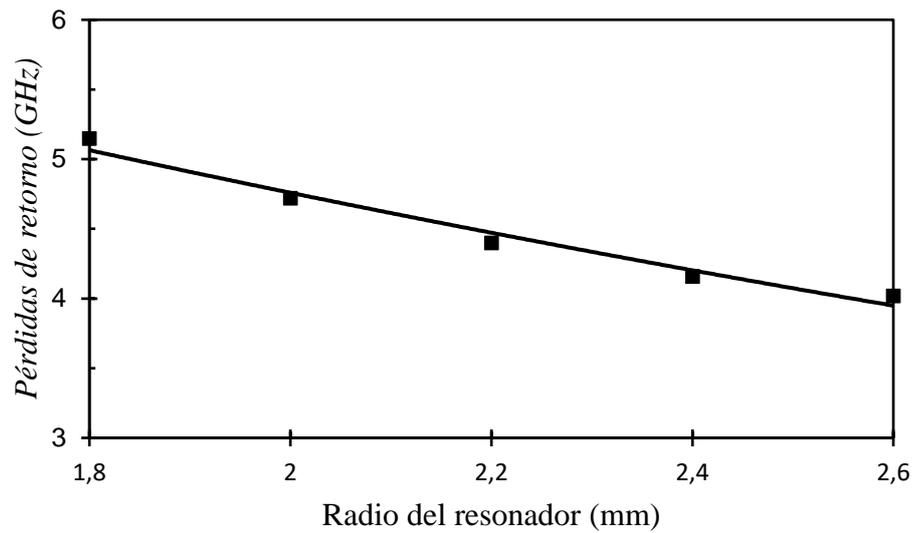
En este apartado, la variación de la frecuencia de resonancia (Figura 4.19), el ancho de banda (Figura 4.20) y las pérdidas de retorno (Figura 4.21) del resonador de anillos mOSRR (Figura 4.1) son en función de la variación del radio del resonador. los demás parámetros están fijados:  $ventana = 8.8$  mm,  $c = 0.3$  mm,  $s = 0.25$  mm.



*Figura 4.19 Variación de la frecuencia central con el radio del resonador.*



*Figura 4.20 Variación del ancho de banda con el radio del resonador.*

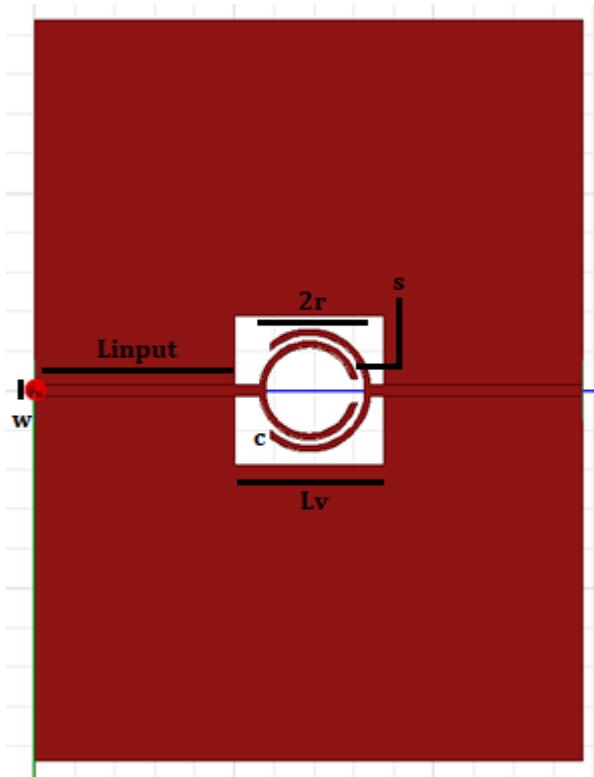


***Figura 4.21 Variación de las pérdidas de retorno con el radio del resonador.***

Las Figuras 4.19, 4.20 y 4.21 muestran que la frecuencia central, el ancho de banda y las pérdidas de retorno disminuyen cuando el radio del resonador aumenta. Estas características se tuvieron en cuenta, así como las del apartado anterior, para realizar la optimización manual, dado que no fue posible finalmente aplicar el método de diseño del apartado 4.2.3.

#### 4.2.4.3. Resultados finales

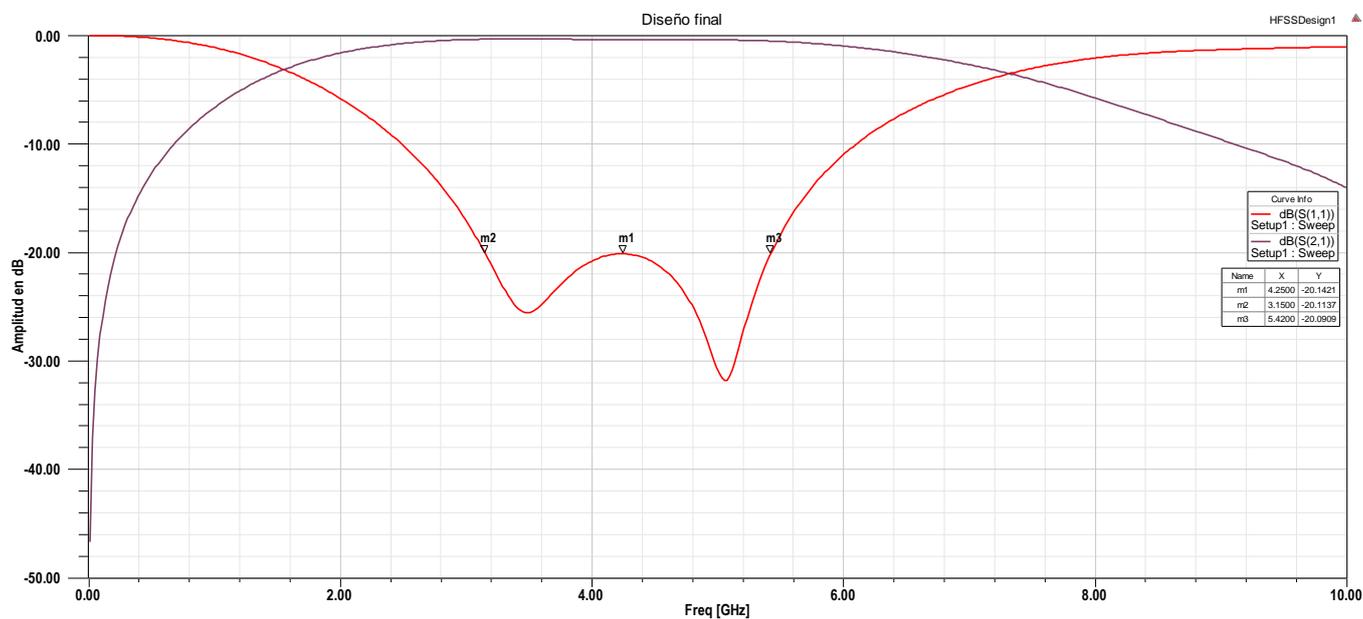
Tras haber optimizado el resonador mOSRR (Figura 4.1) manualmente, se obtiene la estructura representada en la Figura 4.22 con las dimensiones de la Tabla 4.3.



*Figura 4.22 Dimensiones físicas del filtro diseñado.*

<b>Dimensión</b>	<b>Valor</b>
Longitud desde el puerto hasta el anillo ( $L_{input}$ )	11.2 mm
Anchura de la pista microstrip ( $w$ )	0.594 mm
Espesor del conductor microstrip ( $t$ )	0.018 mm
Altura del sustrato ( $h$ )	0.635 mm
Radio del resonador ( $r$ )	3.1 mm
Ventana cuadrada inferior ( $L_v$ )	7.5 x 7.5 mm <sup>2</sup>
Anchura del conductor del resonador ( $c$ )	0.3 mm
Hueco entre conductor del resonador ( $s$ )	0.31 mm

*Tabla 4.3 Dimensiones del mOSRR.*

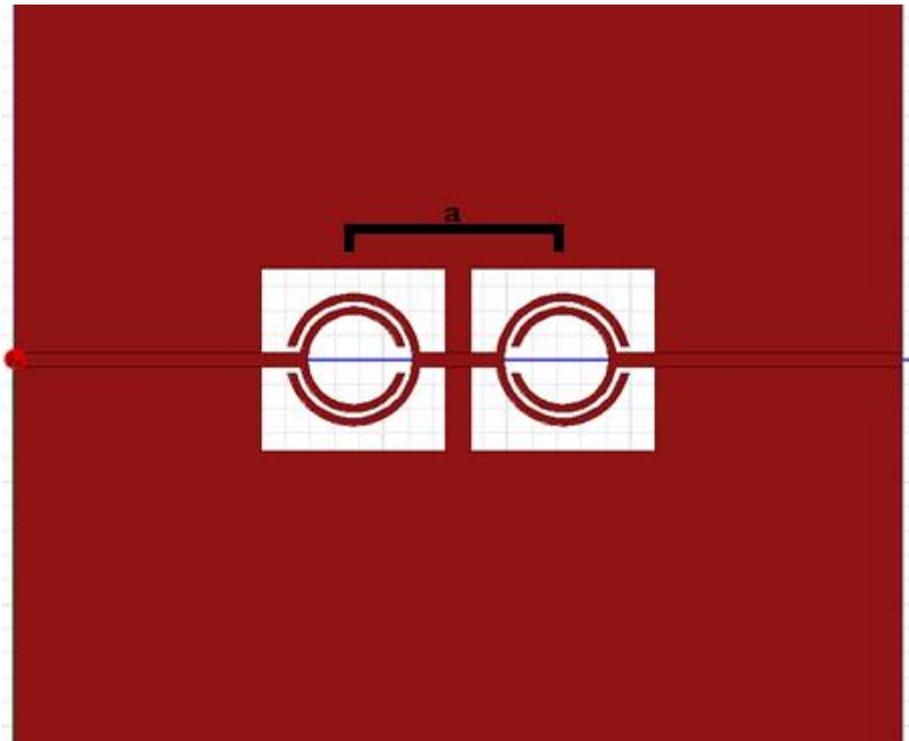


**Figura 4.23** Respuesta en frecuencia del filtro diseñado.

La Figura 4.23 representa la respuesta simulada con HFSS de la estructura mOSRR de la Figura 4.22 con las dimensiones de la Tabla 4.3. Como se puede observar (Figura 4.23), la respuesta de la estructura corresponde a un filtro paso banda de orden 2 con las especificaciones deseadas:  $f_0 = 4.25$  GHz,  $BW = 2.25$  GHz y  $RL = 20$  dB.

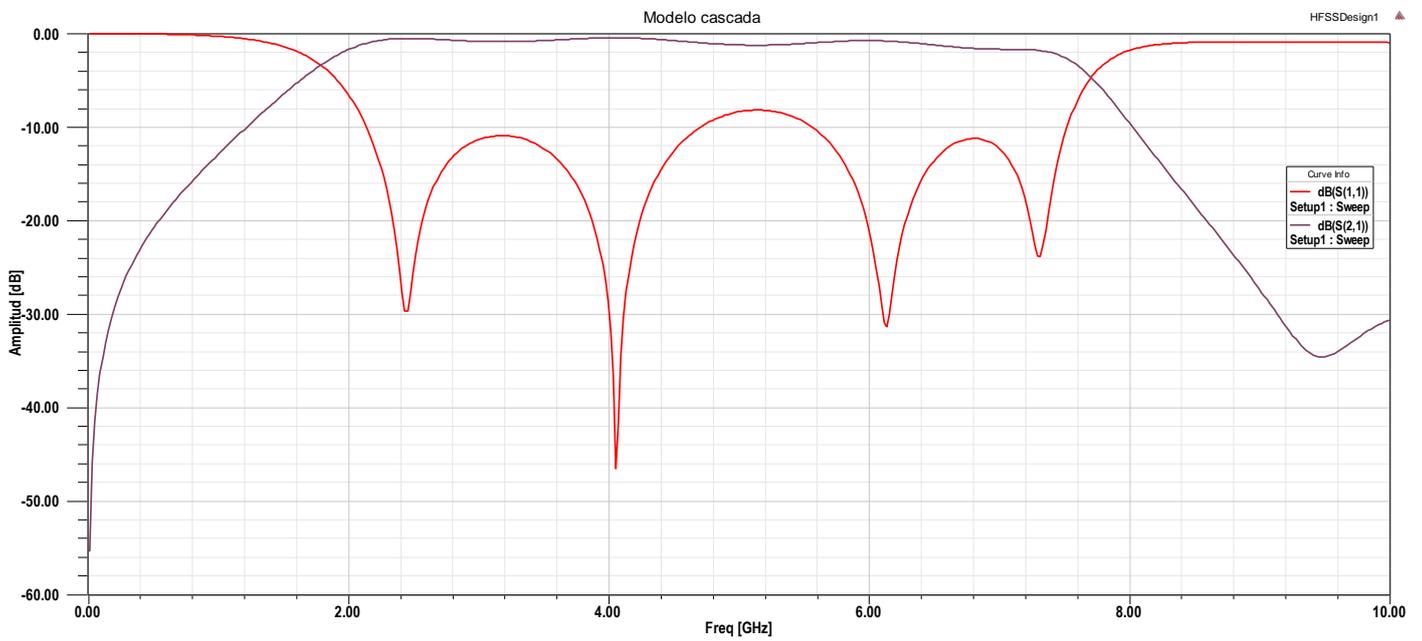
### 4.3. Diseño de un filtro de orden 4

En este apartado, se presenta los resultados de diseño de un filtro paso banda de orden 4 mediante 2 resonadores de anillos mOSRR en cascada. Para ello, se separaron los dos resonadores de una distancia  $a = \lambda/2$ . La estructura del filtro está representada en la Figura 4.24.



*Figura 4.24 Modelo del filtro de orden 4.*

Como se puede observar (Figura 4.24), los dos resonadores se sitúan de forma simétrica con respecto a un eje que corta entre ambos. La distancia entre el centro de los dos resonadores,  $a$  es de 3.2 mm, correspondiente a  $\lambda/2$ . La Figura 4.25 muestra la respuesta en frecuencia de la estructura de la Figura 4.24.



**Figura 4.25** Respuesta en frecuencia del filtro de orden 4.

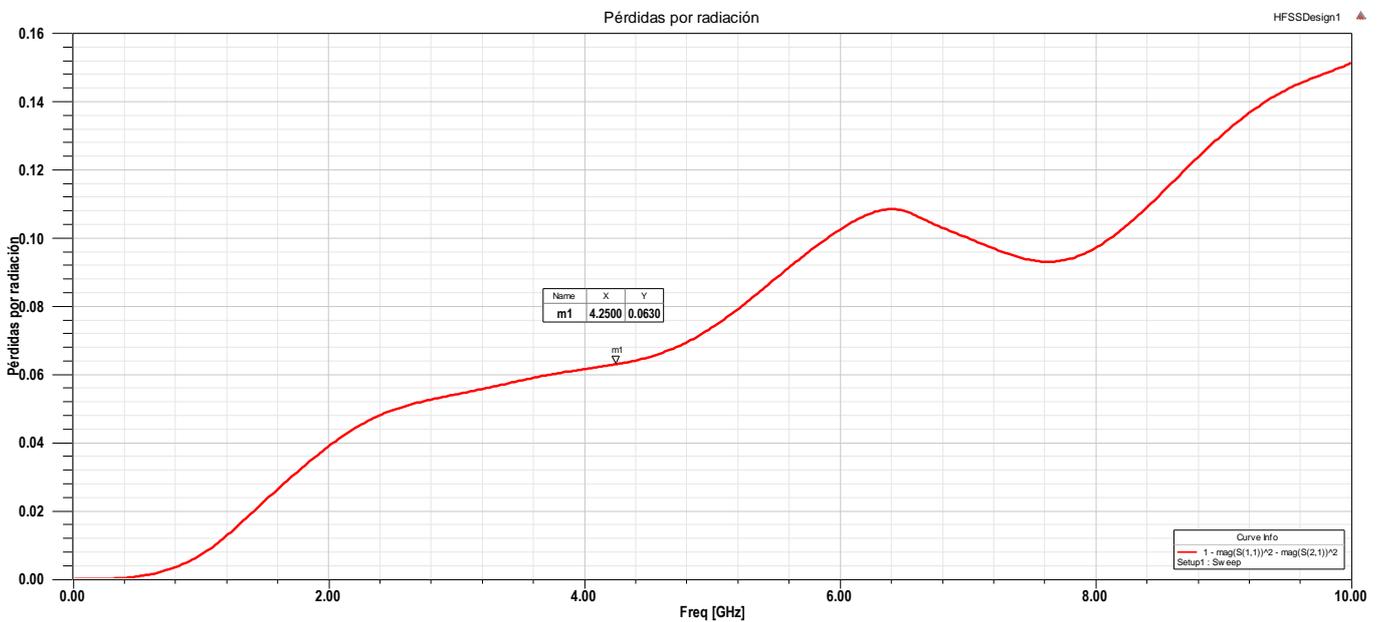
En la Figura 4.25, se puede observar cuatro ceros, correspondientes al orden del filtro. Con respecto a la respuesta del filtro de orden 2 (Figura 4.23), se puede constatar que el ancho de banda es similar, aunque las pérdidas de retorno han empeorado, dado que son del orden de  $RL = 10$  dB.

#### 4.4. Radiación

Una de las desventajas más importantes de este tipo de estructura es su alta radiación, debido a los anillos y a la ventana abierta en la de masa. En este apartado se realiza un estudio de las pérdidas por radiación de la estructura del filtro de la Figura 4.22 a partir de la siguiente expresión:

$$L_{rad} = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 \quad (4.31)$$

Para hallar las pérdidas por radiación de la estructura, se consideraron los conductores y el sustrato perfectos y sin pérdidas en el simulador electromagnético. La Figura 4.26 muestra las pérdidas por radiación de la estructura de la Figura 4.22 obtenidas mediante la expresión (4.31).



**Figura 4.26** Pérdidas por radiación del filtro.

Se puede observar (Figura 4.26) que las pérdidas por radiación aumentan de forma no lineal conforme se incrementa la frecuencia. Para nuestra frecuencia de resonancia deseada de 4.25 GHz, las pérdidas son de un 6.3%.

## 5. Conclusión y líneas futuras

En este proyecto se han usado los medios de Veselago en tecnología microstrip para diseñar un filtro paso banda basado en una variante de resonador de anillo abierto, denominado mOSRR. Se ha aplicado el método descrito en [6] para obtener las expresiones de Chebyshev que han proporcionado los valores de impedancia que se han introducido en el simulador circuital. Tras varias simulaciones circuitales y electromagnéticas, se ha concluido que la técnica de diseño escogida no ha permitido obtener las dimensiones deseadas, dado que este método, usado para banda estrecha, no puede utilizarse para la banda ancha obtenida con el resonador mOSRR. Como consecuencia, se han realizado simulaciones electromagnéticas variando los diferentes parámetros de diseño del resonador mOSRR con el fin de estudiar la influencia de éstos sobre su respuesta en frecuencia. De este modo se ha conseguido optimizar manualmente el filtro y obtener las especificaciones deseadas. Este filtro basado en el resonador mOSRR presenta un gran ancho de banda y pérdidas por radiación de aproximadamente 6 % a la frecuencia central de 4.25 GHz.

Los futuros trabajos estarán encaminados en añadir algunos parámetros de diseño adicional al resonador mOSRR estudiado en este trabajo, con el fin de conseguir algún grado de libertad para optimizar el filtro y también disminuir las pérdidas por radiación.

## 6. Referencias

- [1] V. G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of epsilon and mu", *Sov. Phys. Uspelkhi*, vol. 10, pp. 509-514, 1968.
- [2] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz, "Experiental verification of a negative index of refraction," *Science*, vol. 292, pp. 77-79, April 2001.
- [3] C. Caloz and T. Itoh, "Electromagnetic metamaterials: Transmission line Theory and microwave applications", Hoboken, USA: John Wiley & Sons, 2006.
- [4] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martin, et al., "Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, n° 4, pp. 1451-1461, April 2005.
- [5] J. Bonache and I. Gil, "Complementary split ring resonators for microstrip diplexer design," *Electronics Letters*, vol. 41, n°14, July 2005.
- [6] J.-S. Hong, and M. J. Lancaster, "Microstrip filters for RF/microwave applications". Wiley: New York, 2001.
- [7] J. Martel, R. Marqués, F. Falcone, et al., "A new LC series element for compact bandpass filter design, *IEEE Microw. And Wireless Comp. Letters*", vol. 14, n°5, pp. 210-212, May 2004.
- [8] George V. Eleftheriades and Keith G. Balmain: "Negative-Refractive Metamaterials: Fundamental Principles and Applications", IEEE Press, Ed. Toronto: John Wiley & Sons, 2005
- [9] Alejandro Díaz Morcillo, Juan Monzó Cabrera, "Líneas de transmisión, guías de onda y cavidades resonantes". UPCT.
- [10] Richard J. Cameron, Chandra M. Kudsia, Raafat R. Mansour, "Microwave Filters for Comunication System. Fundamentals, Design and Aplications". Chapter 12, Miley, 2007.
- [11] Juan de Dios Ruiz Martínez, "Análisis y diseño de filtros compactos de microondas basados en cristales electromagnéticos y resonadores metamateriales." UPCT, 2015.

- [12] Diego C. Corrêa, Ursula C. Resende, Fabiano S. Bicalho, Yan S. Gonçalves. Design, Optimization and Experimental Evaluation of a F-shaped Multiband Metamaterial Antenna.
- [13] D.R. Smith et al.: "Left-Handed Metamaterials," in NATO-ASI, Photonic Crystals and Light Localization, Crete, 2000, pp. 1-21.
- [14] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins and W. J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, no. 11, pp. 2075-2084, Nov. 1999.
- [15] Patricia Raquel Castillo Aranibar, "Diseño de Resonadores de Múltiples Conductores de Anillo Abierto con Respuesta Multi-Banda Asimétrica en Frecuencia en Aplicaciones de Filtros y Antenas", Universidad Carlos III, 2019.
- [16] R. Marques, F. Mesa, J. Martel, and F. Medina. Comparative analysis of edge- and broadside- coupled split ring resonators for metamaterial design - theory and experiments. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 51(10):2572–2581, Oct 2003.