

# Líneas de transmisión artificiales para señales diferenciales con rechazo de modo común

---

Pablo Reina Campo

Tutores:

Francisco Medina Mena  
Armando Fernández Prieto

Trabajo de fin de grado

Grado en Física

20/09/2017



# Agradecimientos

Antes que nada quiero empezar este trabajo agradeciendo a las personas que han estado ahí para todo lo que he necesitado, en especial Francisco Medina Mena y Armando Fernández Prieto, que siempre que lo he necesitado me han atendido con total entrega y dedicación. También quiero agradecer a mis compañeros todo el apoyo que me han dado, así como consejo y aclaración de dudas.

Finalmente, no por ello menos importante, también quiero agradecer a mi madre por su infinita paciencia a lo largo de estos duros años de carrera y que, junto a mis hermanos, siempre que han podido se han volcado en ayudarme y apoyarme en todo lo que han podido.

# Índice

<b>Agradecimientos</b>	<b>1</b>
<b>Resumen</b>	<b>3</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>4</b>
<b>2. Fundamento teórico</b>	<b>6</b>
2.1 Circuitos balanceados de microondas	6
2.2 Líneas de transmisión artificiales	14
2.3 Rechazo del modo común en líneas de transmisión artificiales	17
<b>3. Estudio comparativo de líneas microstrip</b>	<b>22</b>
3.1 Metodología	22
3.2 Defectos tipo <i>dumbbell</i>	24
3.3 Defectos en forma de U	31
3.4 <i>Complementary Split-Ring Resonators</i>	33
<b>4. Conclusiones</b>	<b>45</b>
<b>Referencias</b>	<b>46</b>

## Resumen

En el campo de las comunicaciones eléctricas, el uso del espectro de microondas se ha ido generalizando progresivamente, encontrándose en este rango de frecuencias muchas de las aplicaciones que dominan la tecnología en nuestros días. La utilización de dispositivos diferenciales en este rango de frecuencias se está convirtiendo en una tendencia tecnológica importante. En particular, la inclusión de dispositivos que rechazan el modo común (filtros de modo común) es esencial para el buen funcionamiento de estos sistemas, de modo que el estudio de este tipo de filtros es un tema relevante y actual de investigación en el campo de la ingeniería de microondas. Las implementaciones de circuitos y sistemas de microondas en arquitectura diferencial tienen como objetivo reducir los problemas de ruido y mejorar la compatibilidad electromagnética.

El trabajo que se describe en esta memoria presenta un estudio comparativo entre distintos filtros de banda eliminada para el modo común, basados en tecnología *microstrip* y en el concepto de línea de transmisión artificial. Varias de las soluciones comparadas se han propuesto en la literatura científica y técnica en los últimos años. Se presta especial atención a los aspectos que hacen superiores algunos de los diseños estudiados para ciertas aplicaciones, así como a sus posibles deficiencias. También se proponen algunas variantes de las estructuras ya publicadas con el objeto de mejorar aspectos de su comportamiento.

# 1. Introducción

El término microondas se usa típicamente para definir la parte del espectro electromagnético cuyo rango de frecuencias está comprendido entre 300 MHz y 300 GHz, o lo que es lo mismo, longitudes de ondas de entre 1 m y 1 mm, respectivamente [1]. Las microondas encuentran una infinidad de aplicaciones dentro del ámbito de las comunicaciones, radar, navegación, radio astronomía, sensores, instrumentación médica, etc. De hecho, si pensamos por ejemplo en las comunicaciones por satélite veremos que las propiedades de las microondas las hacen únicas y esenciales para esta aplicación en concreto. Como curiosidad, podemos mencionar que cuando el 25 de agosto de 1989 la sonda *Voyager 2* pasó cerca del planeta Neptuno, situado a unos 4.500 millones de kilómetros de la Tierra, para enviar fotos a color tanto del planeta como de su satélite Tritón hizo uso de señales de microondas. El motivo para usar microondas es que el ruido ambiental captado por cualquier antena posee un mínimo en el rango de las microondas lo que permite detectar señales extremadamente débiles [2]. Este ejemplo ilustra perfectamente la importancia de las microondas en aplicaciones de espacio.

Relacionado con el tema del ruido, es innegable que vivimos en un entorno cada vez más contaminado por señales electromagnéticas. El uso extendido de las aplicaciones no cableadas (o *Wireless*) tales como la telefonía móvil, *wifi* o *bluetooth*, entre otras, demanda sistemas inmunes al ruido ambiental con requisitos cada vez más exigentes. Es por ello que en la última década se ha producido un crecimiento importante en el uso de las señales diferenciales o balanceadas en el ámbito de las señales de alta frecuencia, ya sean analógicas o digitales. Para trabajar con este tipo de señales se emplean circuitos diferenciales o balanceados, en contraposición con los circuitos convencionales que se sirven del uso de señales referidas a una masa común (circuitos *single-ended*). Las líneas de transmisión

utilizadas en los sistemas diferenciales de microondas suelen estar formadas por un par de tiras metálicas acopladas (requiriendo, pues, más espacio que los sistemas convencionales) impresas sobre un material dieléctrico, debajo del cual está el plano de masa. Como se verá más adelante a lo largo de esta memoria, en un par de tiras metálicas acopladas pueden propagarse dos modos ortogonales: el modo que lleva la información, o *modo diferencial*, y otro modo asociado al ruido externo que se denomina *modo común*. El diseño de dispositivos que permiten la propagación del modo diferencial sin que se transmita el modo común se ha vuelto indispensable en la actualidad, especialmente en algunos estándares de comunicaciones que se sirven de señales diferenciales, como por ejemplo el USB 3.0, v PCI-Express II, OC-192, (10)-Gigabit Ethernet, entre otros. Con el objetivo de suprimir dicho modo se han llevado a cabo muchas estrategias. En este trabajo nos centraremos en el estudio de lo que se conocen como *filtros de banda eliminada para el modo común*. Consisten básicamente en un par líneas acopladas a las que se las ha practicado alguna perturbación en el plano de masa o *DGS* (del inglés, *Defected Ground Structure*). Se considerarán diversos diseños con *DGSs* de distintas topologías propuestos en los últimos años en la literatura, y se hará una comparativa, exponiendo los pros y contras de cada diseño y proponiendo algunas modificaciones que puedan suplir sus deficiencias.

## 2. Fundamento teórico

En esta sección se presentan los fundamentos teóricos necesarios para entender el trabajo realizado en esta memoria. Empezaremos por definir los conceptos de red *single-ended* y diferencial, definiremos los modos diferencial y común, las ondas de voltaje y corriente tanto para señales convencionales como diferenciales (o balanceadas), pasando a continuación a introducir los parámetros de *scattering* (*parámetros S*) de ambos tipos de señales, así como las relaciones de transformación entre los mismos.

### 2.1 Circuitos balanceados de microondas

#### 2.1.1 Redes diferenciales o balanceadas y *single-ended*

Una red *single-ended* convencional está constituida por dos puertos, uno de entrada (puerto 1) y otro de salida (puerto 2), como se muestra esquemáticamente en la figura 2.1. El puerto de entrada lo constituye una pista que transporta una señal cuyo voltaje  $V_1$  está referenciado a masa. Lo mismo ocurre con el puerto de salida o puerto 2. La referencia a masa para las señales de ambos puertos es la misma. No obstante, en este trabajo vamos a tratar con redes diferenciales balanceadas. Estas redes, que en su implementación física involucran un plano de simetría longitudinal, están formadas por cuatro puertos, dos a la entrada y dos a la salida (figura 2.1). Los puertos 1 y 2 se agrupan para formar el puerto diferencial 1 y los puertos 3 y 4 componen el puerto diferencial 2. Estas redes también pueden ser consideradas como tetra-puertas *single-ended*. Las respuestas eléctricas de la tetra-puerta *single-ended* y de la red diferencial están relacionadas la una con la otra a través de simples relaciones lineales, tal y como se demostrará en las secciones siguientes. Las señales diferenciales serán aquellas transportadas por el par diferencial y vienen descritas como la diferencia de voltaje entre las líneas de cada puerto ( $\Delta V_1^{diff} = V_1 - V_2$ ,

$\Delta V_2^{diff} = V_3 - V_4$ ). Con esta definición, resulta evidente que las señales diferenciales no están referenciadas a masa, sino que la señal de una línea está referenciada a la señal de la otra línea (la corriente de retorno no circula por el plano de masa, sino que va de una línea a la otra).

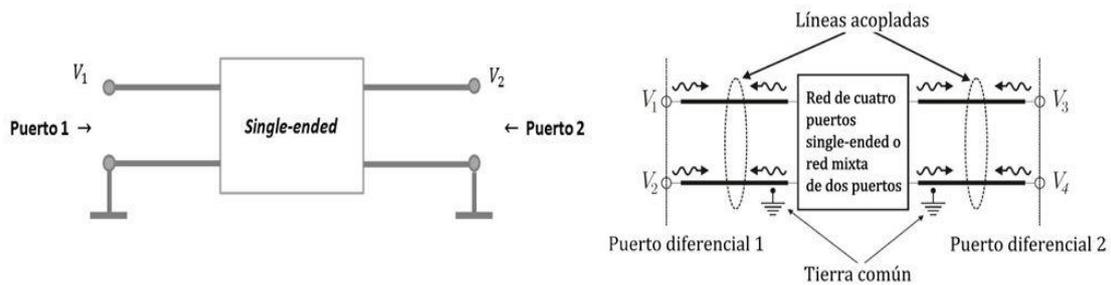


Figura 2.1: Red de dos puertos *single-ended* (izquierda). Red de cuatro puertos *single-ended* o red diferencial de dos puertos (derecha).

En el contexto de este trabajo nos centraremos en señales balanceadas, esto es, el par de líneas que constituye un puerto diferencial es simétrico y las señales diferenciales cumplen  $V_1 = -V_2$  y  $V_3 = -V_4$  por lo que  $\Delta V_1^{diff} = 2V_1$  y  $\Delta V_2^{diff} = 2V_3$ , que se corresponde con el modo impar de excitación. Como ya se ha mencionado anteriormente, en la práctica, la mayoría de dispositivos incorporan un plano de masa que permite la transmisión de otro modo, el llamado modo común, en el que las señales son idénticas en magnitud y fase (referenciadas a masa). Esto significa que para el modo común de un sistema balanceado se cumple que  $\Delta V_1^{diff} = 0$  y  $\Delta V_2^{diff} = 0$ , correspondiéndose con el modo par de excitación.

La necesidad del uso de circuitos balanceados radica en su inherente capacidad para transmitir la señal sin que ésta se vea afectada por interferencias externas. Al mismo tiempo genera menos interferencias, ya que las corrientes que fluyen en sentidos opuestos producen menos campo lejano radiado. En la red *single-ended* el ruido acoplado a la línea afectará a la integridad de la señal. En muchas aplicaciones, esto no es un problema significativo, en cuyo caso se prefiere este tipo de implementación por la menor área

ocupada y menor coste. Sin embargo, cuando el nivel de la señal esperada es bajo, es preferible utilizar una arquitectura diferencial. En la red diferencial el ruido se acopla del mismo modo en cada línea que conforma el par (por estar separadas distancias muchos menores que la longitud de onda a las frecuencias de interés) y, como la señal que porta la información es la señal diferencial que se propaga bajo excitación impar de la red, el ruido se anula. Por tanto, la única posibilidad de que se propague cierto nivel de señal indeseada o ruido se debe exclusivamente al modo común (mientras las líneas estén lo suficientemente cerca una de otra), el cual puede generar, a su vez, radiación y problemas de interferencias electromagnéticas (*EMI*, del inglés *ElectroMagnetic Interference*) y de compatibilidad electromagnética (*EMC*, del inglés *Electromagnetic Compatibility*), mientras que el modo diferencial no se verá afectado. Para evitar que ese modo común radie o se propague por nuestro sistema de comunicaciones, cobran gran importancia las técnicas de rechazo de modo común que se van a estudiar aquí. Estos sistemas de supresión de señal en modo común, obviamente, deben ser diseñados de manera que su efecto sobre la señal diferencial sea despreciable.

### 2.1.2 Modos diferencial y común. Modo mixto. Matriz de *scattering*

Denominaremos modo mixto de propagación a la propagación de dos modos (diferencial y común) en una red como la de la figura 2.2.

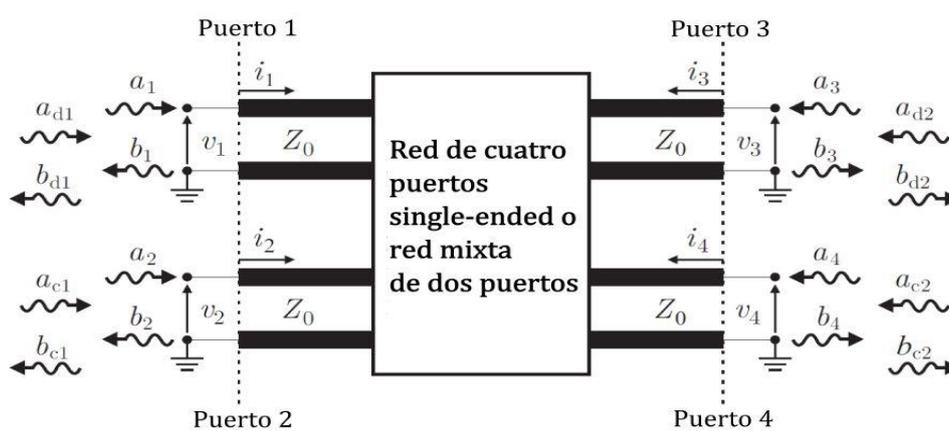


Figura 2.2: Red de dos puertos diferenciales o de 4 puertos *single-ended* con ondas incidentes y reflejadas de tensión en intensidad.

Como ya se indicó más arriba, dicha red se puede entender como una red de cuatro puertos *single-ended* o como una red mixta de dos puertos. Para el estudio y caracterización de estas redes suelen usarse lo que se conoce como *ondas de potencia*,  $a_i$  y  $b_i$ , las cuales fueron introducidas por primera vez por Kurokawa en [3]. Por  $a_i$  y  $b_i$  denotamos las ondas de potencia incidentes y reflejadas en los puertos de la tetra-puerta *single-ended*, respectivamente. Por otro lado, también pueden definirse ondas de potencia  $a_d$ ,  $b_d$ ,  $a_c$  y  $b_c$  para el modo mixto (o modos diferencial y común). Más adelante usaremos estas ondas de potencia para caracterizar la respuesta eléctrica en función de la frecuencia de nuestra red diferencial.

Definamos ahora las corrientes y tensiones para el modo mixto. En el modo diferencial, que se corresponde con excitación tipo impar, el voltaje del puerto de entrada (puerto diferencial 1) se define como la diferencia de voltaje entre los puertos *single-ended* 1 y 2. En una red diferencial la corriente que entra por el terminal de entrada positivo es igual pero de signo opuesto a la corriente que sale por el terminal de entrada negativo, por lo que la corriente de entrada en modo diferencial se define como la mitad de la diferencia de las corrientes en los puertos *single-ended* 1 y 2. Las señales del puerto de salida (puerto diferencial 2) se definen de manera análoga. Tenemos, por lo tanto, para el modo diferencial:

$$\begin{aligned} v_{d1} &\equiv v_1 - v_2 ; i_{d1} \equiv \frac{i_1 - i_2}{2} \\ v_{d2} &\equiv v_3 - v_4 ; i_{d2} \equiv \frac{i_3 - i_4}{2} \end{aligned} \quad (1)$$

Al trabajar con redes diferenciales suele ocurrir que se genere una componente en modo común que se suma a la entrada del circuito (esto también se mencionó más arriba). Dicha componente viene dada por voltajes y corrientes de igual magnitud que se aplican a los puertos en modo mixto. Dada una fuente arbitraria, se define el voltaje en modo común como la media aritmética de los voltajes en los puertos *single-ended* mientras que la corriente se define como la suma de las corrientes en dichos puertos. Así pues, las ecuaciones para el modo común son:

$$\begin{aligned}
v_{c1} &\equiv \frac{v_1 + v_2}{2} ; i_{c1} \equiv i_1 + i_2 \\
v_{c2} &\equiv \frac{v_3 + v_4}{2} ; i_{c2} \equiv i_3 + i_4
\end{aligned}
\tag{2}$$

De  $i_{c1}$  deducimos que la corriente de retorno circula por el plano de masa.

Dado que este trabajo se centra en líneas de transmisión acopladas en tecnología microtira (o *microstrip*)<sup>1</sup> (la sección transversal de estas líneas se muestra en la figura 2.3), a continuación daremos un breve resumen acerca de las ondas de tensión e intensidad que se propagan por la red considerando los puertos como líneas microtira acopladas.

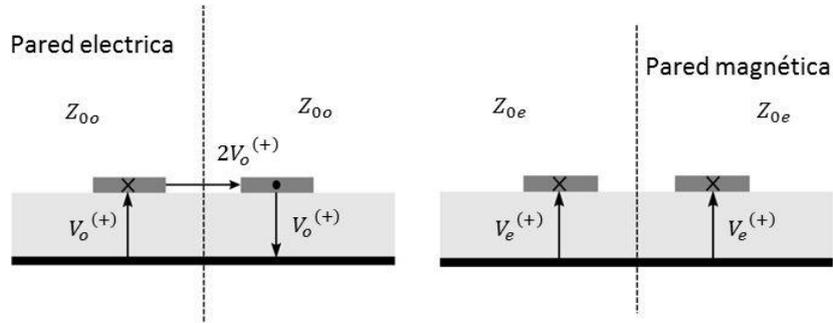


Figura 2.3: Tensiones en los modos impar (izquierda) y par (derecha) en línea *microstrip* acoplada.

Las líneas que vamos a tratar admiten dos modos de propagación cuasi-TEM, el modo par (*even*) y el impar (*odd*). Sea “ $z$ ” un punto arbitrario del eje que recorre al par de líneas. Las tensiones e intensidades de corriente en dicho punto serán una superposición de las ondas de tensión e intensidad de ambos modos que se propagan en los dos sentidos (positivo y negativo) en ambas líneas:

$$\begin{aligned}
v_1(z) &= V_{0e}^{(+)} e^{-\lambda_e z} + V_{0e}^{(-)} e^{\lambda_e z} + V_{0o}^{(+)} e^{-\lambda_o z} + V_{0o}^{(-)} e^{\lambda_o z} \\
&= v_e^{(+)}(z) + v_e^{(-)}(z) + v_o^{(+)}(z) + v_o^{(-)}(z) \\
v_2(z) &= V_{0e}^{(+)} e^{-\lambda_e z} + V_{0e}^{(-)} e^{\lambda_e z} - V_{0o}^{(+)} e^{-\lambda_o z} - V_{0o}^{(-)} e^{\lambda_o z} \\
&= v_e^{(+)}(z) + v_e^{(-)}(z) - v_o^{(+)}(z) - v_o^{(-)}(z)
\end{aligned}
\tag{3}$$

<sup>1</sup> A lo largo del texto usaremos los términos microtira y *microstrip* indistintamente.

$$\begin{aligned}
i_1(z) &= I_{0e}^{(+)} e^{-\lambda_e z} + I_{0e}^{(-)} e^{\lambda_e z} + I_{0o}^{(+)} e^{-\lambda_o z} + I_{0o}^{(-)} e^{\lambda_o z} \\
&= \frac{V_{0e}^{(+)}}{Z_{0e}} e^{-\lambda_e z} - \frac{V_{0e}^{(-)}}{Z_{0e}} e^{\lambda_e z} + \frac{V_{0o}^{(+)}}{Z_{0o}} e^{-\lambda_o z} - \frac{V_{0o}^{(-)}}{Z_{0o}} e^{\lambda_o z} \\
&= i_e^{(+)}(z) - i_e^{(-)}(z) + i_o^{(+)}(z) - i_o^{(-)}(z)
\end{aligned}
\tag{4}$$

$$\begin{aligned}
i_2(z) &= I_{0e}^{(+)} e^{-\lambda_e z} + I_{0e}^{(-)} e^{\lambda_e z} - I_{0o}^{(+)} e^{-\lambda_o z} - I_{0o}^{(-)} e^{\lambda_o z} \\
&= \frac{V_{0e}^{(+)}}{Z_{0e}} e^{-\lambda_e z} - \frac{V_{0e}^{(-)}}{Z_{0e}} e^{\lambda_e z} - \frac{V_{0o}^{(+)}}{Z_{0o}} e^{-\lambda_o z} + \frac{V_{0o}^{(-)}}{Z_{0o}} e^{\lambda_o z} \\
&= i_e^{(+)}(z) - i_e^{(-)}(z) - i_o^{(+)}(z) - i_o^{(-)}(z)
\end{aligned}$$

Los parámetros  $Z_{0e}$  y  $\lambda_e$  son, respectivamente, la impedancia característica de la línea y la constante de propagación en modo par, mientras que  $Z_{0o}$  y  $\lambda_o$  son las del modo impar. Los superíndices (+) y (-) indican el sentido de propagación: el primero indica sentido positivo y el otro negativo.

En el modo impar de excitación el plano de simetría se comporta como una pared eléctrica (cortocircuito virtual), mientras que para el modo par se comporta como una pared magnética (abierto virtual). En la figura 2.4 se puede apreciar el comportamiento de los campos en cada modo.

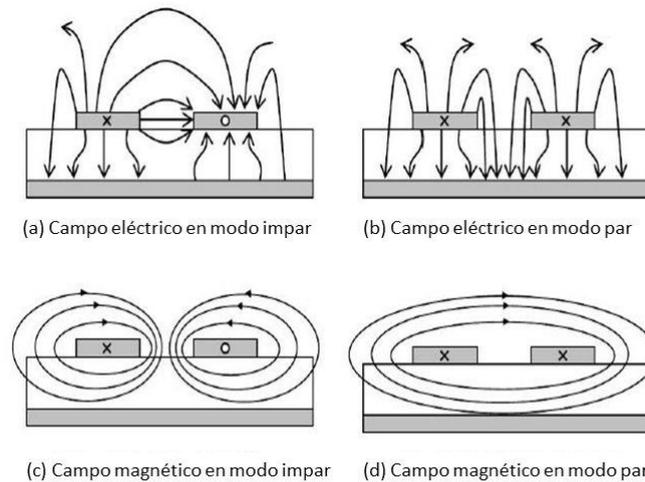


Figura 2.4: Líneas de campo eléctrico (a y b) y magnético (c y d) en un *microstrip* de líneas acopladas para los modos impar (a y c) y par (b y d)

Con las expresiones anteriores podemos describir las tensiones e intensidades de corriente para los modos diferencial (impar) y común (par):

$$v_d(z) = 2\left(V_{0o}^{(+)} e^{-\lambda_o z} + V_{0o}^{(-)} e^{\lambda_o z}\right) = 2\left(v_o^{(+)}(z) + v_o^{(-)}(z)\right)$$

$$i_d(z) = \frac{V_{0o}^{(+)}}{Z_{0o}} e^{-\lambda_o z} - \frac{V_{0o}^{(-)}}{Z_{0o}} e^{\lambda_o z} = i_o^{(+)}(z) - i_o^{(-)}(z) = \frac{v_o^{(+)}(z) - v_o^{(-)}(z)}{Z_{0o}} \quad (5)$$

$$v_c(z) = V_{0e}^{(+)} e^{-\lambda_e z} + V_{0e}^{(-)} e^{\lambda_e z} = v_e^{(+)}(z) + v_e^{(-)}(z)$$

$$i_c(z) = 2\left(\frac{V_{0e}^{(+)}}{Z_{0e}} e^{-\lambda_e z} - \frac{V_{0e}^{(-)}}{Z_{0e}} e^{\lambda_e z}\right) = 2\left[i_e^{(+)}(z) - i_e^{(-)}(z)\right] = 2\frac{v_e^{(+)}(z) - v_e^{(-)}(z)}{Z_{0e}} \quad (6)$$

Los modos diferencial y común van a tener su propia impedancia característica, que se pueden expresar en función de las impedancias de los modos par e impar:

$$Z_{0d} = \frac{V_{0d}^{(+)}}{I_{0d}^{(+)}} = \frac{2V_{0o}^{(+)}}{V_{0o}^{(+)}/Z_{0o}} = 2Z_{0o}$$

$$Z_{0c} = \frac{V_{0c}^{(+)}}{I_{0c}^{(+)}} = \frac{V_{0e}^{(+)}}{(2V_{0e}^{(+)})/Z_{0e}} = \frac{Z_{0e}}{2} \quad (7)$$

La impedancia de modo diferencial es el doble de la de modo impar. Esto se debe a que la tensión de modo impar es la de una de las tiras con respecto a masa, mientras que la tensión en modo diferencial es la de una tira referenciada a la otra. Algo equivalente ocurre entre el modo común y el modo par con la intensidad de corriente.

Los parámetros de *scattering* del modo mixto constituyen una herramienta de gran importancia en el diseño, análisis, simulación y medida de dispositivos activos como diodos y transistores, y de componentes pasivos como líneas de transmisión, resistencias y capacidades e inductancias, entre otros. La figura 2.2 nos mostraba una representación de las ondas de potencia incidente y reflejada tanto para la tetra-puerta *single-ended* como

para la bipuerta diferencial. Podemos definir los parámetros  $S$  en términos de estas ondas de potencia [3, 4].

Empezamos por definir la matriz de los parámetros de *scattering* para una red de cuatro puertos *single-ended*, la cual viene expresada en términos de las ondas de potencia como:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{pmatrix} \quad (8)$$

donde cada elemento de matriz viene dado por:

$$S_{xy} = \left. \frac{b_x}{a_y} \right|_{a(x \neq y)=0} \quad (9)$$

Es decir, para obtener el parámetro de  $S_{xy}$  hay que alimentar el puerto “ $y$ ” con una onda incidente  $a_y$  y medir en el puerto “ $x$ ” la onda reflejada  $b_x$ . Además, la onda incidente en el resto de puertos ha de ser cero (salvo en el puerto “ $y$ ” evidentemente), lo que requiere que todos los puertos sin onda incidente estén terminados en cargas adaptadas para evitar reflexiones. Por lo tanto, el parámetro  $S_{xx}$  representa el coeficiente de reflexión en el puerto “ $x$ ” mientras que el parámetro  $S_{xy}$  representa el coeficiente de transmisión del puerto “ $y$ ” al puerto “ $x$ ” estando, en ambos casos, el resto de puertos terminados en cargas adaptadas. Por ejemplo, el coeficiente de reflexión en el puerto 1 vendría dado por:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2, a_3, \dots = 0} \quad (10)$$

En el caso del modo mixto, la matriz puede expresarse en función de las ondas de potencia de dicho modo ( $a_{di}$ ,  $b_{di}$ ,  $a_{ci}$  y  $b_{ci}$ ) como:

$$\begin{pmatrix} b_{d1} \\ b_{d2} \\ b_{c3} \\ b_{c4} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{dd11} & S_{dd12} & S_{dc13} & S_{dc14} \\ S_{dd21} & S_{dd22} & S_{dc23} & S_{dc24} \\ S_{cd31} & S_{cd32} & S_{cc33} & S_{cc34} \\ S_{cd41} & S_{cd42} & S_{cc43} & S_{cc44} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{d1} \\ a_{d2} \\ a_{c3} \\ a_{c4} \end{pmatrix} \quad (11)$$

donde los subíndices de  $S$  indican *modo de salida, modo de entrada, puerto de salida y puerto de entrada*.

La matriz anterior se puede expresar en la forma  $\begin{pmatrix} b_{dd} \\ b_{cc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{dd} & S_{dc} \\ S_{cd} & S_{cc} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{dd} \\ a_{cc} \end{pmatrix}$ , donde  $S_{dd}$  son los parámetros de *scattering* del modo diferencial,  $S_{cc}$  del modo común y los otros dos los del modo de conversión.

Por último, mediante unas simples relaciones algebraicas podemos relacionar los parámetros de *scattering* del modo convencional (*single-ended*) con los del modo mixto. En forma matricial queda:

$$S^{mm} = MS^{std}M^{-1} \quad (12)$$

donde  $S^{mm}$  es la matriz con los elementos del modo mixto,  $S^{std}$  es la de los parámetros estándar (*single-ended*) y  $M$  es la matriz de transformación, que viene dada por [5]:

$$M = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

Con todo esto ya hemos introducido el aparato matemático necesario para entender lo que se ha hecho en este trabajo.

## 2.2 Líneas de transmisión artificiales

En el área de radiofrecuencias y microondas, las líneas de transmisión son estructuras físicas usadas para transmitir señales, o potencia, entre la fuente y la carga de forma guiada (en contraposición a la forma radiada de las antenas). Existe una amplia bibliografía dedicada al estudio de las líneas de transmisión convencionales [6-8]. De entre los tipos de líneas de transmisión existentes, una de las más populares por su uso extendido en multitud de aplicaciones es el cable coaxial (figura 2.5), consistente en dos cilindros conductores metálicos concéntricos separados por un medio dieléctrico. Una estructura de este tipo admite modos TEM puros (caso ideal de medio homogéneo). La línea coaxial, a pesar de ser

un sistema de guiado muy efectivo y de altas prestaciones, no es plana y da lugar a circuitería voluminosa y pesada. Una opción para suplir esto es el uso de tecnologías planas, como la línea microtira, que es la que usaremos en este trabajo, algo que ya mencionamos con anterioridad (véase la figura 2.5).

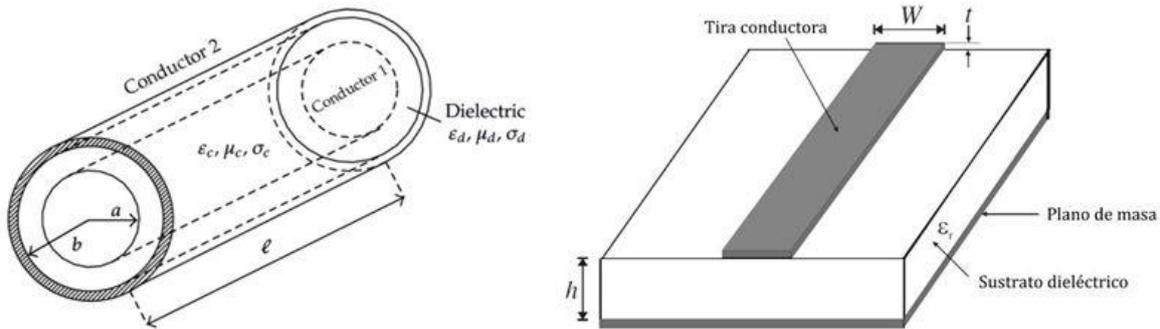


Figura 2.5: Esquemas de cable coaxial (izquierda) y línea microtira o *microstrip* (derecha).

La línea *microstrip* está formada por una tira de material conductor sobre una placa de dieléctrico (sustrato), debajo de la cual hay una superficie conductora que actúa de plano de masa. Este tipo de líneas no admite modos TEM puros, sino modos cuasi-TEM. Esto es debido a que la línea no es homogénea por tener dos medios dieléctricos distintos, el aire y el sustrato. Si la longitud de la línea es mucho menor que la longitud de onda de la señal transmitida, los voltajes y corrientes en las líneas serán uniformes (es decir, no dependerán de su posición en la línea) y ambos parámetros pueden ser tratados con la teoría de circuitos de parámetros concentrados. Si no es así, hay que acudir al uso de la teoría de líneas de transmisión o de circuitos distribuidos. En nuestro caso, aunque la línea no es homogénea, vamos a trabajar con señales con longitudes de onda muy superior al espesor del dieléctrico, por lo que podemos admitir la aproximación cuasi-TEM [6-8].

Uno de los aspectos más interesantes de estas líneas de transmisión operando a frecuencias de microondas es el hecho de que pueden sustituir elementos concentrados, tales como condensadores e inductancias, por circuitos planos, evitando de esta forma tener que incluir tales elementos que incrementan el coste y la complejidad de los circuitos (además del nivel de pérdidas, ya que a frecuencias de microondas los elementos

concentrados pueden presentar niveles bastante elevados de pérdidas óhmicas). Por tanto, en RF y microondas, las líneas de transmisión no solo tienen interés para la transmisión de señales o de potencia, sino que son elementos claves en el diseño de componentes y dispositivos. Las líneas de transmisión son, por lo tanto, los elementos constituyentes de los circuitos distribuidos, y pueden ser implementadas sobre placas de circuitos mediante técnicas de fotograbado, lo cual abarata los costes.

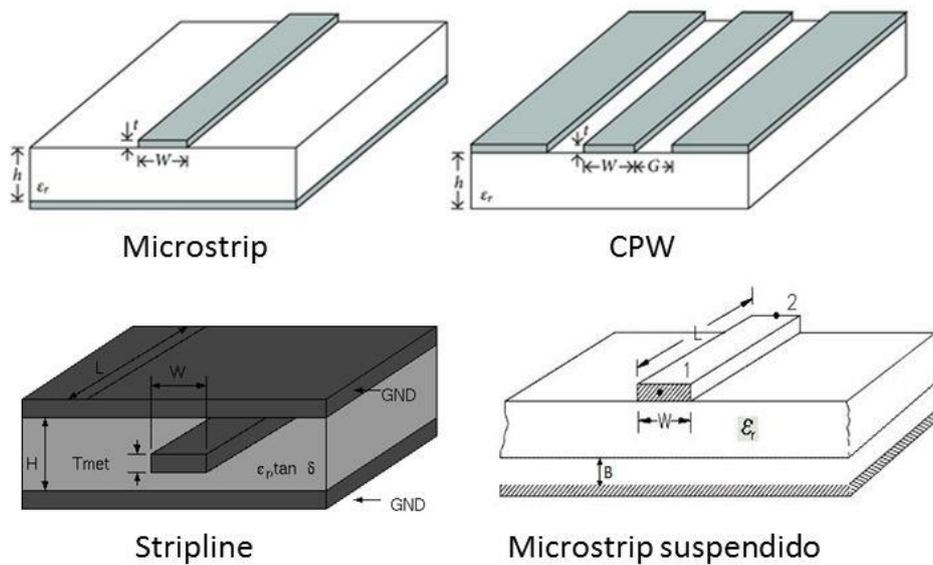


Figura 2.6: Líneas de transmisión planas convencionales.

Los circuitos distribuidos en tecnología de circuito impreso son poco voluminosos, ligeros y de coste reducido, en comparación con otras tecnologías. Sin embargo, las posibilidades de diseño, el rendimiento o funcionalidad de circuitos planos de microondas más clásicos pueden ser mejorados (o su tamaño puede ser reducido) cargando las líneas periódicamente con elementos reactivos (como condensadores, inductancias o combinaciones de ambas), o rompiendo la uniformidad de las líneas en la dirección de propagación, entre otros métodos. En el contexto de este trabajo nos referiremos a tales líneas como *líneas de transmisión artificiales* [9]. El término *artificial* se emplea para distinguirlas de las líneas de transmisión convencionales, que mantienen la uniformidad en la dirección de propagación de la señal. En la figura 2.6 vemos algunos ejemplos de líneas de

transmisión planas convencionales. En las siguientes secciones, durante el estudio comparativo que hemos llevado a cabo en este trabajo, veremos algunos ejemplos de líneas de transmisión artificiales.

## 2.3 Rechazo del modo común en líneas de transmisión artificiales

Como ya se mencionó, la presencia del plano de masa en los sistemas balanceados provoca la aparición de un modo de propagación no deseado, el llamado modo común. Ya dijimos que el ruido se acopla principalmente a dicho modo, por ello toman gran importancia las técnicas de rechazo de modo común, para que el ruido que se propaga por dicho modo no se acople a la señal diferencial, la cual nos interesa que se propague sin que su integridad se vea afectada.

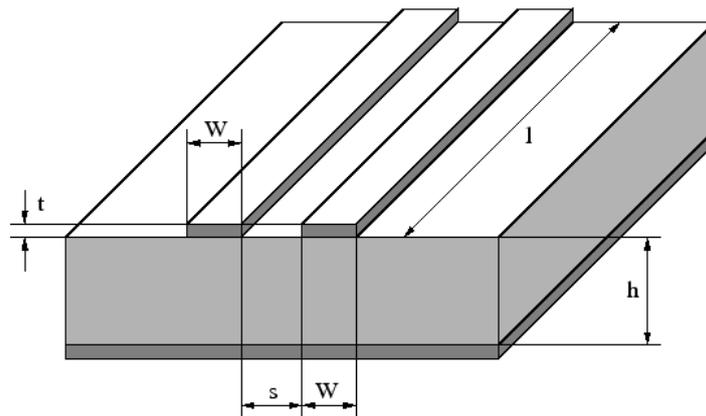


Figura 2.7: Línea *microstrip* acoplada.

Dentro del rango de los MHz, una de las soluciones más populares para rechazar el modo común se basan en el empleo de núcleos de ferrita, que presentan una gran impedancia frente a corrientes alternas en el modo común sin afectar significativamente a la señal diferencial. No obstante, las técnicas empleadas en el rango de las microondas van por otros caminos, ya que no disponemos de ferritas de este tipo que operen bien en el rango de los GHz. En dicho rango, las estrategias de rechazo de modo común se basan en circuitos que presentan un plano de simetría en el que se consigue o bien una pared eléctrica o una pared magnética ante excitación impar (diferencial) o par (común), respectivamente. Esto nos

permite obtener dos circuitos diferentes (no del todo independientes, ya que comparten buena parte de los componentes) que pueden ser diseñados de modo que la señal diferencial sea transmitida en la forma que nos interesa, mientras el modo común sea rechazado dentro del rango de frecuencias de interés.

Los circuitos de microondas con rechazo de modo común pueden ser englobados dentro de dos grandes grupos. En el primer grupo, el rechazo de modo común se lleva a cabo sobre estructuras de líneas acopladas clásicas en tecnología microtira, como la que se observa en figura 2.7. Hay muchas estrategias distintas dentro de este grupo, por ejemplo, en la figura 2.8 se propone un filtro de banda eliminada para el modo común compuesto por varios inductores impresos sobre tecnología *LTCC* (del inglés, *Low Temperature Co-fired Ceramic*), diseñado para operar a frecuencias de 1 GHz. En la misma imagen podemos ver el comportamiento (simulado) de dicho diseño. Se consigue suprimir el coeficiente de transmisión del modo común ( $S_{cc21}$ ) por debajo de los 10 dB con un ancho de banda absoluto de unos 1.35 GHz mientras el coeficiente de transmisión del modo diferencial ( $S_{dd21}$ ) no se ve afectado [10].

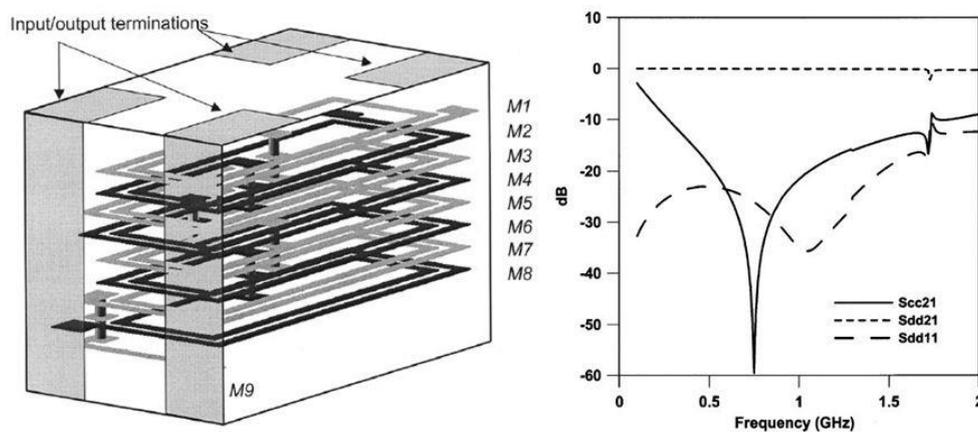


Figura 2.8: Vista en tres dimensiones de filtro de modo común en tecnología LTCC (izquierda) y resultados simulados (derecha).

Otro método muy empleado dentro de este primer grupo son las líneas con plano de masa ranurado (*DGS*) que presentan en su plano de masa alguna modificación, usualmente en forma de ranura. Este tipo de estructuras entran dentro de la definición de líneas de transmisión artificiales y nosotros nos centraremos exclusivamente en ellas a lo largo del

trabajo. En la figura 2.9 tenemos un ejemplo de este tipo [11]. En la figura se observan un par de líneas acopladas *microstrip* cuyo plano de masa ha sido modificado mediante dos ranuras en forma de “u” y otra en forma de “h”. El patrón, que se comporta como un resonador LC y suprime el modo común a la frecuencia de resonancia de dicho resonador. Podemos ver que este diseño presenta un buen ancho de banda a 10 dB, de unos 3 GHz, sin embargo, se aprecia un deterioro en la transmisión de la señal diferencial, ya que, aunque la tecnología *DGS* permite trabajar a frecuencias relativamente altas, conforme aumenta la misma también lo hacen las pérdidas por radiación al estar la estructura abierta en el plano de masa.

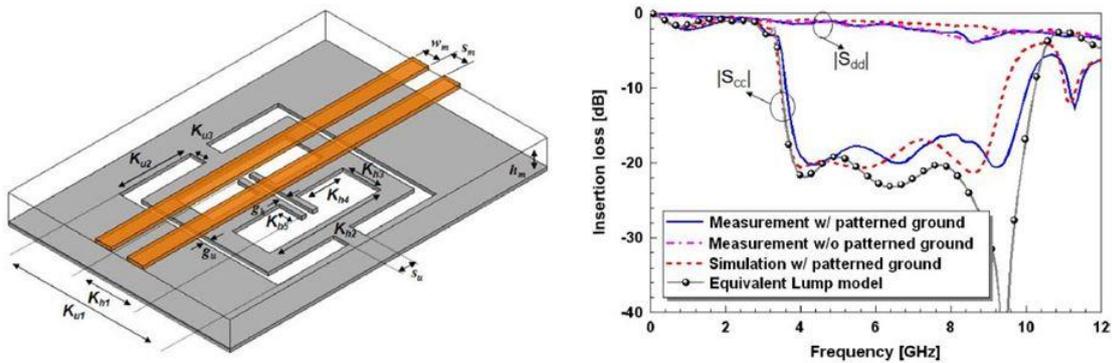


Figura 2.9: Filtro de modo común usando ranuras de patrones acoplados en el plano de masa [11].

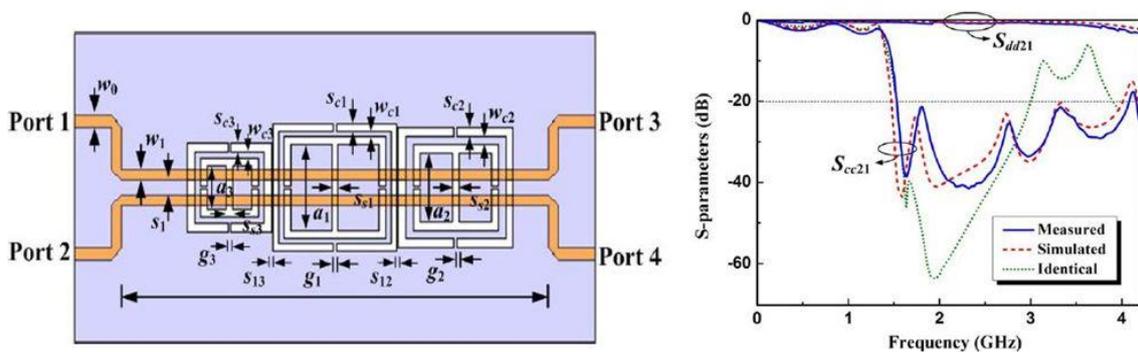
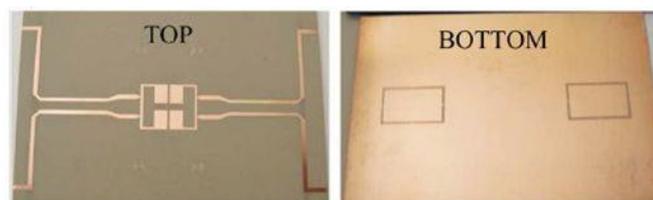


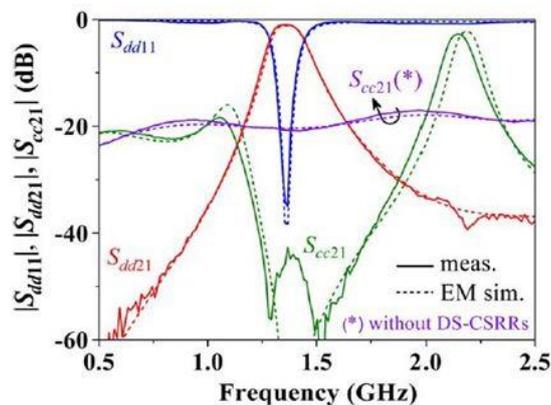
Figura 2.10: Filtro de modo común basado en tecnología S-DBCSRR [12].

Otro ejemplo de este tipo de estructuras lo encontramos en la figura 2.10. En este caso tenemos tres resonadores, con frecuencias de resonancia distintas pero próximas, en

tecnología S-DBCSRR (del inglés, *Slot-Double Slit Complementary Split-Ring Resonator*). Con el correcto acoplamiento de los resonadores se consigue un ancho de banda 20 dB superior al que se conseguiría con tres resonadores idénticos [12]. Por lo general, los filtros de supresión de modo común basados en técnicas de plano de masa ranurado permiten trabajar a frecuencias altas (de hasta 10 GHz), con buen ancho de banda y un bajo coste de producción, sin embargo pueden presentar pérdidas importantes a muy altas frecuencias. Recientemente se ha publicado un artículo en el que se revisan diferentes técnicas para la supresión del modo común en este tipo de filtros



(a)



(b)

Figura 2.11: (a) Layout de filtro diferencial con optimización de la supresión de modo común mediante DS-CSRR. (b) Respuesta simulada y medida [13].

El segundo grupo en el que encontramos líneas acopladas con rechazo de modo común es algo distinto. Básicamente, consiste en conectar en cascada las líneas de rechazo con algún tipo de filtro balanceado en el que también se realiza un filtrado de la señal diferencial. La estrategia que se emplea es la de diseñar las líneas de rechazo para que supriman el modo común dentro del rango de frecuencias en las que el filtro diferencial permite la transmisión

de la señal diferencial (normalmente suelen ser filtros balanceados de banda pasante para el modo diferencial). Dicha supresión se puede conseguir usando estructuras con defectos en el plano de masa que actúan como resonadores acoplados. En [13] los autores proponen la supresión del modo común en un filtro diferencial paso banda compuesto de dos *FSIR's* (del inglés, *Folded Stepped-Impedance Resonators*) eléctricamente acoplados (véase la figura 2.12) cargando ambos puertos con líneas balanceadas con anillos resonantes *DS-CSRR* (del inglés, *Double Slit Complementary Split-Ring Resonator*) en el plano de masa (véase la figura 2.12). En la figura se observa cómo la inclusión de las líneas no afecta a la señal diferencial, mientras que el coeficiente de transmisión del modo común ( $S_{cc21}$ ) se ha reducido desde los 20 dB hasta por debajo de los 40 dB. Recientemente se ha publicado un trabajo de revisión sobre filtros de modo común basados en estructuras DGS y líneas artificiales, donde el lector puede encontrar más información que la contenida en esta memoria [14].

En la siguiente sección se llevará a cabo un estudio comparativo de diversas líneas de transmisión artificiales basadas en tecnología *microstrip*, donde la supresión del modo común se obtiene realizando algún tipo de perturbación en el plano de masa (tecnología *DGS*).

# 3. Estudio comparativo de líneas *microstrip* artificiales

## 3.1 Metodología

Para llevar a cabo nuestro estudio emplearemos como principal herramienta el software de simulación *Keysight ADS Momentum* [15]. Este simulador permite modelar y analizar circuitos planos en tecnología plana, ya sean multicapa o no (en el argot suele decirse que es un simulador del tipo 2.5D). Mediante el método de los momentos se analiza el comportamiento electromagnético de dichas estructuras en el dominio de la frecuencia.

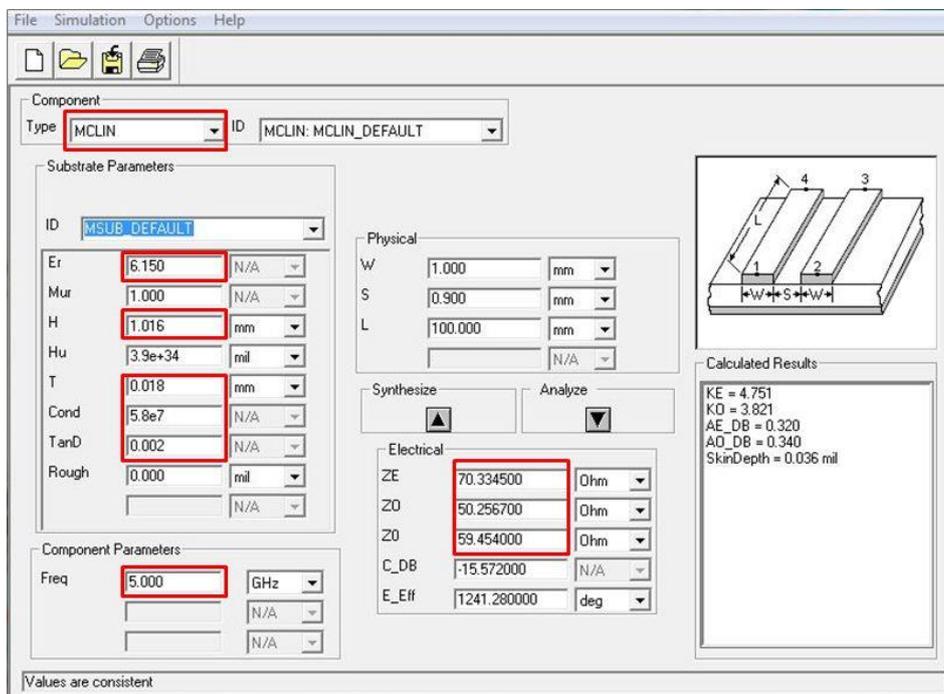


Figura 3.1: Herramienta *LineCalc* de *ADS Momentum*.

Dentro del simulador, la herramienta *LineCalc* (figura 3.1) permite diseñar líneas *microstrip* acopladas eligiendo la opción “MCLIN” (*Microstrip Coupled Line*). En “Substrate Parameters” podemos introducir las características físicas del sustrato en el que se va a fabricar la línea:

Er: Permitividad eléctrica.

H: Espesor del sustrato.

T: Espesor de la capa metalizada.

Cond: Conductividad del metal.

TanD: Pérdidas tangenciales.

En “Component Parameters” se puede seleccionar la frecuencia a la que va a trabajar la línea. El apartado “Electrical” nos permite definir las propiedades eléctricas de la línea como la impedancia del modo par “ZE”, la del modo impar “ZO” y la impedancia característica de la línea “Z0”.

Empezaremos por diseñar un par de líneas acopladas convencionales en tecnología microtira para luego ir añadiendo distintos tipos de DGS y ver su efecto sobre los dos modos propagativos de interés. Para implementar y fabricar nuestras líneas hemos elegido el sustrato TC600 cuyas características son  $\epsilon_r = 6.15$ ,  $H = 1.016$  mm,  $T = 0.018$  mm,  $\sigma = 5.8 \cdot 10^7$  S  $\cdot$  m<sup>-1</sup> y  $\text{Tan}(\delta) = 0.002$ . En circuitos de microondas es frecuente encontrar líneas adaptadas para una impedancia de  $50 \Omega$ , y es el valor que vamos a tomar. Puesto que queremos adaptar la señal diferencial (modo impar) seleccionamos un valor de  $Z_{0o} = 50 \Omega$ , mientras que para la impedancia par se toma un valor mayor, en nuestro caso  $Z_{0e} = 70 \Omega$ . Con esto obtenemos una línea compuesta por un par de tiras de grosor  $W = 1$  mm y una separación entre líneas de  $S = 0.9$  mm.

Una vez terminado el diseño de las diversas líneas que se van a tratar, se pasó a fabricar las líneas más relevantes. Estas se han fabricado sobre el sustrato TC600, cuyas propiedades eléctricas son las ya comentadas, por medio de una fresadora láser. Las medidas se han llevado a cabo con un analizador de redes vectorial (véase la figura 3.2).



Figura 3.2: Montaje para la medida de las líneas con el analizador de red.

A continuación se llevará a cabo el estudio y comparación de diversas líneas *microstrip* acopladas con plano de masa ranurado.

### 3.2 Defectos tipo *dumbbell*

La primera línea artificial que vamos a tratar se basa en el diseño propuesto en [16]. Por medio de defectos en forma de mancuernas (en inglés, *dumbbell*) en el plano de masa se obtiene la supresión del modo común (véase la figura 3.3).

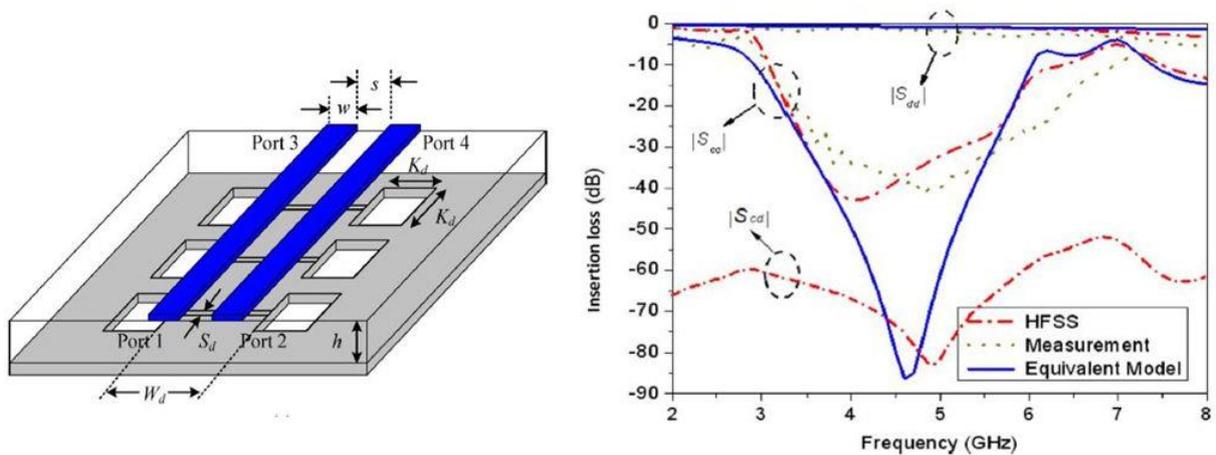


Figura 3.3: Líneas *microstrip* acopladas y cargadas con *DGS* tipo *dumbbell* (izquierda). Pérdidas de inserción  $|S_{ad}|$ ,  $|S_{cc}|$  y  $|S_{cd}|$  (derecha) [16].

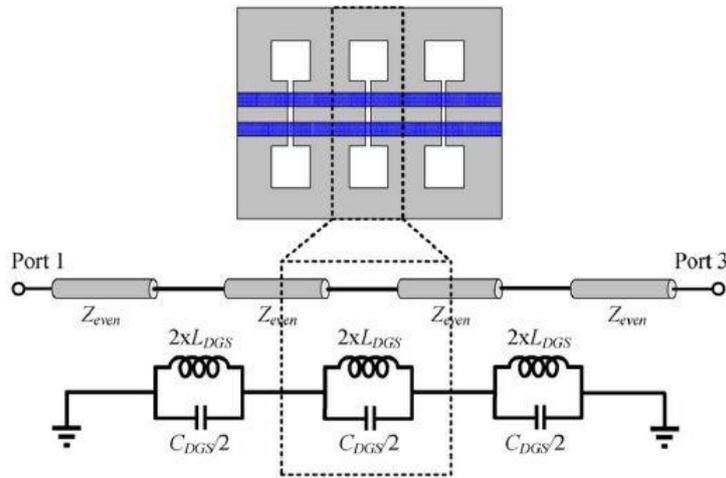


Figura 3.4: Modelo de circuito equivalente según [16].

La corriente que va por el plano de masa en el modo común se ve obligada a circular alrededor de las regiones correspondientes a los huecos rectangulares más anchos de las mancuernas, generando así una inductancia. Por otro lado, a través del gap que constituye la barra de la mancuerna, fluye una corriente de desplazamiento, generándose así una cierta capacidad. La mancuerna se comporta, por lo tanto, como un resonador LC (en paralelo) cuya frecuencia de resonancia se puede ajustar variando las dimensiones de las mancuernas (esto es algo general para todas las estructuras ranuradas que se van a usar en este trabajo). En la figura 3.4 se muestra el modelo de circuito equivalente para el modo común, que consiste en una línea de transmisión convencional con impedancia de entrada  $Z_{even}$  y un resonador LC en el plano de masa. La frecuencia de resonancia viene dada, en primera aproximación, por:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L_{DGS}C_{DGS}} \quad (14)$$

Este es un estudio comparativo entre distintos diseños de líneas con defectos en el plano de masa, por lo que sólo nos interesa comparar cómo afectan dichos defectos a la línea, y no cómo afecta el sustrato o el que la frecuencia de operación de la línea tenga un valor u otro. Por lo tanto, todas las líneas que vamos a tratar están implementadas en el mismo sustrato (el mencionado anteriormente) y serán diseñadas para operar en torno a los 5 GHz. En la figura 3.5 se muestra un esquema y los resultados simulados de la línea sin

ningún defecto en el plano de masa. Se puede apreciar el pobre rechazo que existe en el modo común (no más de 0.5 dB). Veremos a continuación como introducir defectos en el plano puede solventar este problema.

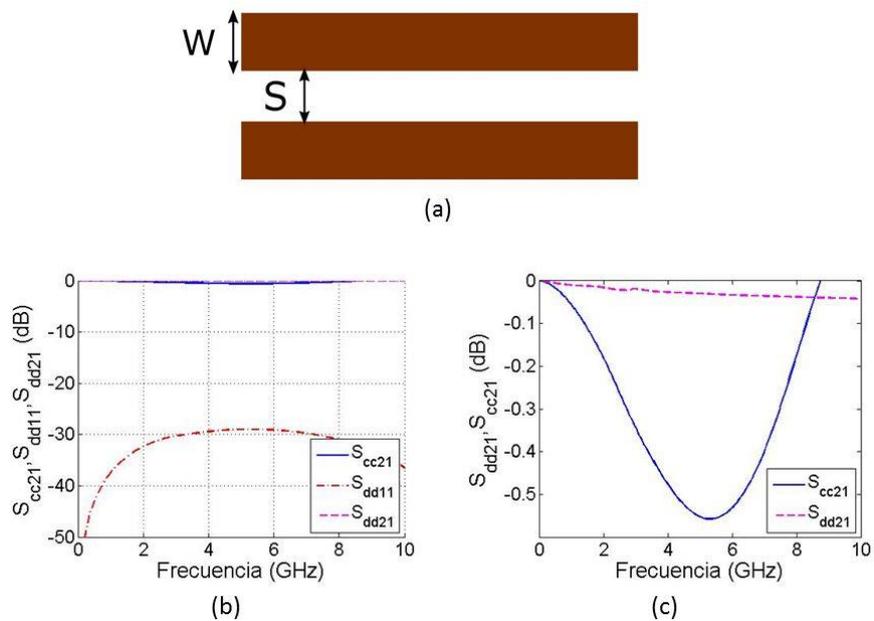


Figura 3.5: (a) Modelo esquemático de línea *microstrip* acoplada. (b) Parámetros  $S_{cc21}$ ,  $S_{dd21}$  y  $S_{dd11}$ . (c) Parámetros  $S_{cc21}$  y  $S_{dd21}$ . Dimensiones:  $W=1$  mm y  $S=0.9$  mm.

Partiendo del diseño presentado en [16], con ayuda del simulador electromagnético variamos las dimensiones de la mancuerna para obtener una frecuencia de resonancia de unos 5 GHz. Se obtienen de este modo las dimensiones dadas en la figura 3.6.

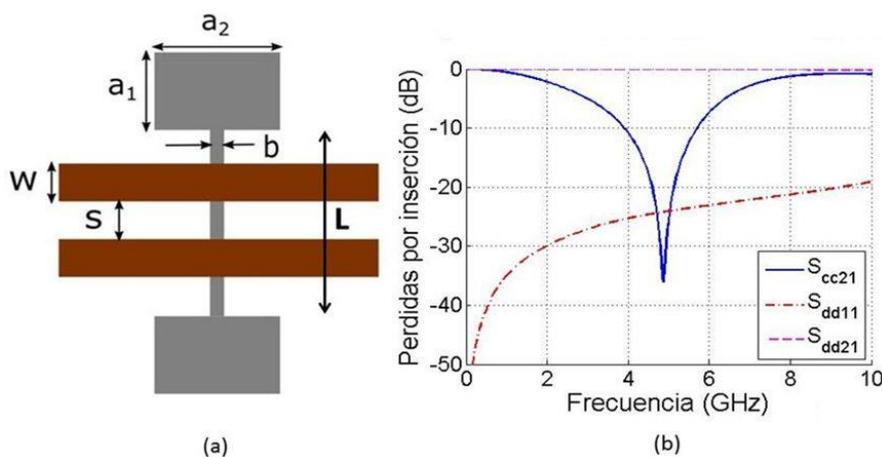


Figura 3.6: (a) Modelo esquemático de línea *microstrip* con resonador tipo *dumbbell*. (b) Simulación de las pérdidas de inserción. Dimensiones:  $W=1$  mm,  $S=0.9$  mm,  $L=5$  mm,  $a_1 = 3$  mm,  $a_2 = 4$  mm y  $b=0.2$  mm.

Si ahora colocamos más de un resonador (separados por una pequeña distancia) como se muestra en la figura 3.7, estos se acoplan inductivamente. Las corrientes que circulan en torno a un resonador generan campos magnéticos que afectan a las corrientes que circulan por el otro resonador. De este modo, según la teoría de resonadores acoplados, en lugar de una única frecuencia de resonancia se obtienen tres frecuencias próximas entre sí.

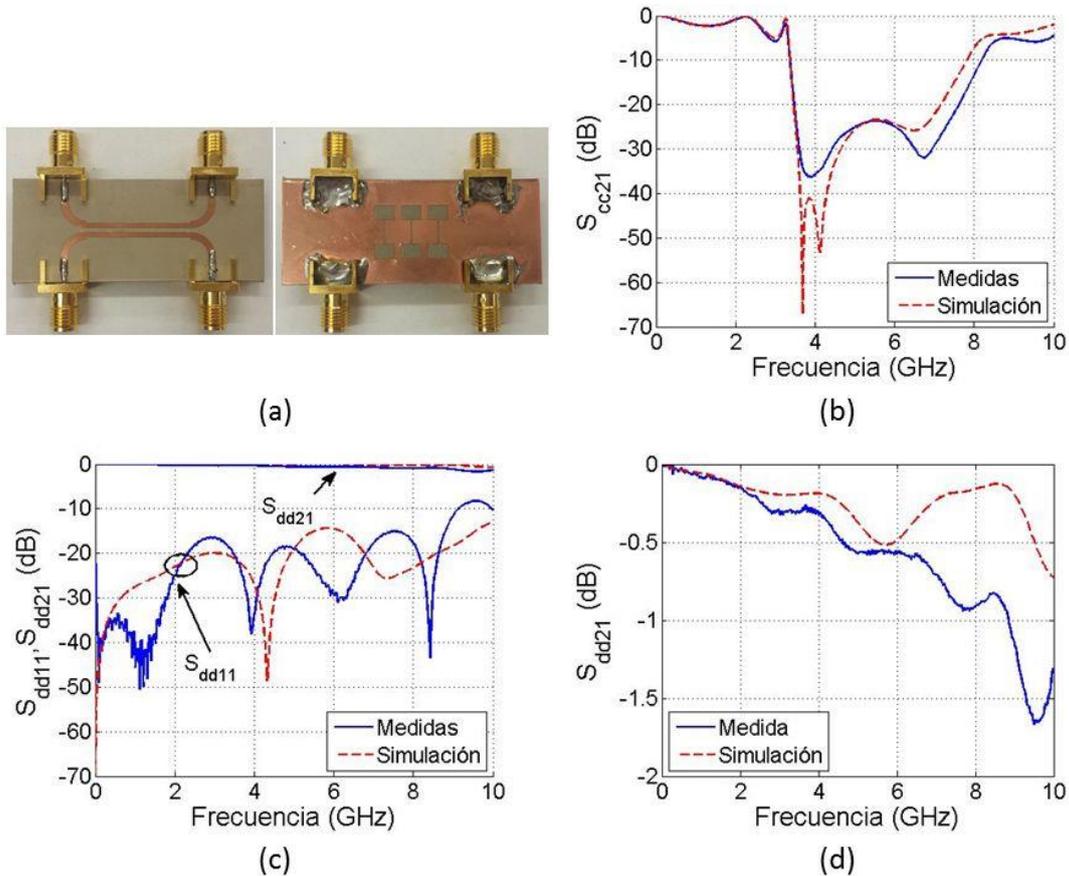


Figura 3.7: (a) Fotografía de líneas diferenciales cargadas con tres resonadores tipo *dumbbell*. (b) Simulación y medida de  $S_{cc21}$ . (c) Simulación y medida de  $S_{dd11}$  y  $S_{dd21}$ . (d) Simulación y medida de  $S_{dd21}$ .

Cuanto más próximos estén los resonadores mayor será el acoplo entre los mismos y, por tanto, el ancho de banda de rechazo también será mayor. No obstante hay que tener en cuenta que, si están demasiado cerca, el coeficiente de transmisión de modo común ( $S_{cc21}$ ) podría alcanzar valores superiores a -20 dB entre una frecuencia de resonancia y la siguiente (es decir, si los ceros están muy alejados entre ellos pueden aparecer picos de transmisión del modo común). Por lo tanto, tenemos siempre que encontrar una relación de compromiso entre ancho de banda y nivel de rechazo. Tras hacer simulaciones para diversas distancias, la que proporcionaba mejor compromiso entre ancho de banda y nivel de rechazo es de 5.5 mm (de centro a centro) entre cada resonador *dumbbell*.

Con las características descritas en el párrafo anterior obtenemos un ancho de banda a 20 dB de 4.2 GHz. El nivel de rechazo está en torno a -22 dB para un ancho de banda de unos 3.9 GHz (desde 3.5 hasta 7.4 GHz) y el tamaño del dispositivo es de 15 mm de largo y 11 de ancho, lo que hace una superficie de 165 mm<sup>2</sup>. Se observa que la transmisión diferencial no se ve afectada significativamente, con unas pérdidas de inserción que no sobrepasan 1 dB en el ancho de banda considerado. El decaimiento de la señal es principalmente por las pérdidas de radiación, debido a la presencia del plano de masa ranurado, que actúa como una antena poco eficiente.

La siguiente tabla resume los resultados obtenidos:

	Simulación EM	Medidas
Ancho de banda (a 20 dB)	3.8 GHz (76%)	4.2 GHz (84%)
Dimensiones	15 mm x 11 mm (165 mm <sup>2</sup> )	
Nivel de rechazo (a 5 GHz)	25 dB	25 dB
Transmisión diferencial en el ancho de banda considerado	No decae a más de 0.6 dB	No decae a más de 1 dB

Tabla 3.1: Características de la línea con tres resonadores *dumbbell*.

Partiendo de la relación (14), proponemos un nuevo modelo en el que se aumenta la capacidad  $C_{DGS}$  por medio de un condensador interdigital. De esta forma, se espera poder reducir considerablemente el tamaño de la línea. Se deben reducir los parámetros  $a_1$ ,  $a_2$  y  $L$  para mantener la frecuencia de resonancia cerca de 5 GHz (figura 3.8).

Con este nuevo modelo se reducen, efectivamente, las dimensiones de la línea. No obstante, se observa una asimetría en el coeficiente de transmisión de modo común debido, posiblemente, a que el condensador interdigital no respeta la simetría de la estructura, por lo que deja de ser una línea perfectamente balanceada. De nuevo, estudiemos la línea formada por tres de estos resonadores (figura 3.9).

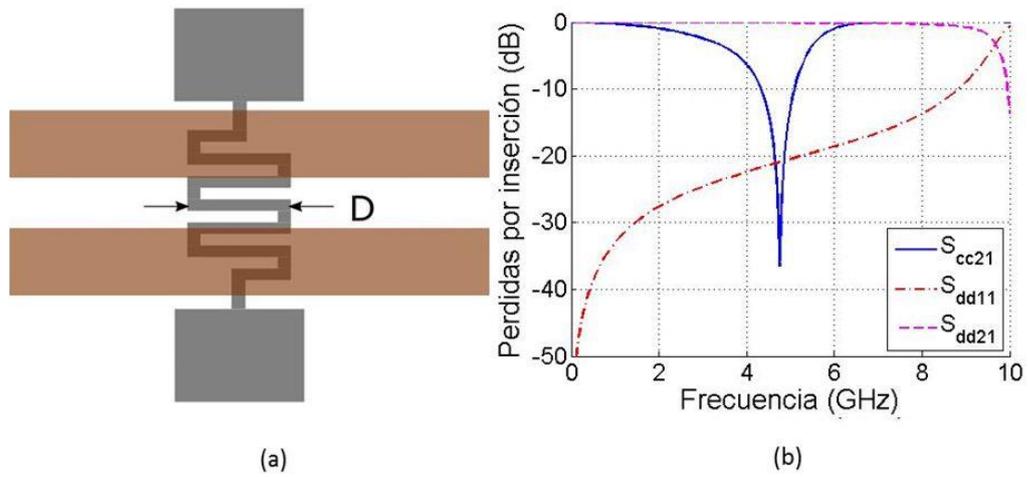


Figura 3.8: (a) Resonador tipo *dumbbell* con condensador interdigital. (b) Simulación de las pérdidas de inserción. Dimensiones:  $W=1$  mm,  $S=0.9$  mm,  $L=3.4$  mm,  $a_1 = 2$  mm,  $a_2 = 2.5$  mm,  $b = 0.2$  mm y  $D=2.4$  mm.

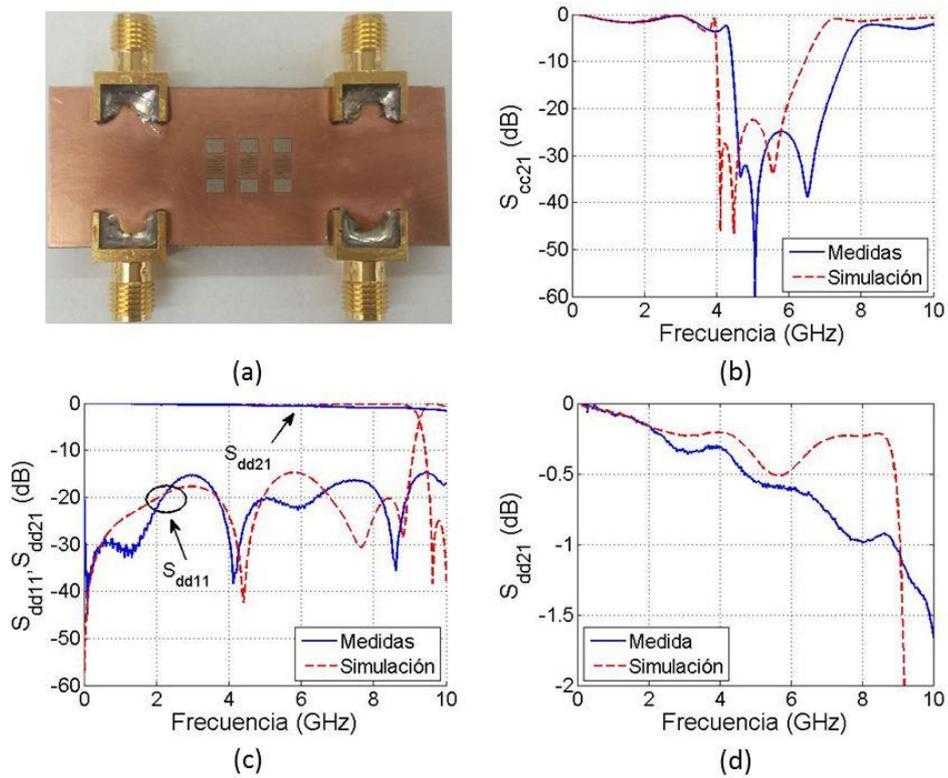


Figura 3.9: (a) Líneas fabricadas con tres resonadores *dumbbell* con condensadores interdigitales. (b) Simulación y medida de  $S_{cc21}$ . (c) Simulación y medida de  $S_{dd11}$  y  $S_{dd21}$ . (d) Simulación y medida de  $S_{dd21}$ .

La distancia que se ha tomado entre los resonadores es de 4.5 mm. El tamaño de la línea es de 11.5 mm de largo y 7.4 mm de ancho (con una superficie de 85.1 mm<sup>2</sup>, esto es, se ha conseguido reducir el tamaño del dispositivo casi en un 50%), un ancho de banda a 20 dB de 1.8 GHz y un nivel de rechazo a 5 GHz de unos 25 dB. La transmisión diferencial se ve claramente afectada en este caso, llegando a caer súbitamente a partir de los 9 GHz, aunque dentro de nuestro ancho de banda útil se comporta bastante bien, sin bajar de -1 dB. La tabla 3.2 recoge los valores obtenidos.

	Simulación EM	Medidas
Ancho de banda (a 20 dB)	1.85 GHz (37 %)	2.5 GHz (50%)
Dimensiones	11.5 mm x7.4 mm (85.1 mm <sup>2</sup> )	
Nivel de rechazo (a 5 GHz)	En torno a 22 dB	Más de 30 dB
Transmisión diferencial en el ancho de banda considerado	No decae a más de 0.6 dB	No decae a más de 1 dB

Tabla 3.2: Características de la línea con tres resonadores *dumbbell* con condensadores interdigitales.

Comparando esta línea con la de resonadores *dumbbell* sin condensadores interdigitados de la figura 3.7(a) se aprecia que, aunque ciertamente se pueden disminuir apreciablemente las dimensiones, el ancho de banda y la transmisión diferencial se ven afectadas negativamente y, en menor medida, el nivel de rechazo también se deteriora un poco. Para comprender el que esto sea así, partimos de las relaciones siguientes para un circuito resonante RLC paralelo.

$$Q = R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad ; \quad \Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q} \quad (15)$$

donde  $Q$  es el factor de calidad y  $R$  sería, en nuestro caso, la impedancia característica de la línea, que es un valor fijo. De estas expresiones vemos que para un menor factor de calidad mayor será el ancho de banda, y que para disminuir el factor de calidad hay que disminuir la capacidad y al mismo tiempo aumentar la inductancia (manteniendo el producto de ambas constant para mantener la frecuencia de resonancia fija a 5GHz), que es lo contrario de lo que se hace al incorporar el condensador interdigital y reducir el tamaño de los resonadores con forma de mancuerna. Por tanto, aunque aumentar la capacidad permite reducir el

tamaño, para mantener el factor de calidad fijo habría que aumentar también la inductancia, lo que haría disminuir la frecuencia de resonancia (expresión (14)).

### 3.3 Defectos en forma de U

La siguiente línea artificial que vamos a estudiar ha sido propuesta en [16], donde la supresión del modo común se obtiene mediante un defecto en el plano de masa en forma de U (figura 3.10). Es intuitivo ver que el mecanismo de operación es muy similar al de las líneas con defectos tipo *dumbbell*. La corriente circula alrededor de la “herradura” generando una inductancia, mientras que la capacidad está controlada principalmente por el *gap* vertical. Ajustando correctamente los valores de los parámetros dados en la figura 3.10 (a) obtenemos el pico de resonancia a 5 GHz.

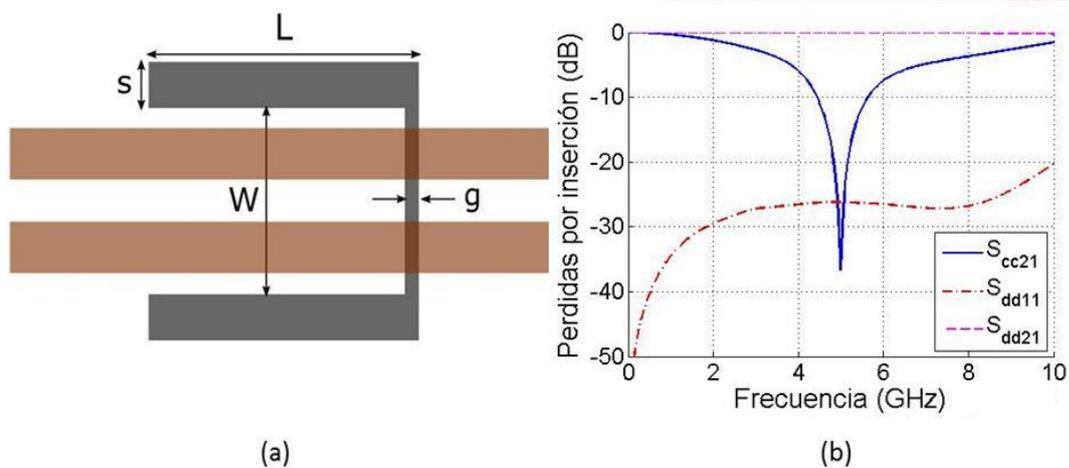


Figura 3.10: (a) Resonador en forma de U. (b) Resultados simulados de  $|S_{cc21}|$ ,  $|S_{dd11}|$  y  $|S_{dd21}|$ . Dimensiones:  $W=4.4$  mm,  $L=5.5$  mm,  $s=1$  mm y  $g = 0.2$  mm.

Nuevamente acoplamos tres resonadores para obtener una línea con un mayor ancho de banda y procedemos a compararla con las líneas anteriores (figura 3.11 (a)). El acoplo será principalmente inductivo, como en el caso anterior. Como se observa en la figura 3.11 (b) el acoplo es suficientemente bueno para una distancia entre resonadores (de centro a centro) de 6.5 mm, el ancho de banda a 20 dB es de 2.6 GHz y el nivel de rechazo a 5 GHz está en torno a -37 dB. La transmisión diferencial es bastante buena dentro del ancho de

banda considerado, sin llegar a bajar de -0.8 dB y solo empieza a decaer significativamente a partir de los 10 GHz.

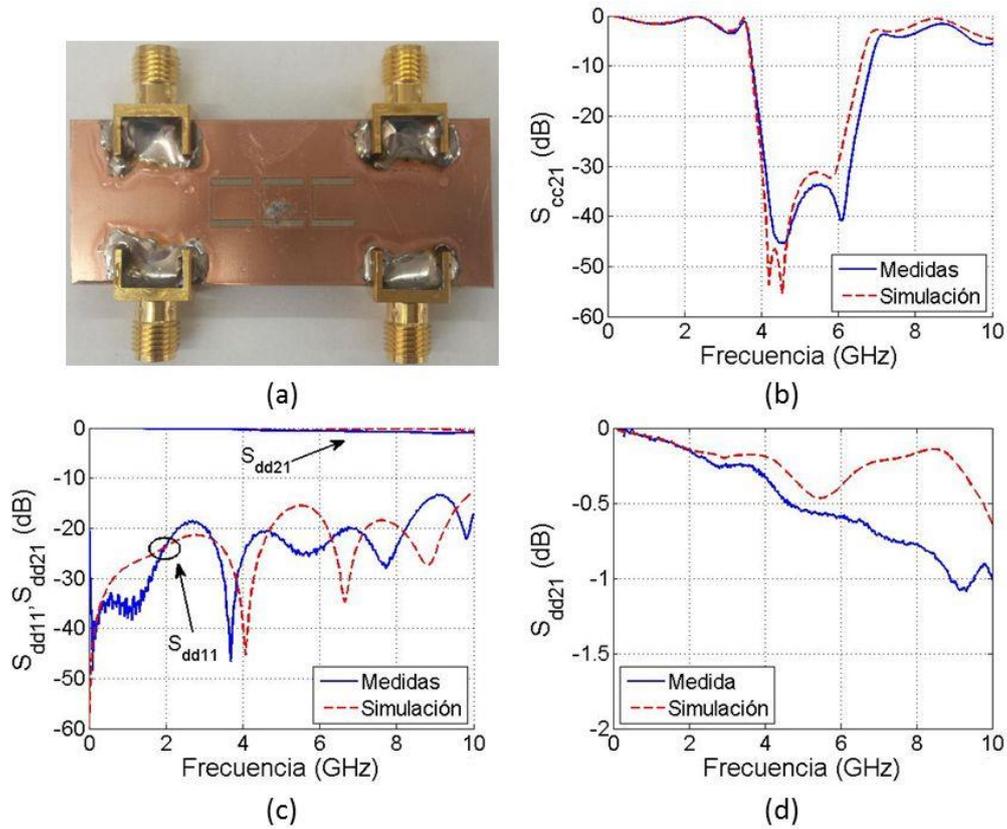


Figura 3.11: (a) Línea con tres resonadores tipo U. (b) Simulación y medida de  $S_{cc21}$ . (c) Simulación y medida de  $S_{dd11}$  y  $S_{dd21}$ . (d) Simulación y medida de  $S_{dd21}$ .

	Simulación EM	Medidas
Ancho de banda (a 20 dB)	2.35 GHz (47 %)	2.6 GHz (52 %)
Dimensiones	18.5 mm x 6.4 mm (118.4 mm <sup>2</sup> )	
Nivel de rechazo (a 5 GHz)	34 dB	37 dB
Transmisión diferencial en el ancho de banda considerado	No decae a más de 0.6 dB	No decae a más de 0.8 dB

Tabla 3.3: Características de la línea con tres resonadores en forma de U.

La principal ventaja que observamos en esta línea es el nivel de rechazo de modo común (de hasta -37 dB en los 5 GHz), superior a las líneas anteriores. Sin embargo, no presenta ninguna ventaja en lo que respecta al tamaño de la línea, con una longitud total de 17.5 mm y una anchura de 6.4 mm, su superficie es de 112 mm<sup>2</sup>, lo que la hace ligeramente más compacta que la línea de resonadores *dumbbell*. Su ancho de banda es bastante bueno (del 46 % a 20dB) y la transmisión diferencial no se ve afectada por los resonadores dentro del ancho de banda considerado.

Podríamos pensar en sustituir el *gap* por un condensador interdigital, pero el acoplo inductivo de los resonadores se vería significativamente afectado. Una estrategia mejor sería la mostrada en [11], donde dos resonadores en forma de U se acoplan con un resonador en forma de H, permitiendo obtener un filtro compacto, con un buen nivel de rechazo, ancho de banda y pocas pérdidas por inserción.

### **3.4 Complementary Split-Ring Resonators**

La siguiente estructura que vamos a estudiar se basa en el modelo presentado en [13] de anillos resonantes complementarios CSRR (del inglés, *Complementary Split-Ring Resonators*). El término “complementario” hace referencia a que los resonadores están grabados con ranuras en el plano de masa, en lugar de estar implementados mediante las tiras conductoras (estructura complementaria). Los resonadores tienen forma de anillos abiertos que se acoplan principalmente de forma capacitiva. La principal ventaja que muestra esta estructura es su alto nivel de rechazo de modo común y su nivel de compactidad (reducido tamaño eléctrico). Ajustamos las dimensiones del resonador para llevar la frecuencia de resonancia a los 5 GHz (véase la figura 3.12).

Una vez diseñado el resonador con la frecuencia de resonancia deseada en el sustrato que estamos considerando, construimos nuestra línea con tres resonadores y estudiamos sus principales características (figura 3.13).

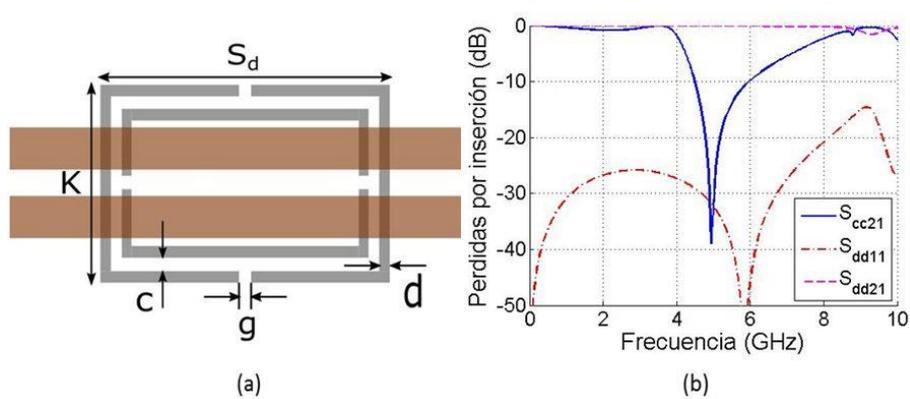


Figura 3.12: (a) Resonador *DS-CSRR*. (b) Simulación de pérdidas por inserción. Dimensiones:  $S_d = 7.2$  mm,  $K=4.5$  mm,  $c=0.2$  mm,  $d=0.2$  mm y  $g = 0.2$  mm.

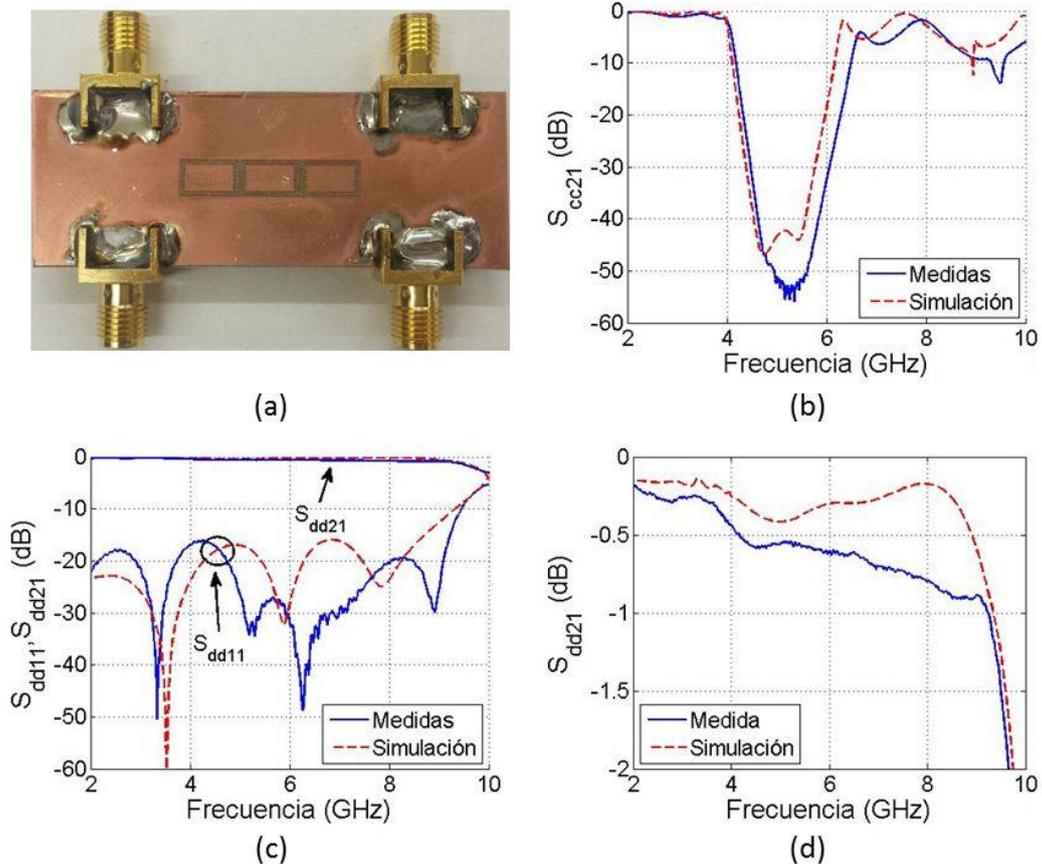


Figura 3.13: (a) Líneas fabricadas con tres resonadores *CSRR*. (b) Simulación y medida de  $S_{cc21}$ . (c) Simulación y medida de  $S_{dd11}$  y  $S_{dd21}$ . (d) Simulación y medida de  $S_{dd21}$ .

Vemos que tenemos un nivel de rechazo a 5 GHz de unos 50 dB, haciendo de esta estructura la de mayor nivel de rechazo de entre todas las tratadas hasta ahora. El ancho de

banda a 20 dB es de unos 2 GHz, esto es, un ancho de banda porcentual del 40% lo que es comparable al modelo mostrado en la figura 3.9, pero con un nivel de rechazo muy superior. Dentro del ancho de banda a 20 dB, las pérdidas de inserción diferenciales no pasan de 0.8 dB, por lo que también tenemos un buen comportamiento en este aspecto, aunque a partir de los 9 GHz la transmisión diferencial se deteriora rápidamente. Las dimensiones de la línea son de 22 mm de largo y 4.5 mm de ancho. Con una superficie de 99 mm<sup>2</sup> es también de las estructuras más compactas. La tabla 3.4 resume todo lo mencionado.

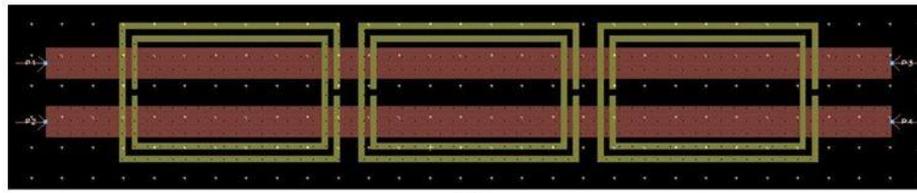
	Simulación EM	Medidas
Ancho de banda (a 20 dB)	1.8 GHz (36%)	2 GHz (40%)
Dimensiones	22 mm x 4.5 mm (99 mm <sup>2</sup> )	
Nivel de rechazo (a 5 GHz)	44 dB	50 dB
Transmisión diferencial en el ancho de banda considerado	No decae a más 0.5 dB	No decae a más 0.8 dB

Tabla 3.4: Características de la línea con tres resonadores *CSRR*.

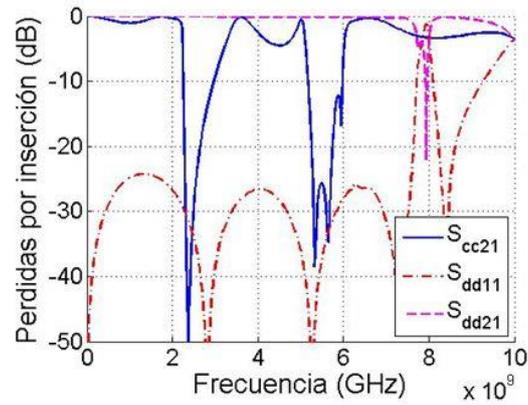
A la vista de todo lo anterior, esta línea es ideal si lo que interesa es el nivel de rechazo y la compacidad, con un ancho de banda aceptable para muchas aplicaciones.

Consideramos ahora una estructura muy similar a la anterior, pero quitando las dos ranuras verticales del anillo externo (figura 3.14 (a)). Esto hará aumentar la inductancia del resonador, por lo que también afectará a la frecuencia de resonancia (considerando las mismas dimensiones que en la línea anterior).

Para las mismas dimensiones que la línea de la figura 3.13 (a) (22 mm x 4.5 mm) vemos que la frecuencia de resonancia está aproximadamente en los 2.5 GHz. Esto nos da a entender que podemos reducir considerablemente el tamaño de los resonadores (reduciendo así su capacidad). No obstante, al no mantener el cociente  $C/L$  constante también es de esperar que se pierda en ancho de banda. En la figura 3.15 se muestra el resonador con las dimensiones ajustadas para operar en los 5 GHz.

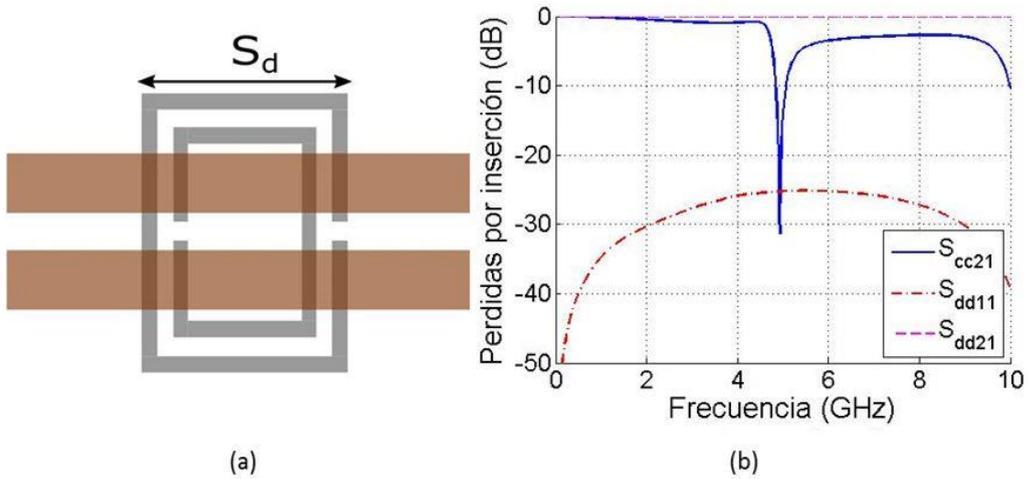


(a)



(b)

Figura 3.14: (a) Resonadores CSRR con dos aperturas. (b) Simulación de pérdidas de inserción.



(a)

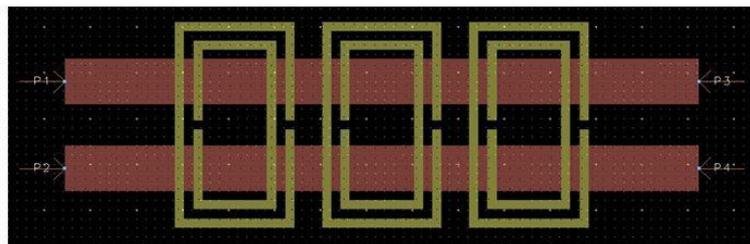
(b)

Figura 3.15: (a) Resonador de dos aperturas. (b) Simulación de las pérdidas de inserción.  
Dimensiones:  $S_d = 2.6$  mm.

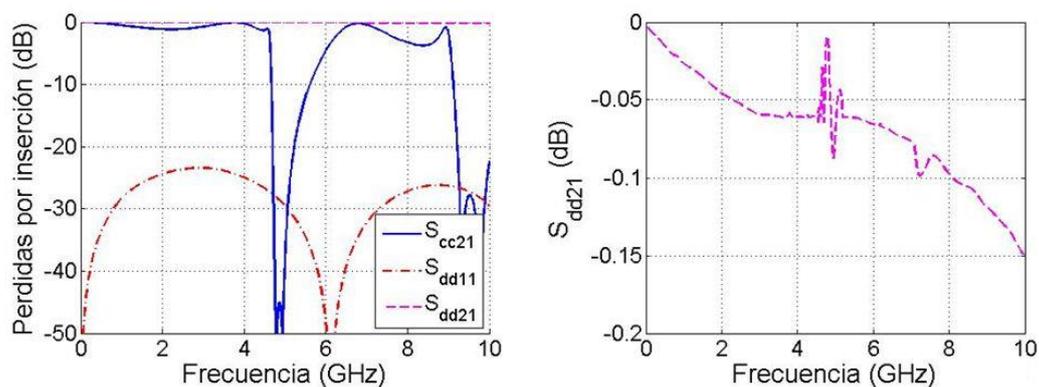
Se ha conseguido reducir la longitud del resonador desde 7.2 mm a 2.6 mm, lo cual es una mejora considerable. La figura 3.16 muestra la línea con tres resonadores.

Tal como se esperaba se ha obtenido una línea muy compacta, de tan solo 9 mm de largo y 4.5 mm de ancho, con un nivel de rechazo excelente (mayor que 40 dB), sin embargo

el ancho de banda porcentual es solo del 10 %, lo que limita bastante las aplicaciones de esta línea en comparación con las anteriores. En la figura 3.16 (b), si bien se observa algo de acoplo del modo común al diferencial, la transmisión diferencial no decae a más de 0.15 dB (se ha simulado sin los accesos, ya que esta línea no se va a fabricar) en el rango de interés, teniendo por lo tanto un buen comportamiento de la señal diferencial. Una alternativa para reducir la capacidad del resonador sin deteriorar tanto el ancho de banda podría ser la de aumentar el grosor de los anillos (parámetro “d” en la figura 3.12), sin embargo esto haría aumentar el tamaño de la línea, lo que siempre es un inconveniente. No obstante, para aplicaciones en las que prime obtener un circuito compacto con un elevado nivel de rechazo de modo común esta línea es una buena alternativa a las líneas anteriores. Buscaremos formas de mejorar el ancho de banda tratando de afectar en poca medida el resto de parámetros.



(a)



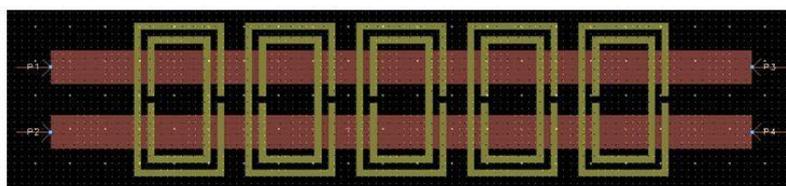
(b)

Figura 3.16: (a) Línea con tres resonadores *CSRR* de dos aberturas. (b) Pérdidas de inserción (izquierda). Transmisión diferencial (derecha).

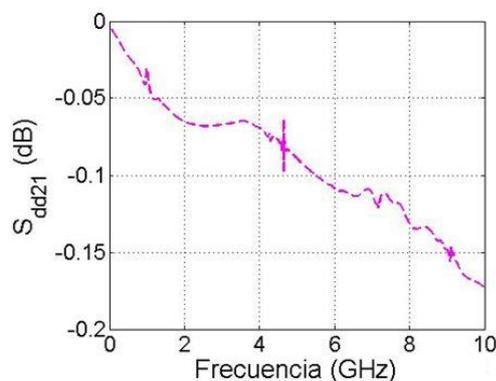
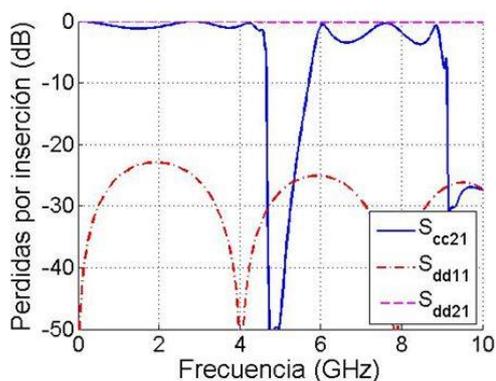
	Simulación EM
Ancho de banda (a 20 dB)	0.5 GHz (10%)
Dimensiones	9x4.5 mm (40.5 mm <sup>2</sup> )
Nivel de rechazo	Más de 40 dB
Transmisión diferencial	No decae a más de 0.15 dB

Tabla 3.5: Características de la línea con tres resonadores *CSRR* de dos aberturas.

En la línea de la figura 3.17 tenemos acoplados cinco resonadores idénticos con el objetivo de aumentar el ancho de banda sin deteriorar el nivel de rechazo. Esta estrategia también se puede emplear con las líneas anteriores, pero dada la ventaja que muestra este resonador (en relación a su tamaño) se ha optado por tomarla aquí.



(a)



(b)

Figura 3.17: (a) Línea con cinco resonadores *CSRR* de dos aberturas. (b) Simulación de las pérdidas de inserción (izquierda) y transmisión diferencial (derecha).

	Simulación EM
Ancho de banda (a 20 dB)	0.7 GHz (14%)
Dimensiones	15.4 mm x4.5 mm (69.3 mm <sup>2</sup> )
Nivel de rechazo	Más de 45 dB
Transmisión diferencial	No decae a más de 0.2 dB

Tabla 3.6: Características de la línea con cinco resonadores *CSRR* de dos aberturas.

Se ha conseguido aumentar el ancho de banda sin deteriorar el nivel de rechazo ni la transmisión diferencial, es más compacta que las líneas anteriores y su nivel de rechazo no está muy lejos del de la línea con resonadores *DS-CSRR*.

Otra alternativa sería la de acoplar resonadores con frecuencias de resonancia distintas, esto es, resonadores de distintos tamaños (figura 3.18). El tamaño de la línea será el mismo que en el caso anterior (se acortan los resonadores de la izquierda en la misma medida en la que se alargan los de la derecha) y se espera un mayor incremento de ancho de banda que el obtenido mediante acoplamiento de resonadores idénticos.

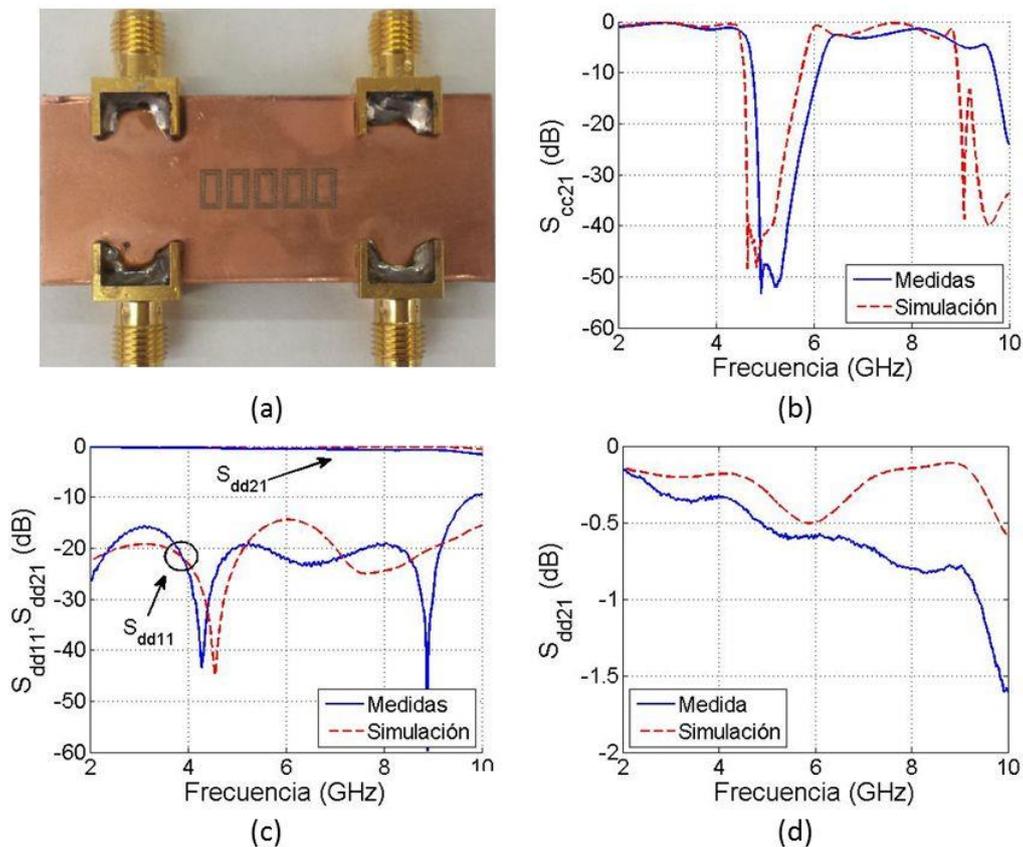


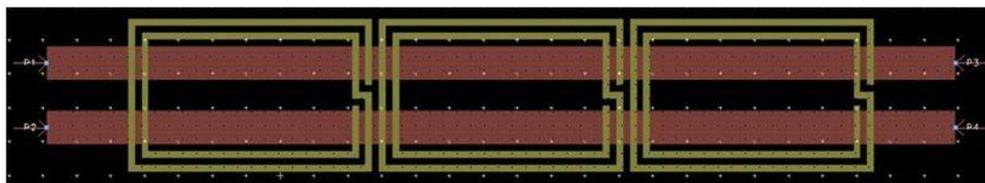
Figura 3.18: (a) Línea fabricada con cinco resonadores *CSRR* de distinto tamaño. (b) Simulación y medida de  $S_{cc21}$ . (c) Simulación y medida de  $S_{dd11}$  y  $S_{dd21}$ . (d) Simulación y medida de  $S_{dd21}$ .

	Simulación EM	Medidas
Ancho de banda (a 20 dB)	0.9 GHz (18%)	1 GHz (20%)
Dimensiones	15.4 mm x 4.5 mm (69.3 mm <sup>2</sup> )	
Nivel de rechazo	Más de 42 dB	Más de 47 dB
Transmisión diferencial en el ancho de banda considerado	No decae a más de 0.6 dB	No decae a más de 0.7 dB

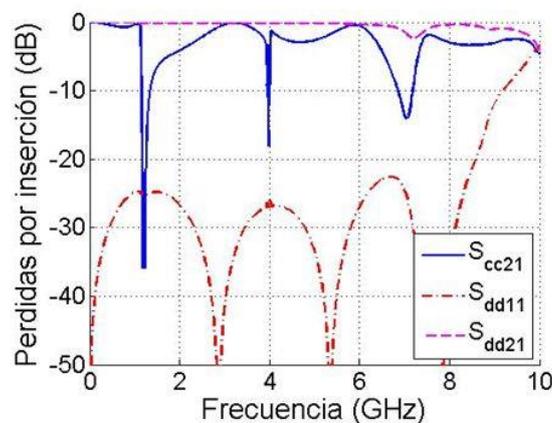
Tabla 3.7: Características de la línea con cinco resonadores *CSRR* de distinto tamaño.

A la vista de los resultados presentados en la tabla anterior, podemos decir que, usando resonadores asíncronos, se ha conseguido aumentar el ancho de banda sin afectar al resto de características, en comparación con el caso de resonadores síncronos acoplados.

La última línea que vamos a tratar se basa en el diseño propuesto en [18]. Este resonador tiene una inductancia mayor que la de los resonadores *CSRR* de cuatro y dos aperturas, pero su factor de calidad es menor. Aunque permitirá reducir el tamaño de la línea, ésta tendrá menor ancho de banda. Esta no es una línea balanceada estrictamente hablando, ya que no se guarda la simetría necesaria para ello (véase la figura 3.19), pero se espera que dicha asimetría no provoque un acoplamiento significativo del modo común al diferencial.



(a)



(b)

Figura 3.19: (a) Resonadores *SR*. (b) Simulación de las pérdidas de inserción.

La línea de la figura anterior tiene las mismas dimensiones que las presentadas en las figuras 3.13 y 3.14. Sin embargo, la primera frecuencia de resonancia está en 1.2 GHz, por lo que se espera que este resonador sea el más pequeño de entre todos los estudiados hasta ahora. Ajustando las dimensiones del resonador para llevar la frecuencia de resonancia a 5 GHz, obtenemos la estructura de la figura 3.20.

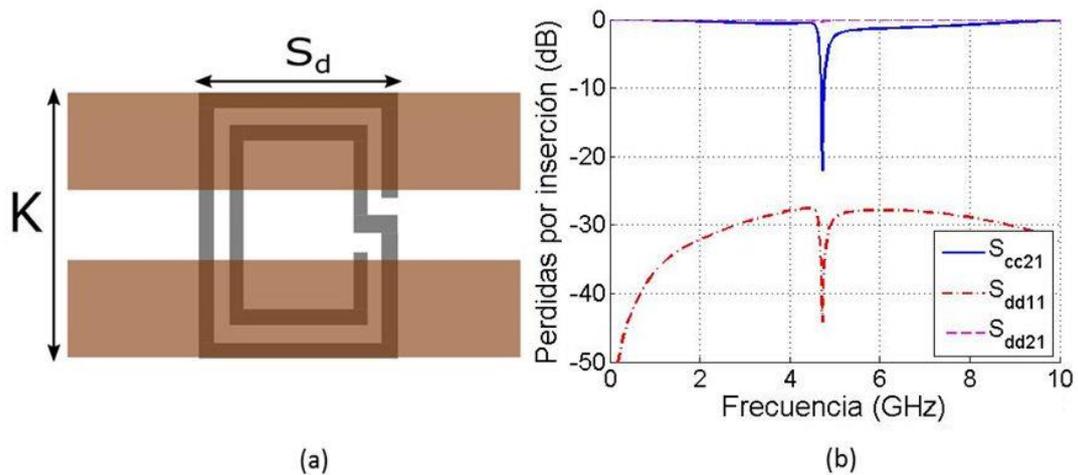
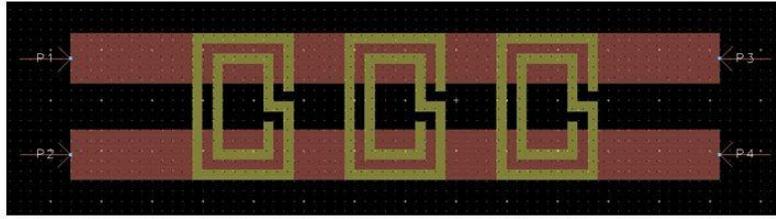


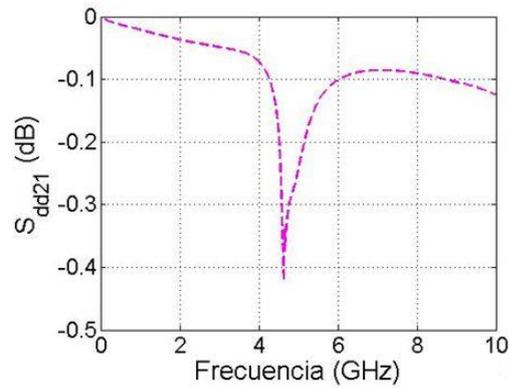
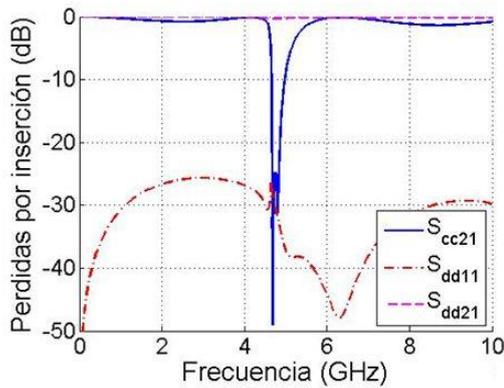
Figura 3.20: (a) Resonador SR. (b) Simulación de las pérdidas por inserción. Dimensiones:  $S_d = 2$  mm y  $K=2.9$  mm.

De la imagen vemos que, a pesar de ser un resonador muy compacto, su nivel de rechazo es el peor de entre todas las estructuras vistas y el hecho de que no sea balanceada afecta negativamente a la transmisión de la señal diferencial.

A continuación formamos nuestra línea con tres resonadores (figura 3.21). Es la línea más compacta de todas las estudiadas, y su nivel de rechazo es comparativamente aceptable, pero su ancho de banda porcentual es tan sólo del 4%. En este aspecto es la peor línea de entre todas las estudiadas. Además, el hecho de que la estructura no sea estrictamente simétrica introduce un cierto acoplamiento del modo común al diferencial a la frecuencia de resonancia. Ahora bien, dado su pequeño tamaño, podemos aprovechar para acoplar resonadores extras.



(a)



(b)

Figura 3.21: (a) Línea con tres resonadores SR. (b) Simulación de las pérdidas por inserción (izquierda) y transmisión diferencial (derecha).

	Simulación EM
Ancho de banda (a 20 dB)	0.2 GHz (4%)
Dimensiones	8 mm x 2.9 mm (23.2 mm <sup>2</sup> )
Nivel de rechazo	25 dB
Transmisión diferencial	No decae a más de 0.5 dB dentro del ancho de banda de interés

Tabla 3.8: Características de la línea con tres resonadores SR.

En la figura 3.22 se muestra una línea con cinco resonadores de frecuencias de resonancia ligeramente distintas. Si bien se ha conseguido aumentar el ancho de banda, el nivel de rechazo de modo común sigue siendo comparativamente bajo, por lo que no tiene sentido considerar el ancho de banda a 20 dB. Para aplicaciones en las que se necesiten filtros de menor tamaño sin mucha exigencia en el nivel de rechazo, esta línea podría ser una alternativa a las anteriores. El ancho de banda a 5 dB es de 1.2 GHz y el nivel de rechazo a 5 GHz es de 15 dB. Puede observarse que la transmisión de la señal diferencial se ha deteriorado con la inclusión de nuevos resonadores no simétricos, algo que no se puede evitar con este diseño.

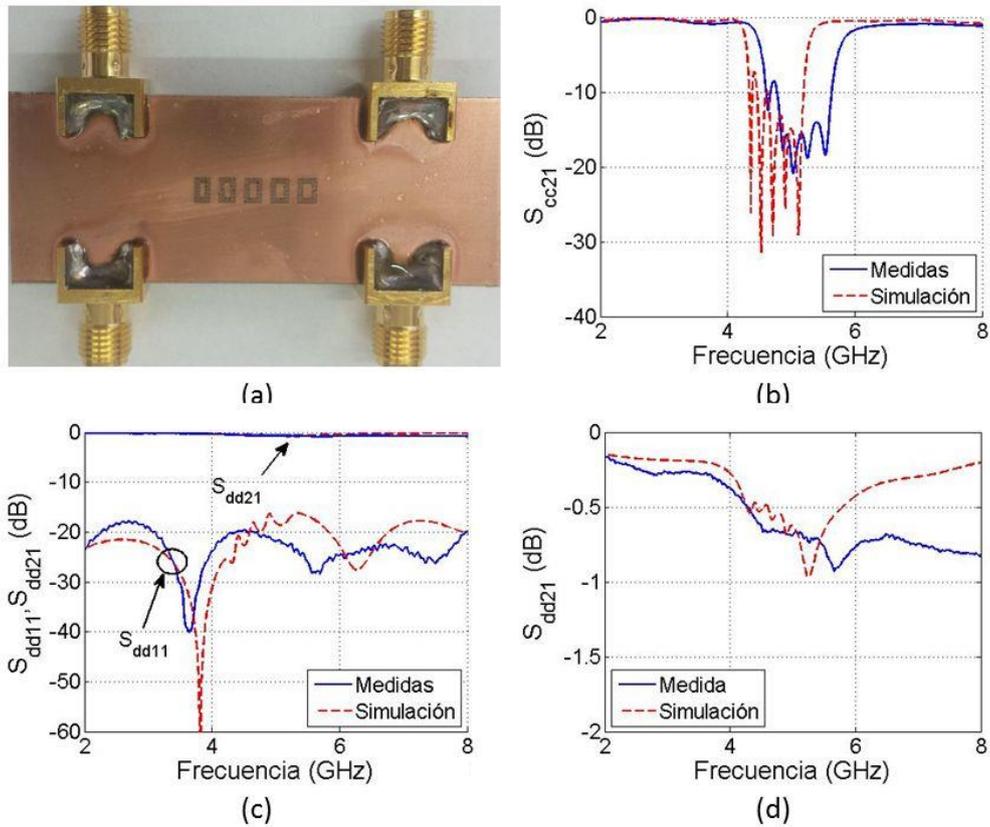


Figura 3.22: (a) Línea fabricada con cinco resonadores *SR* de distinta frecuencia de resonancia. (b) Simulación y medida de  $S_{cc21}$ . (c) Simulación y medida de  $S_{dd11}$  y  $S_{dd21}$ . (d) Simulación y medida de  $S_{dd21}$ .

	Simulación EM	Medidas
Ancho de banda (a 5 dB)	1 GHz (20%)	1.2 GHz (24%)
Dimensiones	14 mm x 2.9 mm (40.6 mm <sup>2</sup> )	
Nivel de rechazo (a 5 GHz)	15 dB	15 dB
Transmisión diferencial en el ancho de banda considerado	No decae a más de 1 dB	No decae a más de 1 dB

Tabla 3.9: Características de la línea con cinco resonadores *SR* de distinta frecuencia de resonancia.

Para terminar el estudio comparativo ofrecemos a continuación una tabla donde se resumen los parámetros más importantes de todas las estructuras estudiadas en este trabajo. Esta comparativa se lleva a cabo en la tabla 3.10, insertada a continuación. Esta tabla puede resultar útil a la hora de seleccionar la geometría adecuada para una aplicación

concreta, dependiendo de cuál o cuáles sean los factores relevantes en la aplicación concreta que se tenga entre manos.

	Simulación EM				Medidas		
	Área (mm <sup>2</sup> )	Ancho de banda relativo	Rechazo modo común (dB)	Transmisión diferencial mínima (dB)	Ancho de banda relativo	Rechazo modo común (dB)	Transmisión diferencial mínima (dB)
<i>Dumbbell</i>	165	76%	25	0.6	84%	25	1
<i>Dumbbell</i> condensador	85.1	37%	22	0.6	50%	30	1
Defectos en forma de U	118.4	47%	34	0.6	52%	37	0.8
Defectos <i>DS-CSRR</i>	99	36%	44	0.5	40%	50	0.8
Defectos <i>CSRR</i> (fig. 3.18)	69.3	18%	42	0.6	20%	47	0.7
Defectos <i>SR</i> (fig. 3.22)	40.6	-	15	1	-	15	1

Tabla 3.10: Comparativa entre líneas medidas.

## 4. Conclusiones

En este trabajo se han introducido las herramientas necesarias para estudiar algunos de los aspectos más importantes de redes diferenciales o balanceadas. Se han definido los modos de propagación común y diferencial, que se encuentran en este tipo de redes, así como los parámetros de *scattering*, herramienta importante en el análisis y diseño de líneas de transmisión como las tratadas en este trabajo.

Se ha llevado a cabo una comparación entre distintas líneas *microstrip* con perturbaciones en el plano de masa que permiten suprimir el modo común (en un rango de frecuencias de interés) mientras que la señal diferencial no se ve afectada (o mínimamente afectada). Para evaluar cada línea se ha tenido en cuenta el ancho de banda y el nivel de rechazo que proporciona cada estructura, así como la calidad de la señal transmitida en modo diferencial y las dimensiones totales del dispositivo en cuestión.

Los defectos tipo *dumbbell* se han mostrado superiores en lo que se refiere a ancho de banda y transmisión. En estos aspectos, el último modelo de anillos resonantes estudiado ha dado los peores resultados, mientras que los defectos en forma de U han destacado por equilibrar satisfactoriamente ancho de banda, rechazo y transmisión. El primer modelo de anillos resonantes (*DS-CSRR*), si bien tenía el inconveniente de un ancho de banda menor al de las líneas con defectos *dumbbell* o en forma de U, ha proporcionado el mejor nivel de rechazo, aspecto en el que también ha sobresalido el segundo modelo de anillos.

Este estudio se ha limitado, por cuestiones de tiempo y alcance esperado de un trabajo de fin de grado, a unas pocas geometrías propuestas en la literatura y algunas modificaciones de las mismas. El estudio de otras geometrías para los defectos en el plano de masa podría dar continuidad a este trabajo en la forma de un futuro TFG o TFM.

## Referencias

- [1] J. S. Hong, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, segunda edición, Nueva York, Wiley, 2011.
- [2] F. Gardiol, *Microstrip Circuits*, primera edición, Nueva York, Wiley, 1994.
- [3] K. Kurokawa, "Power waves and the scattering matrix", *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. MTT-13, no. 2, pp. 194-202, Mar. 1965.
- [4] D. E. Bockelman, W. R. Eisenstadt, "Combined differential and common-mode scattering parameters: theory and simulation", *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 43, pp. 1530-1539, July 1995.
- [5] W. R. Eisenstadt, B. Stengel, B. M. Thompson, *Microwave Differential Circuit Design Using Mix Mode S-Parameters*. Artech House (2006).
- [6] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, cuarta edición, Wiley, 2006.
- [7] B. C. Wadell, *Transmission Line Design Handbook*, Artech House, Norwood, MA, 1991.
- [8] J. C. Freeman, *Fundamentals of Microwave Transmission Lines*, John Wiley, New York, 1996.
- [9] F. Martín, *Artificial Transmission Lines For RF And Microwave Applications*, Wiley, New Jersey, 2015.
- [10] B. C. Tseng and L. K. Wu, "Design of miniaturized common-mode filter by multilayer Low-Temperature Co-Fired Ceramic", *IEEE Trans. Electromag. Compatibility*, vol. 46, no. 4, pp. 571-579, Nov. 2004.
- [11] T. L. Wu, C. H. Tsai, and T. Itoh, "A novel wideband common-mode suppression filter for gigahertz differential signals using coupled patterned ground structures", *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 57, no. 4, pp. 848-855, April 2009.
- [12] H. R. Zhu, and J. F. Mao, "An ultra-wideband common-mode suppression filter based on S-DBCSRR for high-speed differential signals", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 25, no. 4, pp. 226-228, April 2015.

- [13] J. Naqui, A. Fernández-Prieto, M. Durán-Sindreu, F. Mesa, J. Martel, F. Medina, and F. Martín, "Common-mode suppression in microstrip differential lines by means of complementary split-ring resonators: theory and applications", *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 60, no. 10, pp. 3023-3034, Oct. 2012.
- [14] F. Martín, J. Naqui, A. Fernández-Prieto, P. Vélez, J. Bonache, J. Martel, and F. Medina, "The beauty of symmetry: common-mode rejection filters for high-speed interconnects and balanced microwave circuits", *IEEE Microw. Magazine*, vol. 18, no. 1, pp. 42-55, Jan./Feb. 2017.
- [15] ADS-Momentum. Keysight Technologies, Santa Rosa, CA, USA, 2015. Available: <http://www.keysight.com/> (accessed Sept. 2017).
- [16] W. T. Liu, C. H. Tsai, T. W. Han, and T. L. Wu, "An embedded common-mode suppression filter for GHz differential signals using periodic defected ground plane", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 18, no. 4, pp. 248-250, April 2008.
- [17] J. Martel, A. Fernández-Prieto, A. Lujambio, F. Medina, F. Mesa, and R. R. Boix, "Differential lines for common-mode suppression based in hybrid microstrip/CPW technology", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 27, no. 1, pp. 13-15, Jan 2017.
- [18] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martín, R. Marqués, F. Falcone, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, J. García-García, I. Gil, M. Flores, M. Sorolla, "Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines", *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 53, no. 4, pp. 1451-1461, April 2005.