



**DISEÑO DE INVERSORES DE IMPEDANCIAS DE
MICROONDAS COMPACTOS BASADOS EN METAMATERIALES:
APLICACIÓN A DIVISORES DE POTENCIA**

Memoria del Proyecto Final de
Carrera
de Ingeniería Electrónica
realizado por
Alexandre Valcárcel José
y dirigido por
Ferran Martín y Francisco Aznar
Bellaterra, 11 de Junio del 2008

Los abajo firmantes, Ferran Martín y Francisco Aznar
Profesores de la “Escola Tècnica Superior d'Enginyeria” de la
UAB,

CERTIFICAN:

Que el trabajo al que corresponde esta memoria ha sido
realizado bajo su dirección por Alexandre Valcárcel José.

Y para que conste firman el presente.

Firmado:

Bellaterra, 11 de Junio del 2008

INDICE

PRESENTACIÓN	1
1. INTRODUCCIÓN.....	3
1.1 Introducción a los Metamateriales	3
1.2 Síntesis de medios zurdos	8
1.2.1 Resonadores Sub-lambda	8
1.2.2 Medios zurdos (LHM)	12
1.3 Líneas de transmisión zurdas	14
1.3.2 Líneas LHM basadas en CSRR	15
1.3.1 Líneas LHM basadas en SRR	18
2. ESTUDIO DEL FUNCIONAMIENTO DE LA CELDA CPW LHM.....	20
2.1 Estudio teórico de la celda CPW LHM.....	21
2.2 Estudio práctico de la celda CPW LHM.....	29
2.3 Resultados	32
3. APLICACIÓN DE LOS METAMATERIALES EN CIRCUITOS DE MICROONDAS	34
3.1 Teoría básica de los divisores de potencia de microondas	34
3.2 Diseño de un divisor de potencia con líneas coplanares convencionales	38
3.3 Diseño de un divisor de potencia con una línea LHM basada en SRRs	42
3.4 Diseño de un divisor de potencia con una línea LHM basada en SRs.....	44
3.5 Diseño de un divisor de potencia con una línea LHM basada en BC-SRs	47
3.6 Fabricación y medida de los divisores diseñados	50
CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS DE ESTUDIO	53
REFERENCIAS	55

PRESENTACIÓN

Recientemente ha surgido un nuevo campo de investigación en el área del electromagnetismo aplicado y de la ingeniería de microondas, basado en el control de las propiedades electromagnéticas de estructuras artificiales, conocidas como metamateriales. El objetivo principal de este proyecto es el estudio y control del comportamiento de estas estructuras artificiales formadas por resonadores, cuyo tamaño es mucho menor que la longitud de onda de la señal que se propaga en el medio a su frecuencia de resonancia, y su posterior aplicación para la síntesis de dispositivos compactos de microondas. A continuación se muestran los puntos tratados en cada uno de los capítulos que forman la memoria de este proyecto final de carrera:

- En el capítulo 1 se hace una introducción a los metamateriales en la que se exponen las principales propiedades electromagnéticas que caracterizan este tipo de medios, además de las características y principios de funcionamiento de los resonadores de anillos abiertos. También se presentan las líneas de transmisión zurdas que se suelen utilizar en el diseño de metamateriales.
- En el capítulo 2 se realiza un estudio de las propiedades y del funcionamiento de la celda *Left Handed Material – Coplanar Wave Guide* (LHM CPW).
- Para finalizar, en el capítulo 3 se exponen diferentes dispositivos diseñados, con los cuales se demostrará la viabilidad de la utilización de celdas zurdas en el diseño de líneas de transmisión y celdas metamateriales.

Este trabajo se realiza dentro del grupo de investigación GEMMA (Grup d'Enginyeria de Microones i Mil·limètriques Aplicat) del Departament d'Enginyeria Electrònica de la Universitat Autònoma de Barcelona. Asimismo el grupo GEMMA constituye el centro CIMITEC (Centre d'Investigació en Metamaterials per a la Innovació en les Tecnologies Electrònica i de Comunicacions) que forma parte de la Red de Centros de Apoyo a la Innovación Tecnológica del CIDEM (Centro para la Innovación y el Desarrollo Empresarial) de la Generalitat de Catalunya. CIMITEC desarrolla trabajos de investigación y transferencia de tecnología en el campo de los metamateriales con aplicaciones en ingeniería de microondas. El grupo GEMMA/CIMITEC también pertenece a la Red de Excelencia de la Unión Europea NoE 500252-2 METAMORPHOSE, orientada a la investigación y fomento de los metamateriales en Europa. El desarrollo de la actividad del grupo GEMMA/CIMITEC ha sido y es financiada por diferentes proyectos y contratos con empresas. El grupo GEMMA/CIMITEC pertenece a la REME (Red Española de Metamateriales) y colabora con el Grupo de Microondas del Departamento de Electromagnetismo de la Universidad de Sevilla dirigido por Ricardo Marqués. Es de destacar la participación en el proyecto METATEC (proyecto europeo EUREKA) junto con la Faculty Of Technical Sciences University Of Novi Sad (Serbia), el Institute of Microwave Techniques and Electronics -IMTEL Institute (Serbia) y las empresas IMTEL Mikrotalasi A.D. (Serbia) y AIDA CENTRE (España).

1. INTRODUCCIÓN

1.1 Introducción a los Metamateriales

Los metamateriales son estructuras periódicas fabricadas artificialmente cuyas propiedades electromagnéticas pueden ser controladas para conseguir comportamientos especiales, que no se dan en medios naturales conocidos. Estas características tan singulares se derivan gracias a que estas estructuras se comportan como un medio efectivo. En nuestro caso, rango de las microondas, la interacción entre la radiación electromagnética y el medio no viene determinada por las características microscópicas de los elementos constituyentes, sino por cómo se organizan y estructuran los elementos que forman el material. Un medio efectivo, en el ámbito de los metamateriales, puede estar formado por una distribución de celdas formadas por resonadores cuyo tamaño es mucho menor que la longitud de onda de la señal que se propaga en el medio a su frecuencia de resonancia. A la frecuencia de resonancia de dichos resonadores, el medio se comporta como un medio homogéneo, ya que la radiación incidente no detecta la estructura interna del mismo. Este último hecho hace que las propiedades del medio se manifiesten de forma global. Para este tipo de medios se definen las magnitudes electromagnéticas efectivas: la permeabilidad magnética efectiva (μ_{eff}) y la permitividad dieléctrica efectiva (ϵ_{eff}). μ_{eff} y ϵ_{eff} son las magnitudes que determinan la propagación de las ondas electromagnéticas en el medio. Observando el signo de estas dos magnitudes, podemos clasificar 4 tipos de medio, como podemos observar en la figura 1.1.

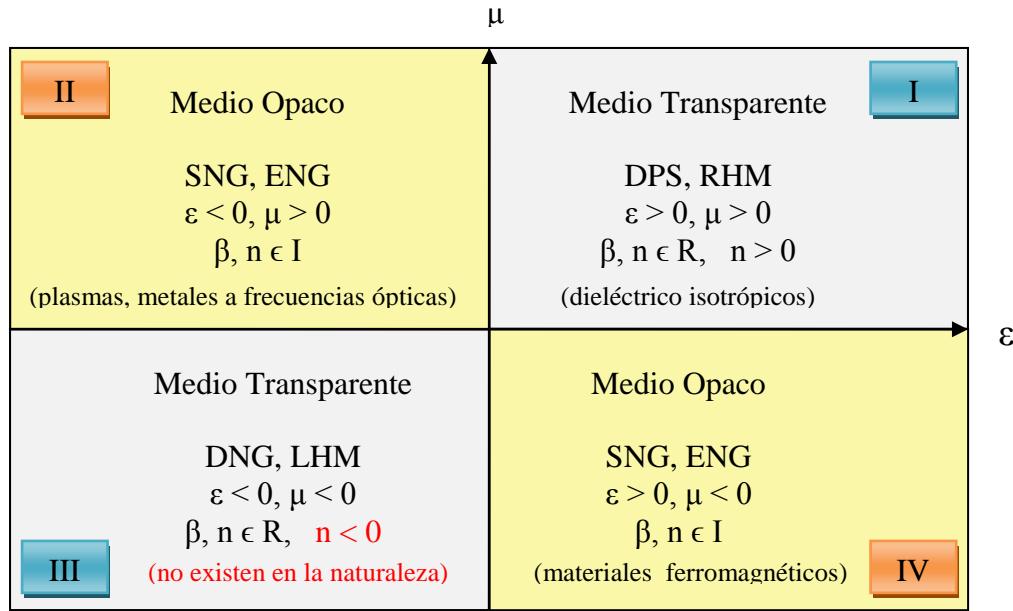


Figura 1.1. – Diagrama ϵ - μ en el que se realiza la identificación del medio según el signo de los parámetros que regulan la propagación de las ondas electromagnéticas [1].

En el primer cuadrante, el cual corresponde a μ_{eff} y ϵ_{eff} positivas, se encuentran los llamados *Right-Handed Materials* (RHM) o medios diestros, entre los que podemos encontrar por ejemplo los dieléctricos isotrópicos. También se llaman medios transparentes, ya que es posible la propagación a través de estos. Como podemos observar en la figura 1.1, existen otros dos grupos clasificados como *Single Negative* (SNG), entre los cuales podemos distinguir los que presentan exclusivamente una ϵ_{eff} negativa (ENG) en el segundo cuadrante y los que presentan una μ_{eff} negativa (MNG) en el cuarto cuadrante, en los cuales la propagación no está permitida. Debido a este motivo, también se les llama medios opacos. Finalmente existen los materiales del tercer cuadrante, los cuales presentan μ_{eff} y ϵ_{eff} negativas, y son denominados *Left Handed Materials* (LHM) o medios zurdos. Aunque la existencia de estos materiales es reciente, muchas propiedades se conocen desde hace mucho tiempo, ya que Veselago [1] a mediados de los años 60 publicó un artículo en el cual se explicaban las propiedades que podían presentar unos hipotéticos materiales con μ_{eff} y ϵ_{eff} negativas.

μ_{eff} y ϵ_{eff} nos determinan la propagación debido a que son los únicos parámetros que aparecen en la relación de dispersión, que relaciona la frecuencia de la radiación monocromática, ω , y el vector de onda, k . Para el caso de un medio isotrópico la relación de dispersión toma la forma siguiente:

$$k^2 = \frac{\omega^2}{c^2} \cdot n^2 \quad (1.1)$$

donde c es la velocidad de la luz en el vacío y n es el índice de refracción que viene dada por:

$$n = \mp\sqrt{\epsilon \cdot \mu} \quad (1.2)$$

Si observamos las ecuaciones (1.1) y (1.2), un cambio simultáneo de signo de ϵ y μ , ambas negativas, no produce variación en el índice de refracción y por lo tanto tampoco hay variación en el vector de onda. Para poder analizar realmente las consecuencias de este cambio en el signo de ϵ y μ , hay que analizar las ecuaciones de Maxwell tal y como hizo Veselago [1].

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -j \cdot \omega \cdot \mu \cdot \vec{H} \quad (1.3)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = j \cdot \omega \cdot \epsilon \cdot \vec{E} \quad (1.4)$$

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \quad (1.5)$$

$$\vec{D} = \epsilon \cdot \vec{E} \quad (1.6)$$

donde \vec{E} es el campo eléctrico, \vec{H} el campo magnético, \vec{B} es la inducción magnética y \vec{D} es el desplazamiento eléctrico. Considerando la propagación de una onda plana monocromática, las expresiones (1.3) – (1.6), se reducen a:

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega \cdot \mu \cdot \vec{H} \quad (1.7)$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega \cdot \epsilon \cdot \vec{E} \quad (1.8)$$

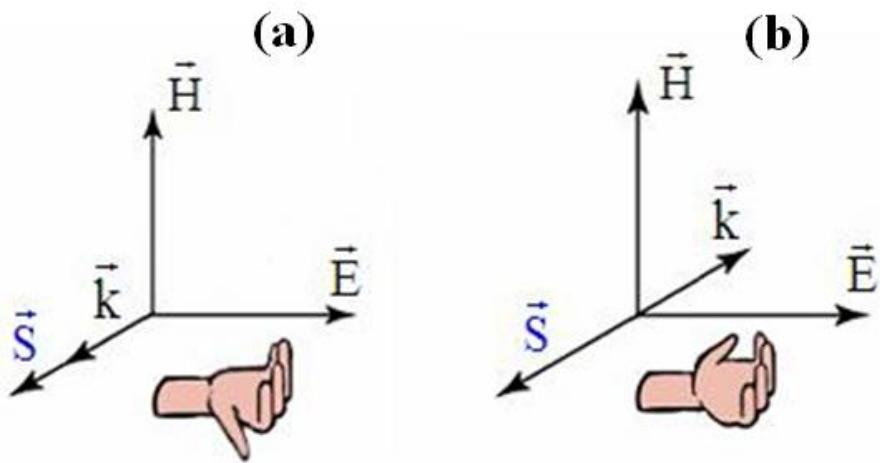


Figura 1.2. – Relación entre los vectores E , H y k para un medio diestro (a) y un medio LHM (b).

Tal y como se puede observar a partir de las ecuaciones (1.7) y (1.8), en un medio diestro ($\epsilon > 0$ y $\mu > 0$) los vectores de campo eléctrico \vec{E} , el de campo magnético \vec{H} y el vector de propagación \vec{k} forman un triplete diestro (figura 1.2a) y el vector de Poynting, el cual describe el flujo de energía transportado por un onda, que viene descrito por:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (1.9)$$

que toma la misma dirección y sentido que el vector de onda. En cambio, en un medio zurdo ($\epsilon < 0$ y $\mu < 0$) los vectores \vec{E} , \vec{H} y \vec{k} forman un triplete zurdo (figura 1.2b). En este caso, el vector de Poynting toma la misma dirección, pero al contrario que en un medio diestro, no toma el mismo sentido que el vector de onda. Este último efecto es debido a una característica atípica en este tipo de medios, su índice de refracción negativo. Este valor negativo en el índice de refracción repercute directamente sobre la ley de difracción de Snell, tal como observamos en la figura 1.3.

Otros efectos que también se ven invertidos en estos materiales son el efecto Doppler y la radiación Cherenkov [1, 2].

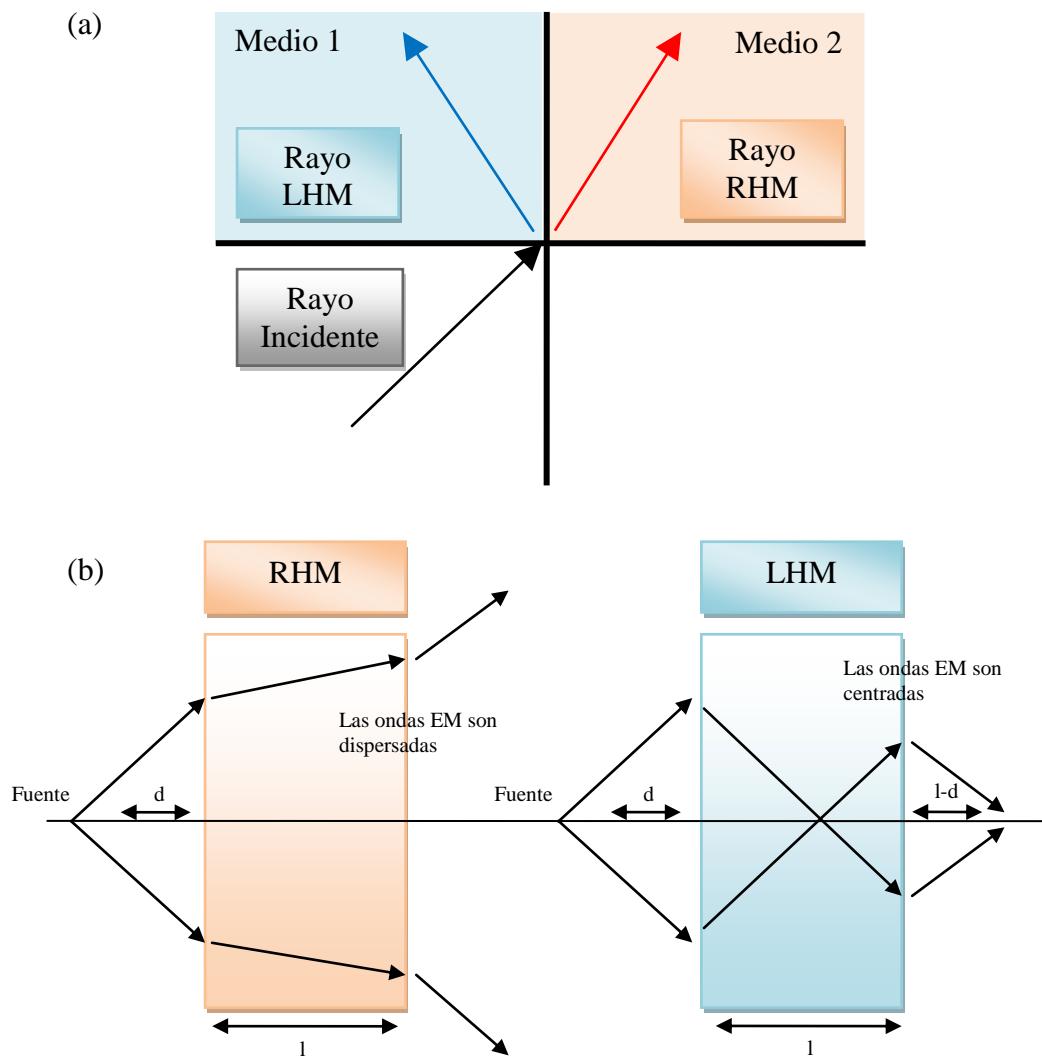


Figura 1.3. – Refracción para un medio diestro (RHM) y un medio zurdo (LHM) (a). Comportamiento de una onda que atraviesa una lente RHM y una lente LHM (b).

1.2 Síntesis de medios zurdos

Como se ha dicho con anterioridad, no existen en la naturaleza materiales que presenten μ_{eff} y ϵ_{eff} negativas simultáneamente. A continuación se mostrarán estructuras fabricadas artificialmente que nos permiten controlar tanto la permitividad dieléctrica como la permeabilidad magnética efectiva para un cierto rango frecuencial, pudiendo obtener medios zurdos.

1.2.1 Resonadores Sub-lambda

A finales de los años 90, Pendry propuso una partícula a la cual le dio el nombre de resonador de anillos abiertos (*Split Ring Resonators, SRR*), que supuso una gran evolución y el comienzo de la investigación en el campo de los materiales [2]. Esta estructura resultó ser la primera estructura resonante no magnética capaz de dar lugar a valores negativos de permeabilidad efectiva negativa.

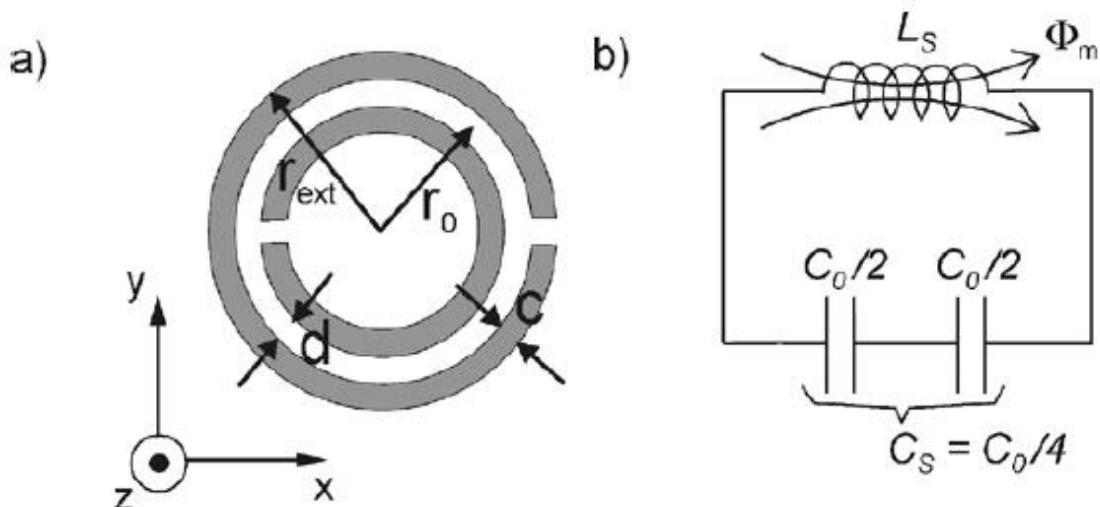


Figura 1.4. – Esquema de las dimensiones más relevantes del SRR (a), modelo eléctrico (b). (a) c ancho de las tiras metálicas, d separación entre tiras, r_0 radio medio de ambas tiras metálicas y r_{ext} radio del anillo exterior. (b) L_S inductancia del modelo eléctrico del SRR, C_0 es la capacidad total entre tiras y C_S es la conexión serie de las capacidades de las mitades superior e inferior del SRR.

Tal y como se muestra en la figura 1.4, la estructura está formada por un par de anillos metálicos concéntricos en los cuales se ha realizado unas aberturas en posiciones opuestas una respecto a la otra. Si sobre esta estructura, el SRR, se aplica un campo magnético variable axial (en paralelo al eje Z de la figura 1.4a) induciendo una fuerza electromotriz, a su vez se genera una corriente en los anillos. Estas corrientes son capaces de pasar de un anillo a otro gracias a la capacidad distribuida que se forma entre ellos y de esta forma cerrar el circuito.

Los conductores introducirán un comportamiento inductivo, que combinado con la capacidad distribuida entre los anillos produce un comportamiento resonante. Las propiedades electromagnéticas de estas estructuras han sido estudiadas en diferentes trabajos [3-5]. En estos análisis, por otro lado, también se demuestra que esta estructura también puede ser excitada mediante la aplicación de un campo eléctrico variable a lo largo del eje Y (figura 1.4).

La figura 1.4(b) muestra el circuito equivalente del SRR propuesto en [4]. Su frecuencia de resonancia puede ser calculada mediante los elementos capacitivos e inductivos que modelan el resonador. Sabiendo que C_S es la conexión serie de las capacidades de las mitades superior e inferior del SRR, cuyo valor es el siguiente:

$$C_S = \frac{C_0}{4} \quad (1.10)$$

donde C_0 representa la capacidad total entre anillos del SRR, que tiene el siguiente valor:

$$C_0 = 2 \cdot \pi \cdot r_0 \cdot C_{pul} \quad (1.11)$$

donde C_{pul} es la capacidad estática por unidad de longitud entre las dos tiras metálicas de los anillos. Y sabiendo que L_S puede ser aproximada a la inducción serie que tendría un anillo con un radio r_0 de valor medio entre los dos anillos que forman el SRR y cuya anchura c fuera la de dicho anillos, podemos aproximar la frecuencia de resonancia de toda la estructura a:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_S \cdot C_S}} \quad (1.12)$$

Introduciendo modificaciones en la topología vista en la figura 1.4(a), se pueden obtener nuevos resonadores como, por ejemplo, el *Non-Bianisotropic Split-Ring Resonator* (NB-SRR), el *Double-Slit Split-Ring Resonator* (D-SRR), el *Spiral Resonator* (SR) y el *Double Spiral Resonator* (DSR), que podemos observar junto a su circuito equivalente en la figura 1.5 [6]. El NB-SRR y el D-SRR presentan una simetría de rotación de 180º lo que hace que los efectos de polarización cruzada queden eliminados, efecto que sucede en los SRR. En el caso particular de los SR y DSR, la frecuencia de resonancia se disminuye para el mismo tamaño de los anillos como se puede extraer de los circuitos equivalentes, ya que la capacidad en serie aumenta. Por lo contrario, en el D-SRR se dobla la frecuencia de resonancia para el mismo tamaño de anillos [6].

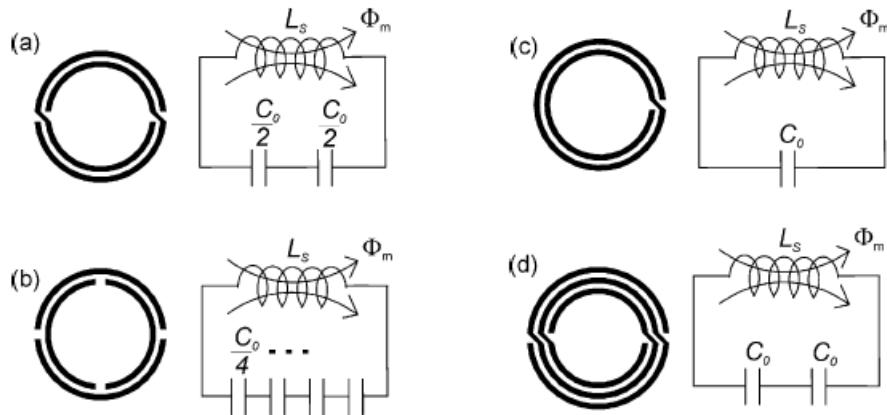


Figura 1.5. – Esquemas y circuitos equivalentes correspondientes al Non-Biasotropic Split-Ring Resonator (NB-SRR) (a), Double-Slit Split-Ring Resonator (D-SRR) (b), Spiral Resonator (SR) (c) y Double Spiral Resonator (DSR) (d). [6]

Hasta el momento, todos los resonadores nombrados en este trabajo están formados por tiras metálicas. Los *Complementary Split Ring Resonators* (CSRR) fueron propuestos por Falcone en el 2004 [12]. El resonador consiste en dos anillos abiertos y concéntricos, igual que el SRR, pero en este caso los anillos no son tiras metálicas, sino que de un plano de metal se retira el metal de donde va situado el resonador, quedando una topología como se puede apreciar en la figura 1.6(b).

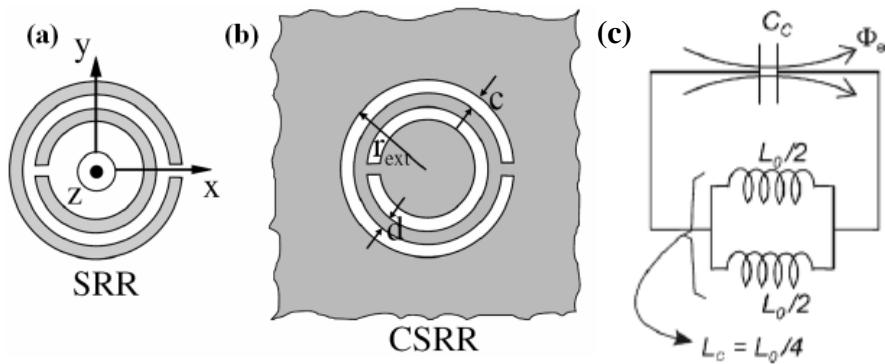


Figura 1.6. – Layout del SRR (a), Layout del CSRR (b) y modelo eléctrico del CSRR (c).

En función al principio de Babinet, dicha partícula presenta la misma frecuencia de resonancia que un SRR para las mismas dimensiones. Pero por lo contrario, mientras un SRR es excitado por un campo magnético axial, el CSRR es excitado mediante un campo eléctrico axial paralelo al eje Z.

Los resonadores vistos anteriormente se implementan utilizando una sola capa de metal. Esto hace que el acople entre las partículas que forman cada resonador se deba a la capacidad lateral entre ellas. Este acople se denomina *edge-side*. Si en lugar de poner una tira metálica en el interior de otra, como los

SRR, se sitúan una sobre otra, en ambas caras del sustrato en el que se imprime, se obtiene el *Broad-Side Coupled Split Ring Resonator* (BC-SRR). En la figura 1.7 podemos observar esta nueva topología. En este resonador, el acople capacitivo no se produce lateralmente, sino que se produce a través del sustrato sobre el que se imprime el resonador. A esta forma de capacidad y acople se le llama *Broad-Side*, y de ahí el nombre del resonador [7, 8]. Al aplicar un campo magnético axial sobre un SRR o un BC-SRR ambos presentan características muy similares en términos de circuito equivalente. La diferencia radica en que los valores de L_S y C_S de su circuito serán mayores que en el SRR con las mismas dimensiones. Esto se debe a que la capacidad no será debida al grosor de la línea metálica (h), sino que se deberá al ancho de la línea (c). La inductancia al ser la correspondiente a una tira metálica del radio medio de las partículas (r_0), también aumenta.

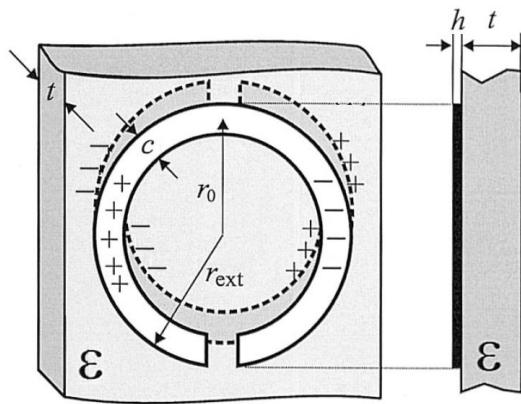


Figura 1.7. – Esquemas y dimensiones del Broad-Side Coupled Split-Ring Resonator (BC-SRR). El bloque de color gris representa el sustrato sobre el que se imprime el resonador. c , r_0 , r_{ext} y h son el ancho, el radio medio, radio exterior y el grosor de las tiras metálicas, t es el grosor de substrato con una permitividad dieléctrica sobre el que se implementa el resonador. Los signos positivos y negativos indican la distribución de cargas a la frecuencia de resonancia del anillo.

Partiendo del resonador mostrado en la figura 1.7, añadiendo unas pequeñas modificaciones, se pueden diseñar unos nuevos resonadores con el fin de incrementar su carácter sublancha. Estas modificaciones consisten en alargar las pistas metálicas haciendo que exista conectividad directa entre el anillo de la parte superior y el de la parte inferior sustrato mediante una vía. Al alargar las pistas se aumenta la inductancia del resonador y el valor de la capacidad también aumenta, por el mismo motivo que el BC-SRR, con lo que la frecuencia de resonancia se reduce [14]. Podemos ver algunos de estos resonadores en la figura 1.8.

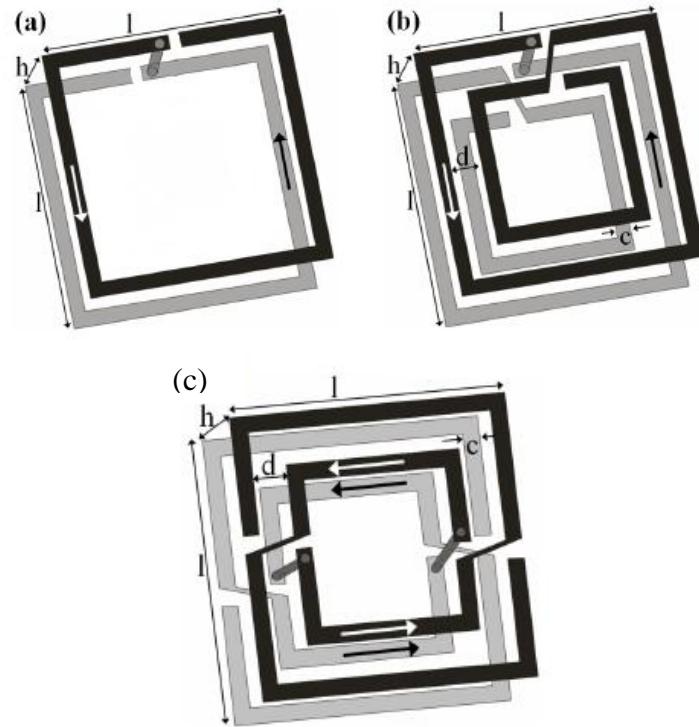


Figura 1.8. – Layout en 3D del Broad-side Coupled Spiral Resonator de dos vueltas (BC-SR(2)) (a), del Broad-side Coupled Spiral Resonator de cuatro vueltas (BC-SR(4)) (b) y del Broad-side Coupled NonBianisotropic Slit Ring Resonator (BC-NB-SRR) (c). [14]

1.2.2 Medios zurdos (LHM)

En el punto 1.2.1, se han nombrado los resonadores que se utilizan normalmente para la síntesis de medios zurdos, como hizo Pendry [18] combinando los SRRs con postes metálicos, obteniendo así el primer medio zurdo sintetizado de la historia. Este medio se puede observar en la figura 1.9(a).

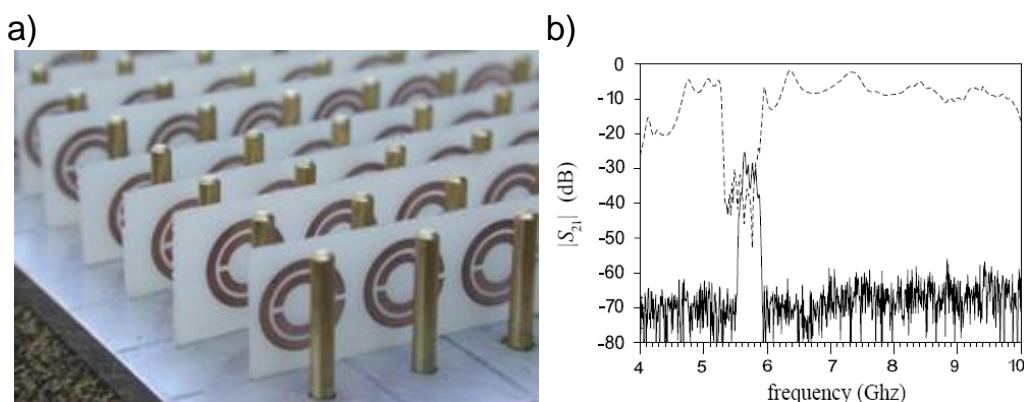


Figura 1.9. – Primer medio zurdo obtenido al combinar periódicamente postes metálicos y resonadores del tipo SRR (a) y coeficiente de transmisión para un medio formado por SRRs (línea discontinua) y para un medio formado por SRRs y postes metálicos (línea continua) (b).

Al primer medio zurdo visto en la figura 1.9, le siguieron medios con diferentes geometrías como los que podemos observar en la figura 1.10.

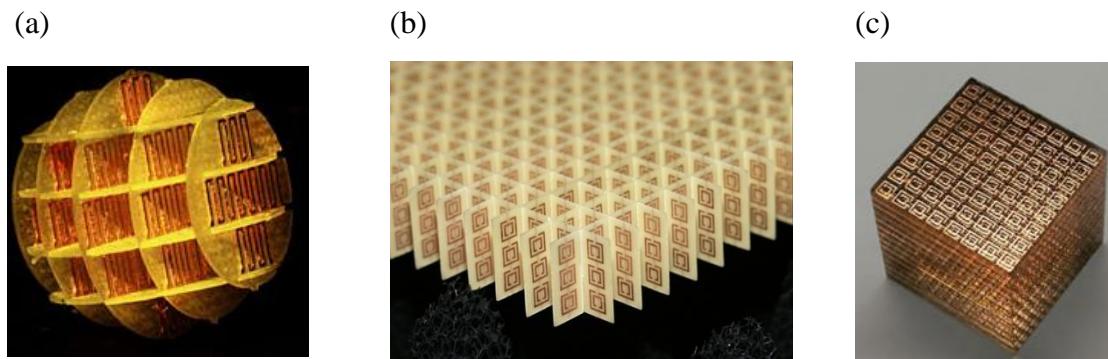


Figura 1.10. – Esfera de Pendry (a), Configuración en array de metamaterial con SRRs (b) y cubo metamaterial (c). [13]

Nuestro estudio se basará en un medio zurdo en tecnología planar. A continuación se explicarán diferentes topologías de medio zurdo en dicha tecnología.

1.3 Líneas de transmisión zurdas

En la sección anterior hemos visto como es posible construir medio zurdos formando estructuras volumétricas. Pero estas estructuras no son compatibles con los procesos tecnológicos planares. En el año 2002, aparecieron diferentes estudios [9, 10] que permitieron sintetizar medio zurdos unidimensionales en tecnología planar (líneas de transmisión metamateriales). Este hecho abrió un gran abanico de posibilidades en cuanto a miniaturización y mejora de prestaciones de circuitos y componentes basados en líneas de transmisión.

El método que se proponía en estos estudios consistía en cargar líneas de transmisión convencionales mediante capacidades en serie e inductancias en paralelo a masa. Este modelo lo podemos ver en la figura 1.11(b).

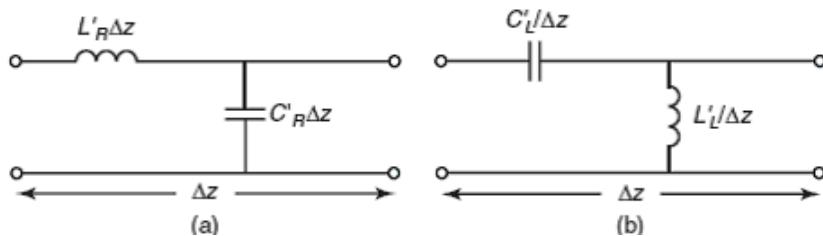


Figura 1.11. – Modelos discretos de una línea convencional (a), y de una línea de transmisión dual (b). [10]

En una línea de transmisión convencional, como la que podemos observar en la figura 1.11(a), L'_R es el valor de la inductancia por unidad de longitud de la línea y C'_R es el valor de la capacidad por unidad de longitud a masa. En estas líneas, la constante de propagación y la impedancia característica presentan la siguiente equivalencia:

$$\beta = \omega \cdot \sqrt{L'_R \cdot C'_R} \quad (1.13)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L'_R}{C'_R}} \quad (1.14)$$

Si comparamos estas propiedades a sus correspondientes en una onda plana propagándose en un medio homogéneo e isotrópico, que presentan la siguiente forma:

$$\beta = \omega \cdot \sqrt{\mu \cdot \epsilon} \quad (1.15)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (1.16)$$

podemos deducir que la propagación de una onda plana en un medio homogéneo e isotrópico es equivalente al de una línea de transmisión siempre y cuando se cumpla que:

$$L'_R = \mu \quad (1.17)$$

$$C'_R = \epsilon \quad (1.18)$$

Para que nuestra línea presente un comportamiento zurdo ($\epsilon_{eff} < 0$ y $\mu_{eff} < 0$), será necesario por lo tanto que tengamos valores negativos de L'_R y C'_R . Entonces, si cargamos la línea convencional con capacidades en serie e inductancias en derivación a masa, de forma que en aquellas frecuencias a las que estos elementos de carga dominen sobre los elementos propios de la línea, obtendremos una línea dual (figura 1.11b) que podrá presentar un comportamiento zurdo.

Otro modelo que nos da la posibilidad de conseguir transmisión zurda es el modelo resonante. Este modelo consiste en combinar alguno de los elementos que forman la línea dual (capacidad en serie o inductancia en derivación) con resonadores acoplados a una línea de transmisión. Ejemplos de este tipo de celdas pueden verse en [15].

1.3.2 Líneas LHM basadas en CSRR

Un ejemplo de estructura que nos proporciona un comportamiento zurdo se basa en una línea microstrip a la que se le acoplan electricamente los CSRRs [11].

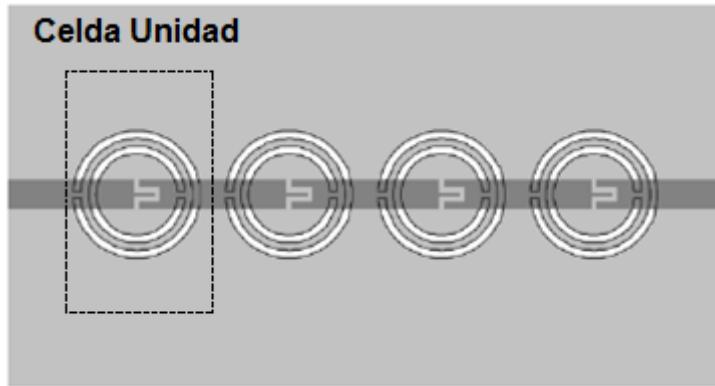


Figura 1.12. – Guía de ondas zurda en tecnología microstrip. En color gris oscuro tenemos la línea de transmisión que está situada en la parte superior del substrato. En gris claro tenemos el plano de masa que está situado en la parte inferior del sustrato, de donde se ha retirado el metal para obtener los CSRR. [11]

En la figura 1.12 podemos observar la estructura resultante de la combinación de la línea microstrip y los CSRR. Cuando la señal se transmite por la línea, la combinación del CSRR y gaps capacitivos realizados sobre la línea de transmisión y centrados sobre los anillos, da lugar a una estructura zurda.

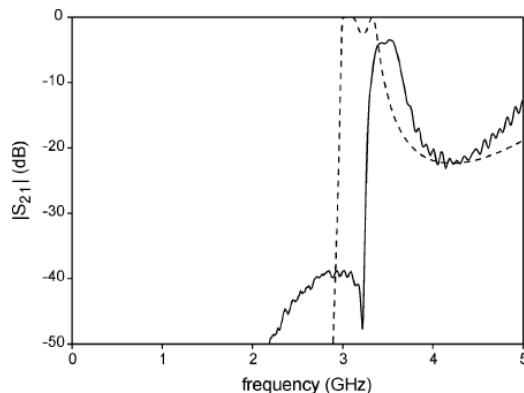


Figura 1.13. – Pérdidas de inserción medidas sobre el prototipo de la figura 1.12. [11] (Simulación, línea discontinua, y medida, línea continua).

Como podemos observar en la figura 1.13, solo se da el comportamiento zurdo para un rango limitado de frecuencias. Para poder estudiar cuales son las frecuencias para las que tenemos permitividad dieléctrica y permeabilidad magnética efectiva negativas, solo hay que estudiar detenidamente la fase (βl). La fase representa el desfase introducido por la celda cuando la onda se propaga sobre ella. Su valor puede ser calculado mediante la fase y la magnitud del coeficiente de transmisión, presentado de las siguientes formas:

$$\beta l = \cos^{-1} \left(\frac{\cos \phi_{S21}}{|S21|} \right) = 1 + \frac{Z_S}{Z_P} \quad (1.19)$$

donde Z_S y Z_P equivalen a las impedancias serie y paralelas respectivamente del circuito equivalente de la celda que podemos observar en la figura 1.14.

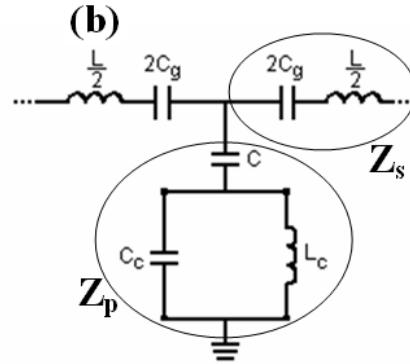


Figura 1.14. – Circuito equivalente de la celda unidad representada en la figura 1.12 , donde L es la inductancia de la línea, C_g es la capacidad serie del gap capacitivo, L_c y C_c inductancia y capacidad del CSRR y C el acople eléctrico entre la línea y los anillos.

En la figura 1.14 se muestra la ecuación (1.19) que define el diagrama de dispersión en un diagrama $\omega-\beta$, donde la escala del eje vertical ha sido limitada a unos pocos GHz con el fin de apreciar el comportamiento dispersivo en la región de interés.

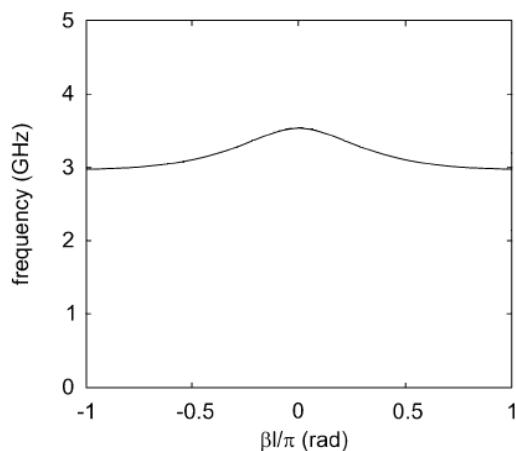


Figura 1.14. – Relación de dispersión de la figura 1.12. [11]

Mediante la figura 1.14, podemos ver que aparece una estrecha banda de paso justo en la frecuencia de resonancia de los CSRR. Cuando β va de -180° a 0° , la velocidad de fase y la de grupo, las cuales tienen la siguiente forma:

$$v_p = \frac{\omega}{k} \quad (1.20)$$

$$v_g = \frac{\partial \omega}{\partial k} \quad (1.21)$$

son antiparalelas. Solo cuando sucede lo comentado anteriormente, la propagación de la onda es negativa y por lo tanto la estructura se comporta como un LHM.

1.3.1 Líneas LHM basadas en SRR

Como se puede observar en la figura 1.15, hay otra estructura que se basa en una línea coplanar (Coplanar Wave Guide, CWP) a la que se le acoplan magnéticamente los SRRs. Los SRRs se combinan con uniones metálicas entre la línea de transmisión y el plano de masa, que actúan como inductancias en derivación [11].

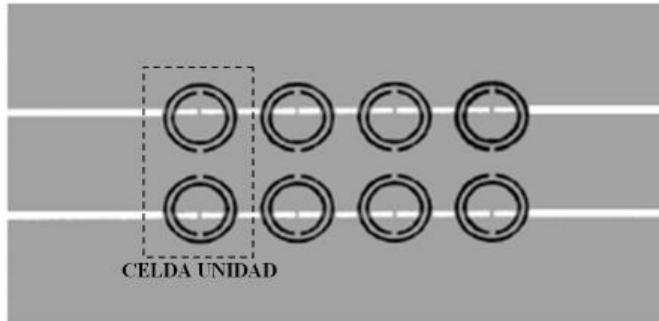


Figura 1.15. – Guía de ondas zurda en tecnología coplanar. En color gris tenemos la línea y el plano de masa, que están situados en la parte superior del substrato. En negro tenemos los SRR que están situados en la parte inferior del substrato. [11]

Esta configuración permite la excitación de los anillos mediante el campo magnético oscilante que circula a través de estos al propagarse la onda por el strip central. Como podemos observar en la figura 1.16, existe un rango frecuencial en el que los elementos que cargan la línea proporcionan $\epsilon_{eff} < 0$ y $\mu_{eff} < 0$, generando una banda de paso que coincide con el comportamiento zurdo de la celda.

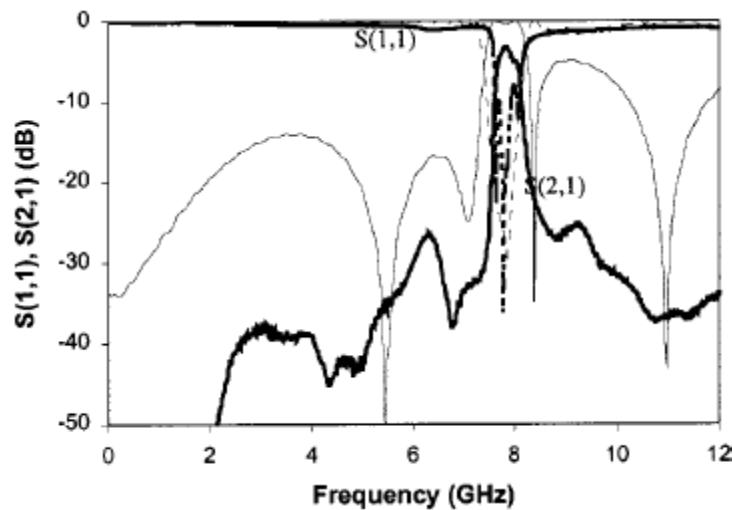


Figura 1.16. – Pérdidas de inserción medidas sobre el prototipo de la figura 1.11. [11]

Ya que el trabajo se centra en el estudio y utilización de este tipo de estructura zurda, será analizada con detalle en el siguiente capítulo.

2. ESTUDIO DEL FUNCIONAMIENTO DE LA CELDA CPW LHM

En el capítulo anterior se ha hecho una introducción a la celda en la que se basaran los estudios que se realizaran a continuación. Esta celda consiste en una línea coplanar, en la cual se une el conductor y los planos de masa mediante unas tiras metálicas y a la que se le acoplan simétricamente los SRRs en el otro lado del sustrato. El estudio se centrará en el comportamiento de la celda unidad tal y como podemos ver en la figura 2.1.

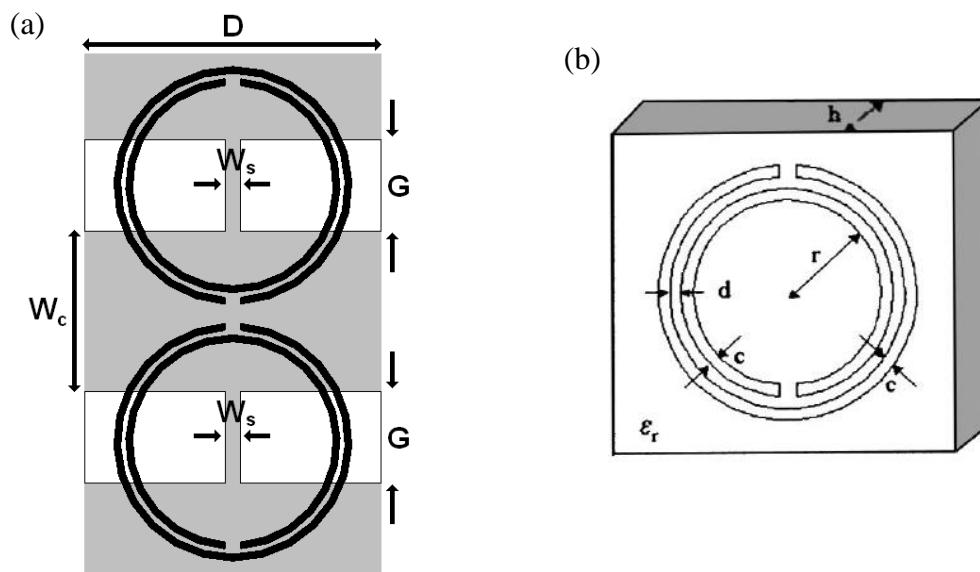


Figura 2.1. – Layout de una celda con propiedades zurdas (a), donde una línea CPW (gris) es cargada con inductancias en derivación y resonadores acoplados magnéticamente, implementados en el lado opuesto del sustrato (negro). Dimensiones más relevantes para los SRRs (b).

2.1 Estudio teórico de la celda CPW LHM

A continuación nos centraremos en las características de propagación de la estructura, las cuales se deducen del modelo discreto de la celda base de la estructura (figura 2.2a), el cual es válido en el régimen de longitud de onda larga ($\beta l \ll 1$, donde β es la constante de propagación para ondas guiadas). Debido a la simetría que presenta la celda, el concepto de pared magnética ha sido utilizado, con lo que el circuito equivalente mostrado actualmente corresponde a la mitad de la celda básica. Los elementos L y C corresponden a la inductancia y la capacidad de la línea. Estos parámetros modelan la inductancia asociada al conductor central de la línea coplanar y el acoplamiento capacitivo entre este conductor y los planos de masa respectivamente. L_p es la inductancia que introduce la unión entre el conductor y el plano de masa. El SRR de la celda base se modela como un circuito resonante, formado por L_s y C_s , acoplado magnéticamente a la línea de transmisión mediante una inducción mutua, M .

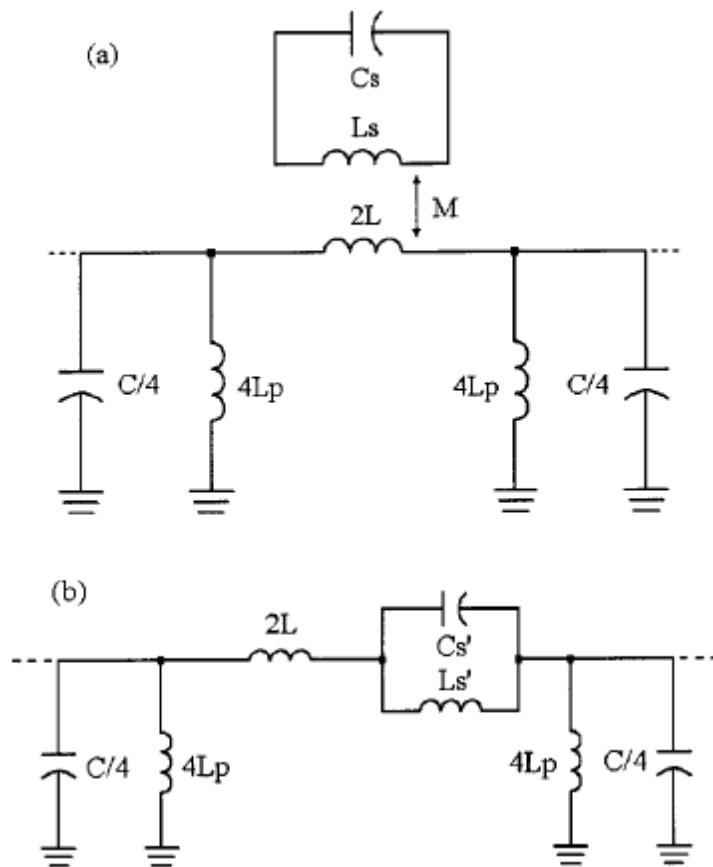


Figura 2.2. – Modelo circuital de la celda unidad de la línea zurda de la figura 2.1. (a). Mismo modelo al que se le ha aplicado una serie de transformaciones para reducirlo. (b).

El circuito equivalente puede simplificarse, obteniendo el resultado mostrado en la figura 2.2(b), donde C'_s y L'_s toman el siguiente valor:

$$C'_S = \frac{L_S}{\omega_0^2 \cdot M^2} \quad (2.1)$$

$$L'_S = \omega_0^2 \cdot M^2 \cdot C_S \quad (2.2)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_S \cdot C_S} = \frac{1}{L'_S \cdot C'_S} \quad (2.3)$$

El modelo presentado anteriormente es válido, pero recientemente se ha presentado un nuevo modelo circuital equivalente que describe más precisamente el comportamiento físico de la celda [16]. Este lo podemos observar en la figura 2.3(a).

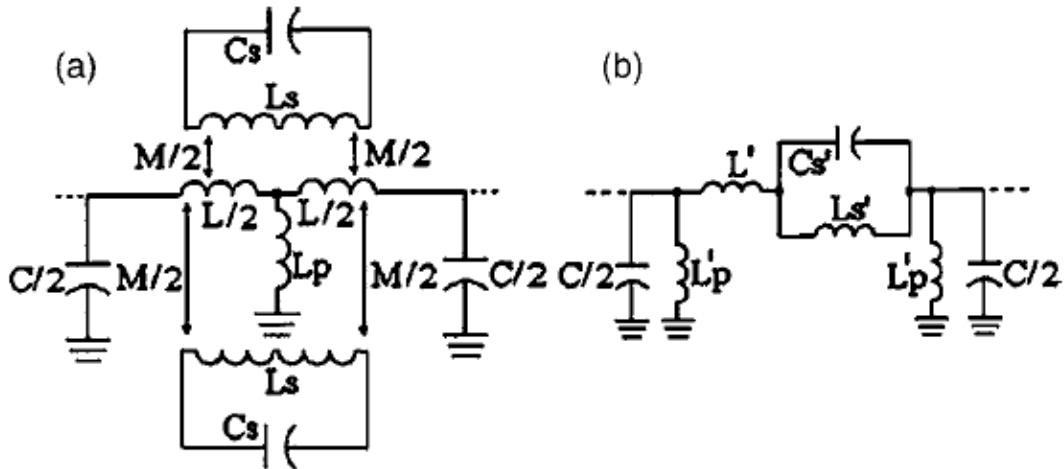


Figura 2.3. – Modelo circuital mejorado de la celda unidad de la línea zurda de la figura 2.1. (a). Mismo modelo al que se le ha aplicado una serie de transformaciones para reducirlo a un circuito en π . (b). [16]

A este circuito se le han aplicado las siguientes simplificaciones para poder obtener el circuito en π de la figura 2.3(b):

$$L'_S = 2 \cdot M^2 \cdot C_S \cdot \omega_0^2 \cdot \frac{\left(1 + \frac{L}{4 \cdot L_p}\right)^2}{1 + \frac{M^2}{2 \cdot L_p \cdot L_S}} \quad (2.4)$$

$$C'_S = \frac{L_S}{2 \cdot M^2 \cdot \omega_0^2} \cdot \left(\frac{1 + \frac{M^2}{2 \cdot L_p \cdot L_S}}{1 + \frac{L}{4 \cdot L_p}} \right)^2 \quad (2.5)$$

$$L' = \left(2 + \frac{L}{2 \cdot L_p}\right) \cdot \frac{L}{2} - L'_S \quad (2.6)$$

$$L'_P = 2 \cdot L_P + \frac{L}{2} \quad (2.7)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_S \cdot \left(L_S - 2 \frac{M^2}{L}\right)}} \quad (2.8)$$

Para la realización del estudio, se analiza la figura 2.2(b). Tal y como se observa en la figura 2.4, podemos extraer los valores de Z_P y Z_S que nos determinaran la impedancia característica (Z_B) de la celda.

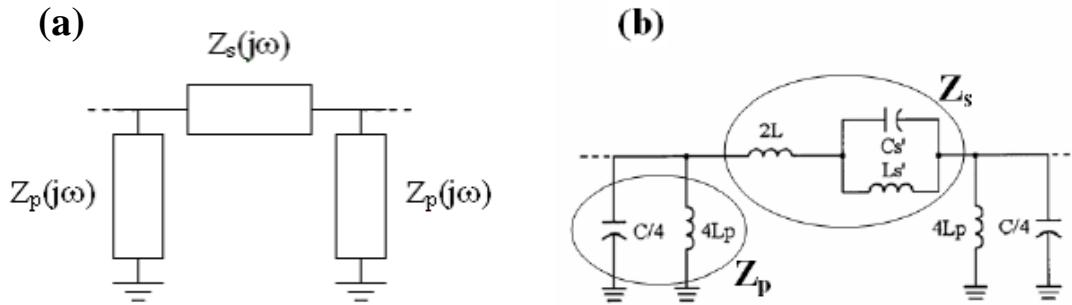


Figura 2.4. – Modelo circuital en π utilizado para el cálculo de la impedancia característica y del diagrama de dispersión de la celda unitaria.

Si se carga la estructura de la figura 2.4(a) con una carga Z_L , tenemos que la impedancia de entrada de la celda es la siguiente:

$$Z_{in} = \frac{Z_P \cdot \left(Z_S + \frac{Z_P \cdot Z_L}{Z_P + Z_L}\right)}{Z_P + \left(Z_S + \frac{Z_P \cdot Z_L}{Z_P + Z_L}\right)} \quad (2.9)$$

Para que la celda esté totalmente adaptada, tanto la impedancia de entrada como la carga tienen que ser igual a la impedancia característica de la celda unidad. Si aplicamos esta condición en la ecuación (2.9) obtenemos que:

$$Z_B = \frac{Z_P \cdot \left(Z_S + \frac{Z_P \cdot Z_B}{Z_P + Z_B} \right)}{Z_P + \left(Z_S + \frac{Z_P \cdot Z_B}{Z_P + Z_B} \right)} \quad (2.10)$$

A continuación se muestra el desarrollo de la ecuación (2.10) para poder extraer la ecuación que nos defina la impedancia característica de la celda.

$$Z_B = \frac{Z_P \cdot \left(Z_S + \frac{Z_P \cdot Z_B}{Z_P + Z_B} \right)}{Z_P + \left(Z_S + \frac{Z_P \cdot Z_B}{Z_P + Z_B} \right)} = \frac{Z_P \cdot \left(\frac{Z_S \cdot Z_P + Z_S \cdot Z_B + Z_P \cdot Z_B}{Z_P + Z_B} \right)}{\frac{Z_P^2 + Z_P \cdot Z_B + Z_S \cdot Z_P + Z_S \cdot Z_B + Z_P \cdot Z_B}{Z_P + Z_B}} = \frac{Z_P^2 \cdot Z_S + Z_S \cdot Z_B \cdot Z_P + Z_B \cdot Z_P^2}{Z_P^2 + 2 \cdot Z_P \cdot Z_B + Z_S \cdot Z_P + Z_P \cdot Z_S};$$

$$Z_P^2 \cdot Z_S + Z_S \cdot Z_B \cdot Z_P + Z_P^2 \cdot Z_B = Z_P^2 \cdot Z_B + 2 \cdot Z_P \cdot Z_B^2 + Z_S \cdot Z_B^2 + Z_P \cdot Z_S \cdot Z_B;$$

$$Z_P^2 \cdot Z_S = 2 \cdot Z_P \cdot Z_B^2 + Z_S \cdot Z_B^2;$$

$$Z_B^2 = \frac{Z_P^2 \cdot Z_S}{2 \cdot Z_P + Z_S};$$

$$Z_B = \sqrt{\frac{Z_P^2 \cdot Z_S}{2 \cdot Z_P + Z_S}} \quad (2.11)$$

donde Z_s corresponde a la impedancia de la rama serie del modelo discreto, mientras que Z_p es la impedancia de la rama en derivación (ver figura 2.2a) y que tienen la siguiente forma, que podemos extraer de la figura 2.2(b):

$$Z_P = \frac{j \cdot \omega \cdot L_P}{1 - \omega^2 \cdot C \cdot L_P} \quad (2.12)$$

$$Z_s = \frac{j \cdot \omega \cdot (L' + L'_s) - j \cdot \omega^3 \cdot L'_s \cdot C'_s \cdot L'}{1 - \omega^2 \cdot C'_s \cdot L'_s} \quad (2.13)$$

En la figura 2.5 podemos observar la representación en frecuencia de la impedancia serie y de la impedancia paralelo.

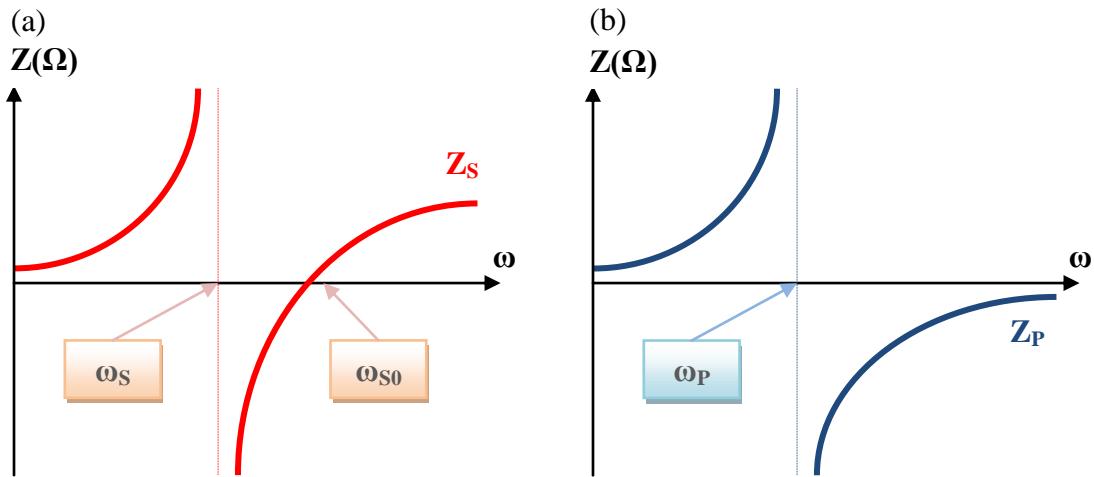


Figura 2.5. – Representación de la impedancia serie (Z_s) en función de la frecuencia (a), y de la impedancia en derivación (Z_p) en función de la frecuencia (b).

donde ω_s es la frecuencia para la que la impedancia serie tiende a infinito y tiene el siguiente valor:

$$Z_s \simeq \infty \Rightarrow \omega^2 \cdot C'_s \cdot L'_s = 1;$$

$$\omega_s = \sqrt{\frac{1}{C'_s \cdot L'_s}} \quad (2.14)$$

ω_{s0} es la frecuencia para la que la impedancia serie se anula, y tiene la siguiente forma:

$$Z_s \simeq 0 \Rightarrow j\omega \cdot (L' + L'_s) - j\omega^3 \cdot C'_s \cdot L'_s \cdot L' = 0;$$

$$\omega_{s0} = \sqrt{\frac{L' + L'_s}{C'_s \cdot L'_s \cdot L'}} \quad (2.15)$$

y ω_p es la frecuencia para la cual la impedancia de la rama en derivación tiende a infinito:

$$Z_p \simeq \infty \Rightarrow \omega^2 \cdot C \cdot L_p = 1;$$

$$\omega_P = \sqrt{\frac{1}{C \cdot L_P}} \quad (2.16)$$

Como se puede observar en la figura 2.5, Z_P nunca llega a tener valor nulo. Esto se debe a que la condición de la ecuación (2.17) no se puede cumplir, ya que esto querría decir que la componente que modela la inductancia del conductor metálico, L_P , se anularía.

$$Z_P \simeq 0 \implies j\omega \cdot L_P = 0; \quad (2.17)$$

Analizando las frecuencias que acabamos de obtener, podemos calcular cuando existirá propagación a través de la celda. Esto sucederá cuando:

$$Z_S \cdot Z_P < 0 \quad (2.18)$$

A nivel teórico, a partir de la ecuación (2.18), tendremos propagación zurda y diestra cuando:

$$\begin{cases} Z_S < 0 \\ Z_P > 0 \end{cases} \quad LHM \quad (2.19)$$

$$\begin{cases} Z_S > 0 \\ Z_P < 0 \end{cases} \quad RHM \quad (2.20)$$

A nivel práctico, nosotros no podemos medir las impedancias sobre nuestro dispositivo. Así pues, tenemos que estudiar la otra característica importante que modela la celda, la relación de dispersión.

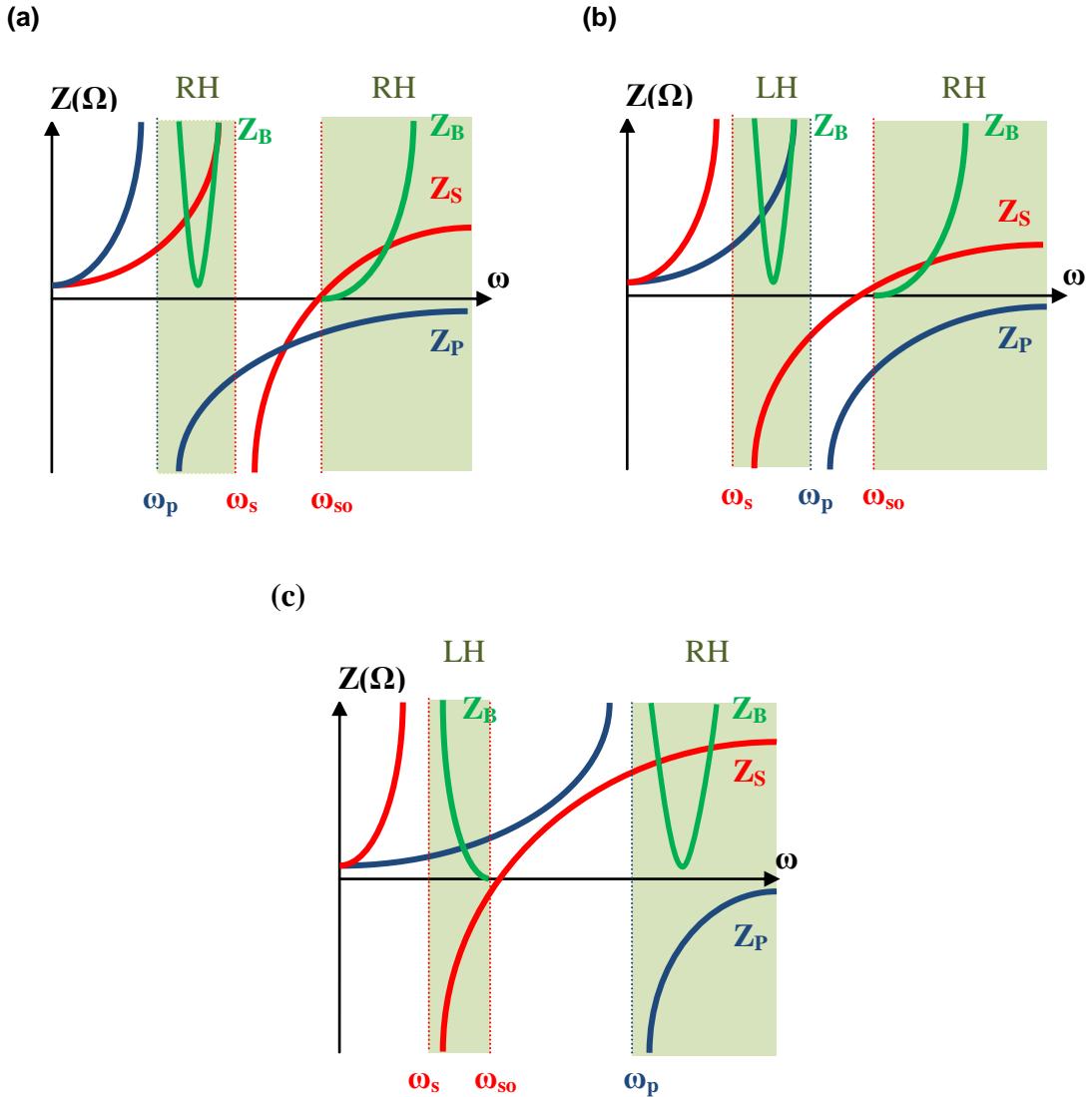


Figura 2.6. – Gráfica que muestra el comportamiento de la impedancia característica (Z_B), impedancia serie (Z_S) y impedancia paralela (Z_P) cuando $\omega_p < \omega_s < \omega_{so}$ (a), cuando $\omega_s < \omega_p < \omega_{so}$ (b) o cuando $\omega_s < \omega_{so} < \omega_p$. La zona coloreada es el periodo frecuencial para el cual existe propagación. La celda de la figura 2.1 presenta el comportamiento de la figura 2.6(c).

Esta para el circuito de la figura 2.2(b), es la que podemos observar a continuación:

$$\cos \beta l = 1 + \frac{Z_S}{Z_P} \quad (2.21)$$

Aplicando las ecuaciones (2.12) y (2.13) en la (2.21) obtenemos una ecuación más detallada de la fase:

$$\cos \beta l = 1 - \frac{\frac{L_P \cdot \omega - \frac{1}{C \cdot \omega}}{4 \cdot L_P / C}}{\left(2 \cdot L \cdot \omega - \frac{L'_S / C'_S}{L'_S \cdot \omega - \frac{1}{C'_S \cdot \omega}} \right)} \quad (2.22)$$

Cuando β va de -180° a 0° , la propagación de la onda es negativa y por lo tanto la estructura se comporta como un LHM. Si aplicamos esta condición en la ecuación (2.19) tenemos que:

$$\beta l = -180^\circ; \Rightarrow \cos(-180^\circ) = 1 + \frac{Z_S}{Z_p}; \quad -2 \cdot Z_p = Z_S \quad (2.23)$$

$$\beta l = 0; \Rightarrow \cos(0) = 1 + \frac{Z_S}{Z_p}; \quad \frac{Z_S}{Z_p} = 0 \quad (2.24)$$

A partir de las ecuaciones (2.23), (2.24) y (2.18), obtenemos que la zona de la figura 2.7(c), que es la figura que modela el comportamiento de nuestra celda, que tiene propagación zurda es la que tenemos situada entre ω_S y ω_{SO} .

Finalmente, en la figura 2.7 podemos apreciar la respuesta en frecuencia de la figura 2.1, en la que podemos ver como aparece una banda de paso en el mismo margen frecuencial para el que la celda tiene comportamiento zurdo, como se ha estudiado mediante la impedancia característica y la relación de dispersión.

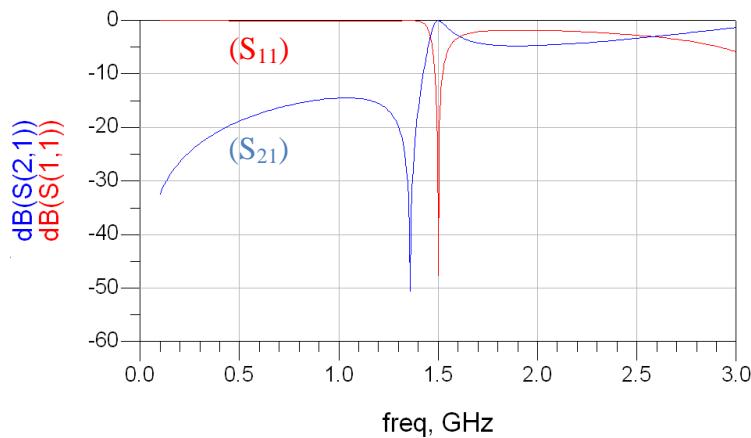


Figura 2.7. – Respuesta en frecuencia de la figura 2.1, con dimensiones: $D=11.97$ mm, $G=3.71$ mm, $W_C=6.47$ mm, $W_S=0.6$ mm, $c=0.28$ mm, $d=0.2$ mm y $r=4.05$ mm.

2.2 Estudio práctico de la celda CPW LHM

En el apartado anterior se ha realizado un estudio teórico del funcionamiento de la celda CPW LHM.

El objetivo de este apartado, es estudiar como variaran los parámetros que modelan la celda (Z_B y βl) mediante la modificación de los componentes discretos del modelo circuital equivalente. A la vez, esto nos aportará información de que parámetros físicos tendrán que ser modificados en el *layout* de la celda para conseguir variar su comportamiento, con el fin de poder controlar totalmente Z_B y βl .

Para poder diseñar y simular el circuito de la figura 2.2(b), utilizaremos el programa informático de simulación electromagnética *Advanced Design System (ADS)* de *Agilent Technologies*.

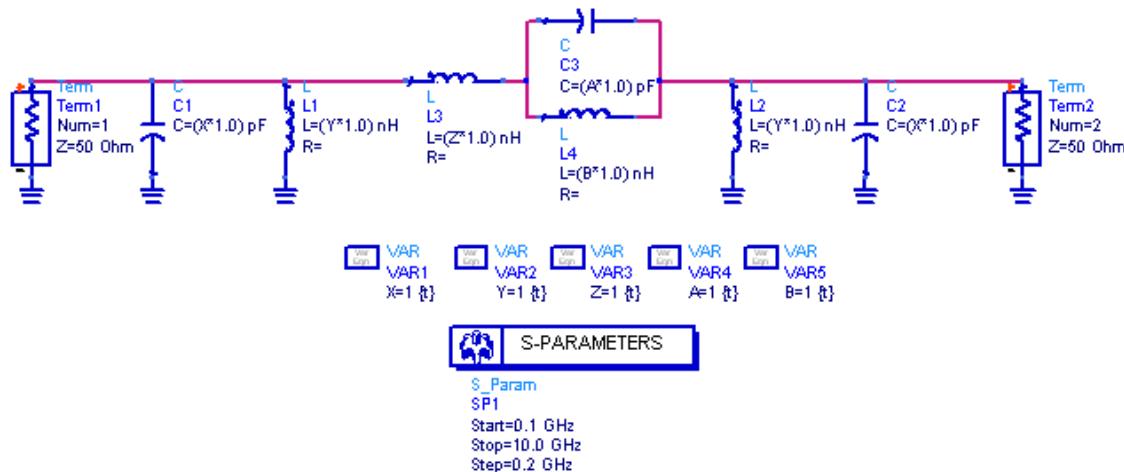


Figura 2.8. – Modelo discreto de la celda SRR diseñado en ADS.

En la figura 2.8 se observa el circuito resultante en ADS, en el cual C_1 y C_2 equivale a la capacidad de la línea, L_1 y L_2 equivale a la inductancia introducida por las tiras metálicas que unen la línea y masa (L_P), L_3 equivale a la inductancia introducida por la línea y L_4 y C_3 equivalen respectivamente al tanque LC introducido por los anillos (L 's y C 's).

Como se puede observar en el circuito, se ha añadido unas variables a cada uno de los componentes, las cuales nos permitirán utilizar la herramienta 'Tune Parameters' de ADS (figura 2.9), viendo así cómo afecta el incremento o disminución del valor de las inductancias y capacidades que modelan la celda en la impedancia característica, la fase y la respuesta frecuencial.

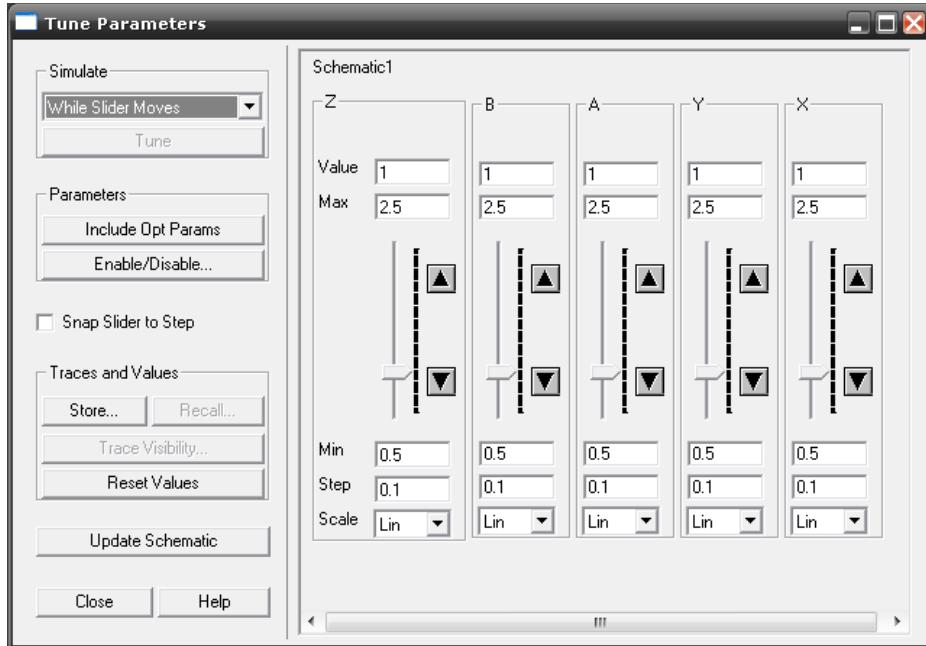


Figura 2.9. – Aplicación del ADS que nos permite hacer el tuning de las variables para poder modificar el valor de los componentes discretos del circuito. Z modifica el valor de $L3$, B el valor de $L4$, A el valor de $C3$, Y el valor de $L1$ y $L2$, y X el valor de $C1$ y $C2$.

Para poder visualizar el valor de de la Z_B y de β_l en ADS, se hace utilizando unas ecuaciones definidas por el usuario a partir de datos conocidos tras la simulación, como las pérdidas de inserción o la matriz ABCD. Sabiendo que:

$$A = \frac{Z_{11}}{Z_{21}} \quad (2.25)$$

$$B = Z_{12} - \frac{Z_{22}}{Z_{21}} \quad (2.26)$$

$$C = \frac{1}{Z_{21}} \quad (2.27)$$

$$D = \frac{Z_{22}}{Z_{21}} \quad (2.28)$$

entonces podemos aplicar que tanto la impedancia característica como las impedancias serie y en derivación toman el siguiente valor a partir de (2.25), (2.26), (2.27) y (2.28):

$$Z_B = \frac{2 \cdot B}{2 \cdot A - 1} \quad (2.29)$$

$$Z_P = \frac{1}{C} \quad (2.30)$$

$$Z_S = (D - 1) \cdot Z_P \quad (2.31)$$

y βl de la celda expresada en grados es:

$$\beta l = \cos^{-1}(A) \cdot \frac{360}{2 \cdot \pi} \quad (2.32)$$

Aplicando las ecuaciones (2.29), (2.30), (2.31) y (2.32), se extraen las gráficas que a continuación se muestran en la figura 2.10, y que nos ayudaran a estudiar el comportamiento de la celda unidad.

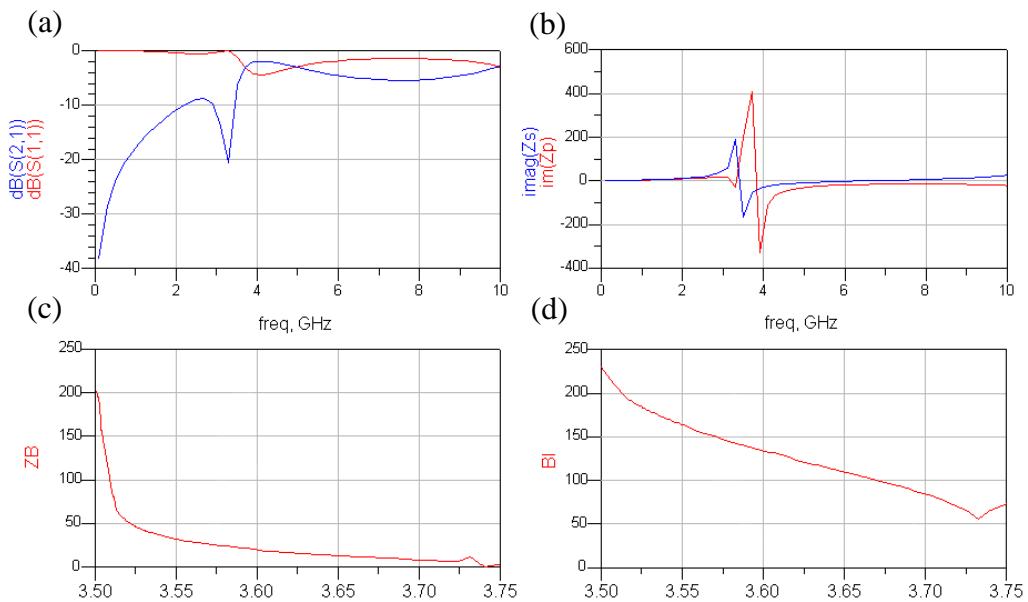


Figura 2.10. – Resultados de la celda unidad. Respuesta en frecuencia (a), Impedancia serie e Impedancia de la rama en derivación (b), Impedancia característica de la celda (c) y fase (d).

2.3 Resultados

Gracias a los métodos anteriormente descritos, se ha realizado un estudio del funcionamiento de una celda unidad zurda con tecnología coplanar. Los resultados obtenidos se pueden resumir en la tabla 2.1.

Como podemos comprobar en la tabla, la modificación de L'_P equivale a la variación de las dimensiones de la tira metálica que une el conductor a masa. Aumentar el componente discreto L'_P , equivale a disminuir el ancho de la tira metálica, W_S en la figura 2.1(a). La variación de C equivale a la modificación de la distancia entre los planos de masa y el conductor, G . Aumentar C corresponde a disminuir la distancia G .

Si nos fijamos en la ecuación que modela Z_S (ecuación 2.13), veremos que la modificación de L'_P y C no debería afectar al valor de la impedancia. En cambio si observamos la tabla podemos ver como hay una pequeña modificación. Esto se debe a que al modificar L'_P y C también estamos modificando otras variables indirectamente, como por ejemplo la inductancia de la línea, L' .

La variación de L' equivale a la modificación del largo y ancho de la línea conductora. Al aumentar la inductancia corresponde a aumentar el largo de la línea, D , y/o disminuir su ancho, W_C . Al igual que en el caso anterior, la variación de este componente no debería afectar a Z_P (ecuación 2.12), pero indirectamente estamos modificando otros componentes, C .

Finalmente la variación de L'_S y C'_S equivale a la variación del radio medio de los anillos, r , del ancho de las tiras de los anillos, c , y de distancia entre anillos, d . Aumentar L'_S equivale a aumentar el radio medio de los anillos y/o disminuir el ancho de las tiras metálicas de los anillos. Aumentando C'_S estamos disminuyendo la distancia entre los anillos.

Componente del modelo discreto	Modificación sobre el modelo discreto (figura 2.8)	Equivalencia física sobre el Layout	Z_s	Z_p	Z_b	BI	
L'_p	Aumentar		Disminuir W_s	Aumenta ligeramente	Disminuye	Disminuye	Aumenta
	Disminuir		Aumentar W_s	Disminuye ligeramente	Aumenta	Aumenta	Disminuye
C	Aumentar		Disminuir G	Aumenta ligeramente	Disminuye	Disminuye	Aumenta rápidamente
	Disminuir		Aumentar G	Disminuye ligeramente	Aumenta	Aumenta	Disminuye rápidamente
L'	Aumentar		- Aumentar D - Disminuir W_c	Aumenta rápidamente	Disminuye ligeramente	Disminuye ligeramente	Aumenta rápidamente
	Disminuir		- Disminuir D - Aumentar W_c	Disminuye rápidamente	Aumenta ligeramente	Aumenta ligeramente	Disminuye rápidamente
C'_s	Aumentar		- Aumentar r - Disminuir d	Aumenta ligeramente	Se mantiene	Disminuye ligeramente	Aumenta ligeramente
	Disminuir		- Disminuir r - Aumentar d	Disminuye ligeramente	Se mantiene	Aumenta ligeramente	Disminuye ligeramente
L'_s	Aumentar		- Aumentar r - Disminuir c	Aumenta rápidamente	Se mantiene	Disminuye rápidamente	Aumenta
	Disminuir		- Disminuir r - Aumentar c	Disminuye rápidamente	Se mantiene	Aumenta rápidamente	Disminuye

Tabla 2.1.- Evolución de los parámetros esenciales de la celda con la modificación del modelo discreto a partir del esquemático de la figura 2.8.

3. APlicación de los metamateriales en circuitos de microondas

Con el fin de aplicar la celda CPW-LHM, cuyo funcionamiento se ha visto en el capítulo anterior, este capítulo se centrará en el diseño e implementación de un circuito de microondas utilizando tecnología CPW. Para tal objetivo se ha elegido un *Divisor de Potencia* ya que es un componente del cual se conoce perfectamente su funcionamiento. Primero se introducirá la teoría básica sobre los divisores de microondas, para finalmente realizar el diseño de un divisor aplicando tecnología CPW y otros aplicando algunas de las diferentes topologías metamateriales estudiadas en el primer capítulo.

3.1 Teoría básica de los divisores de potencia de microondas

Un divisor de potencia es un dispositivo recíproco de múltiples accesos con una matriz de dispersión que tiene la siguiente forma para el caso de tres accesos:

$$S = \begin{pmatrix} 0 & \alpha & \beta \\ \alpha & \gamma & \delta \\ \beta & \delta & \varepsilon \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

siendo el acceso 1 el de potencia incidente a dividir, el cual está totalmente adaptado, y siendo $|\alpha^2|$ y $|\beta^2|$ las fracciones de potencia incidente que se reparten los accesos 2 y 3, tal como se puede ver en la figura 3.1.

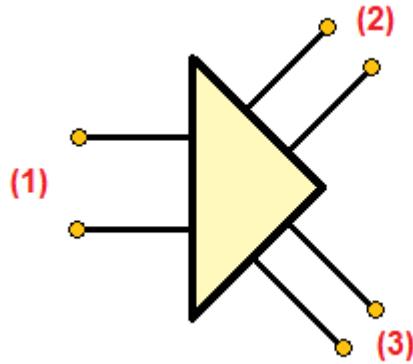


Figura 3.1. – Bloque que representa un divisor de potencia.

Si la red no tiene pérdidas, por unitariedad:

$$|\alpha|^2 + |\beta|^2 = 1 \quad (3.2)$$

y además el divisor es simétrico, lo cual quiere decir:

$$\alpha = \beta; \quad \gamma = \varepsilon; \quad (3.3)$$

podemos decir que la matriz de dispersión, por unitariedad, pasa a tener la siguiente forma:

$$S = \begin{pmatrix} 0 & \alpha & \alpha \\ \alpha & \gamma & -\gamma \\ \alpha & -\gamma & \gamma \end{pmatrix} \quad \text{donde} \quad |\alpha| = \frac{1}{\sqrt{2}}; \quad |\gamma| = \frac{1}{2} \quad (3.4)$$

Existen varios tipos de divisores, como por ejemplo el divisor resistivo o el divisor *Wilkinson*. Otro tipo de divisor es el realizado con líneas de transmisión y transformadores en $\lambda/4$, como los que podemos observar en la figura 3.2.

Nosotros nos centraremos en el estudio del divisor de la figura 3.2(a), ya que es el más simple y con el que se puede demostrar, como se verá más adelante, la viabilidad del uso de celdas zurdas en dispositivos de microondas [17].

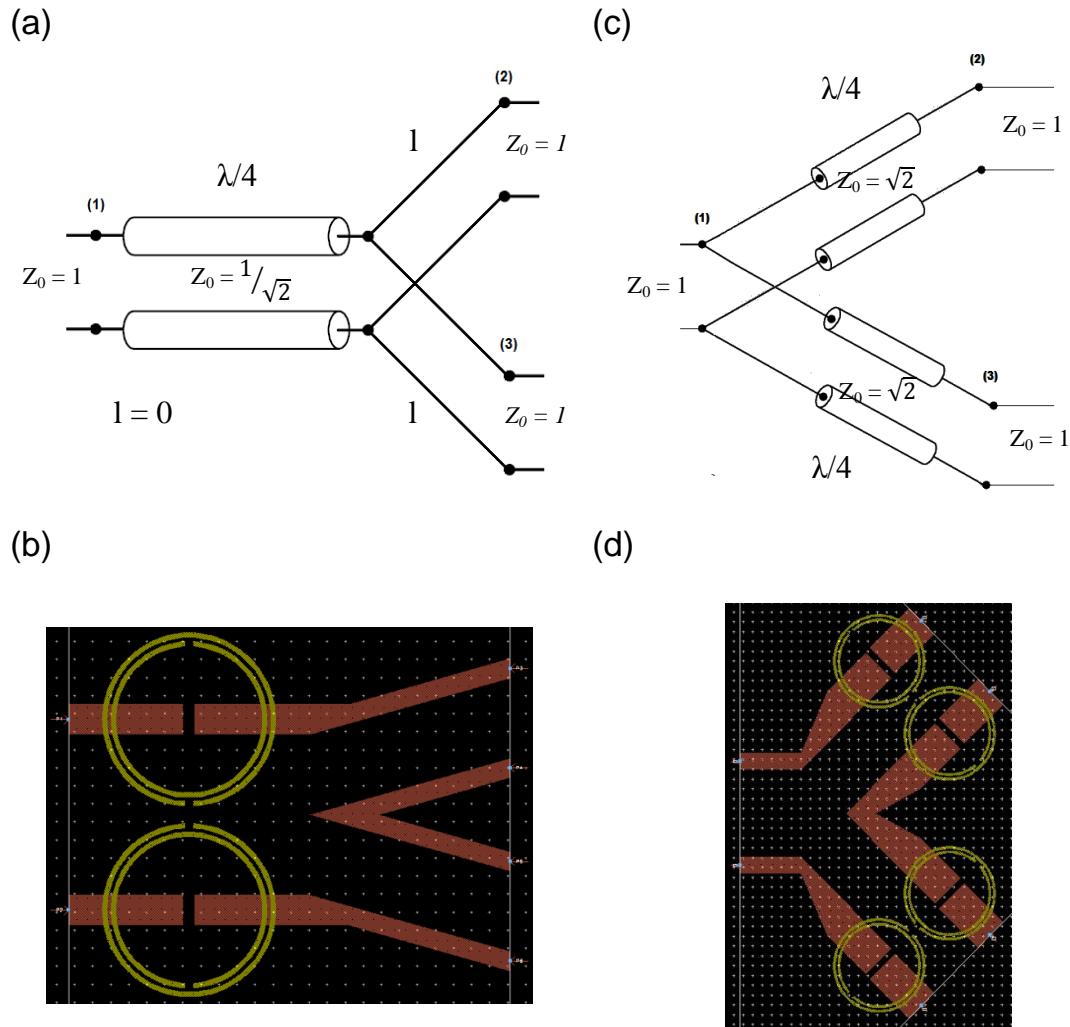


Figura 3.2. – Modelos normalizados de divisor de potencia con líneas de transmisión y transformadores en $\lambda/4$. Divisor con el transformador en $\lambda/4$ en la rama 1 (a) y su *layout* equivalente con tecnología metamaterial (b). Divisor con los transformadores en $\lambda/4$ en las ramas 2 y 3 (c), y su *layout* equivalente con tecnología metamaterial (d).

Para obtener el circuito equivalente del circuito de la figura 3.2(a) con los puertos 2 y 3 terminados, lo haremos tal y como muestra la figura 3.3.

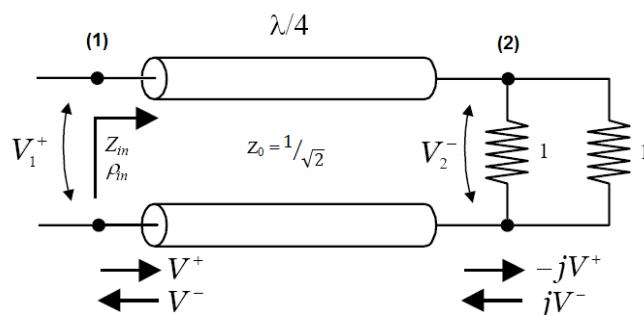


Figura 3.3. – Circuito equivalente del divisor con líneas transmisión y transformador en $\lambda/4$ con los puertos 2 y 3 terminados.

De acuerdo con el circuito equivalente de la figura 3.3, tenemos:

$$S_{12} = S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+} = \frac{-j \cdot V^+ + j \cdot V^-}{V^+ + V^-} = -j \cdot \frac{V^+ - V^-}{V^+ + V^-} = -j \cdot \frac{\left(1 - \frac{V^-}{V^+}\right)}{\left(1 + \frac{V^-}{V^+}\right)} = -j \cdot \frac{1 - \rho_i}{1 + \rho_i} \quad (3.5)$$

donde el coeficiente de reflexión es:

$$\rho_i = \frac{z_i - 1/\sqrt{2}}{z_i + 1/\sqrt{2}} = \frac{1 - \frac{1}{\sqrt{2}}}{1 + \frac{1}{\sqrt{2}}} \quad (3.6)$$

Combinando las ecuaciones (3.5) y (3.6) obtenemos los parámetros:

$$S_{12} = S_{21} = -j/\sqrt{2} \quad (3.7)$$

Por otro lado tenemos que:

$$S_{22} = S_{33} = \frac{1 - Y_i}{1 + Y_i} \quad (3.8)$$

Y sabiendo que Z_i desde el puerto 2, con el puerto 1 y 3 terminados tiene el siguiente valor:

$$Z_i = 1 \parallel 1/2; \quad \Rightarrow \quad Y_i = 3; \quad (3.9)$$

obtenemos que los parámetros de la ecuación (3.8) toman el siguiente valor:

$$S_{22} = S_{33} = \frac{1 - 3}{1 + 3} = -\frac{1}{2} \quad (3.10)$$

Finalmente mediante la combinación de las ecuaciones (3.4), (3.7) y (3.10) obtenemos que la matriz de dispersión que describe el divisor de potencia con líneas de transmisión y el transformador en $\lambda/4$ en la rama 1 es:

$$S = \frac{1}{2} \cdot \begin{pmatrix} 0 & -j \cdot \sqrt{2} & -j \cdot \sqrt{2} \\ -j \cdot \sqrt{2} & -1 & 1 \\ -j \cdot \sqrt{2} & 1 & -1 \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

La gran ventaja que presenta este divisor, como podemos observar en la ecuación (3.11), es que no tiene pérdidas. Por otro lado, dado que se utilizan transformadores en $\lambda/4$, son monobanda, lo cual quiere decir que solo son válidos para una frecuencia. Esto es debido a que el transformador en $\lambda/4$ solamente presentará la impedancia características y la fase que se desea a una sola frecuencia.

3.2 Diseño de un divisor de potencia con líneas coplanares convencionales

Para realizar el diseño del divisor de potencia, primero deberemos calcular cuales van a ser los valores de fase e impedancia característica del transformador en $\lambda/4$.

Como podemos observar en la figura 3.2(a), la impedancia normalizada del transformador en $\lambda/4$ tiene la siguiente forma:

$$\overline{Z_0} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3.12)$$

Si desnormalizamos la impedancia de la ecuación (3.12) teniendo en cuenta que se carga la línea con 50Ω obtenemos:

$$Z_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 50 = 35.35 \Omega \quad (3.13)$$

En cambio, sabiendo que la longitud de la línea es de $\lambda/4$, el valor de la fase es el siguiente:

$$Si l = \frac{\lambda}{4} \Rightarrow \beta l = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4} = \frac{\pi}{2} = 90^0 \quad (3.14)$$

Gracias a una herramienta que nos proporciona ADS, llamada *LineCalc* (figura 3.4), podemos obtener las dimensiones (el ancho de la línea W , la

separación entre la línea y los planos de masa G , y la longitud de la línea L) que tiene que tener la línea coplanar para que cumpla los dos parámetros que hemos calculado en la ecuación (3.13) y (3.14).

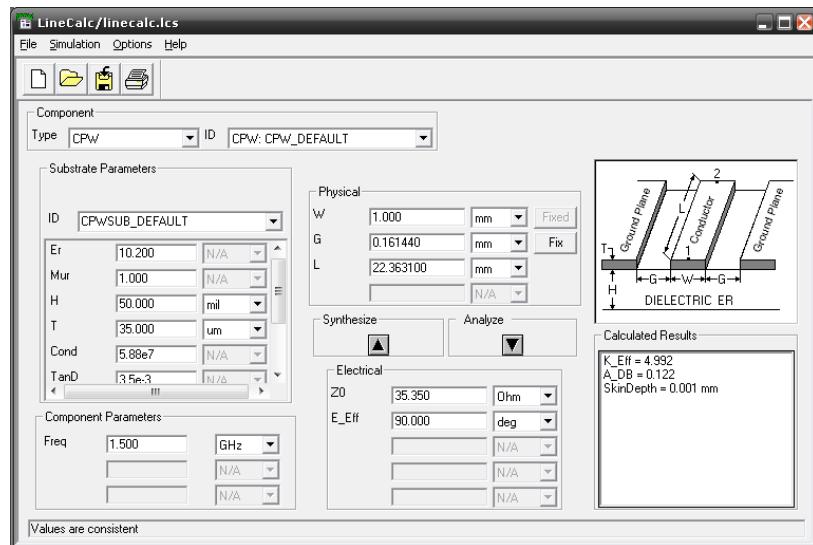


Figura 3.4. – Herramienta del ADS, llamada LineCalc, la cual proporciona la posibilidad de calcular las dimensiones de una línea de microondas a partir de sus propiedades eléctricas. También permite el paso inverso.

A esta aplicación se le deben proporcionar los parámetros que definen el substrato para hacer el procesado de la línea. En nuestro caso el sustrato presenta los siguientes parámetros:

- Permitividad dieléctrica relativa $\epsilon_r = 10.2$
- Grosor del dieléctrico $h = 1.27$ mm
- Grosor de la capa de metalización $t = 35$ μm
- Pérdidas del dieléctrico $\text{TanD} = 0.0023$
- Conductividad $\text{Cond} = 5.88\text{e}7$

Finalmente escogemos la frecuencia de operación a la que queremos que la línea presente esa impedancia y fase, que en nuestro caso es 1.5 GHz. Escogemos esta frecuencia ya que es la seleccionada en otros trabajos [19], y es una frecuencia que está dentro de las microondas y es apta para la posterior fabricación debido a las dimensiones que se obtienen.

Las dimensiones que cumplen todas las condiciones ($Z_B = 35.35 \Omega$, $\beta L = 90^\circ$) las podemos observar en la tabla 3.1.

Ancho de la línea W (mm)	Separación entre la línea y los planos de masa G (mm)	Largo de la línea L (mm)
1.00	0.1614	22.36
2.00	0.2544	22.83
3.00	0.3192	23.51
4.00	0.3687	24.13
5.00	0.4101	24.67
6.00	0.4465	25.14
7.00	0.4795	25.54

Tabla 3.1. – Valores que dan dimensión a una línea coplanar con una impedancia característica de 35.35Ω y una fase de 90° a 1.5 GHz.

Tal y como muestra la tabla 3.1, podemos obtener diferentes dimensiones de W, G y L , que satisfacen las características impuestas en el diseño del divisor. Para nuestro divisor seleccionaremos las dimensiones que tenemos con un ancho de línea de $W = 7$ mm, ya que es la que se adapta mejor a nuestro propósito.

En la figura 3.5 podemos observar, mediante las ecuaciones (2.29) y (2.32) vistas en el capítulo anterior, como la línea presenta los valores esperados.

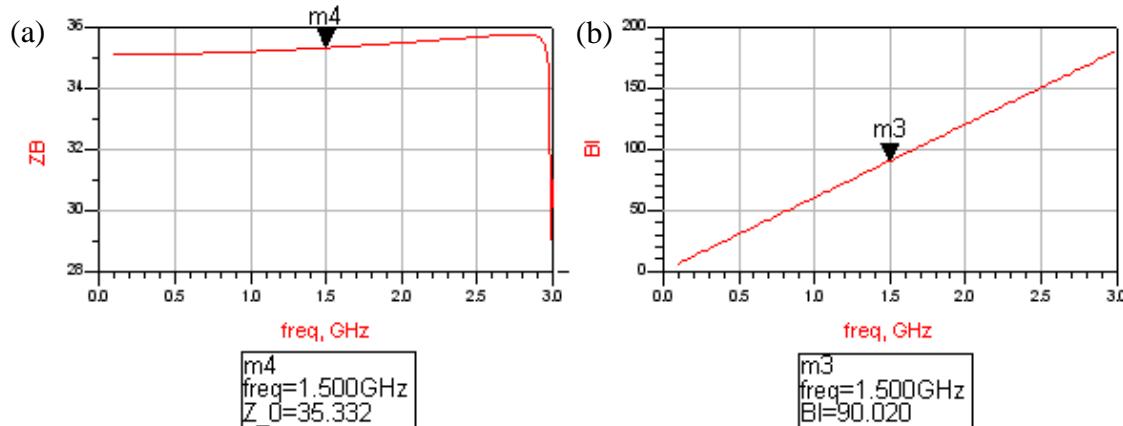


Figura 3.5. – Impedancia característica de la línea a 1.5 GHz (a). Fase de la línea a 1.5 GHz (b).

Para el diseño de las líneas de la rama 2 y 3, se ha seguido el mismo proceso descrito anteriormente. La impedancia característica es de 50Ω , como se puede ver en la figura 3.2(a) para poder tener adaptación. Tanto para el diseño del divisor de potencia de este apartado, como para los que se diseñaran posteriormente, el largo de las líneas de la rama 2 y 3 lo fijaremos acorde con las dimensiones que mejor se adapten para poder situar los conectores.

Las dimensiones de las líneas de 50Ω que completan el divisor pueden tener los valores que se muestran en la tabla 3.2.

W (mm)	G (mm)
1.00	0.4737
2.00	0.7365
3.00	0.9114
4.00	1.0461
5.00	1.1596
6.00	1.2599
7.00	1.3508

Tabla 3.2. – Valores que dan dimensión a una línea coplanar con una impedancia característica de 50Ω a 1.5 GHz.

Finalmente escogemos las dimensiones que equivalen a un ancho de línea de 1.00 mm. El *layout* del divisor de potencia resultante utilizando el transformador en $\lambda/4$ diseñado en este apartado, su respuesta en frecuencia los podemos ver en la figura 3.6 y 3.7, respectivamente.

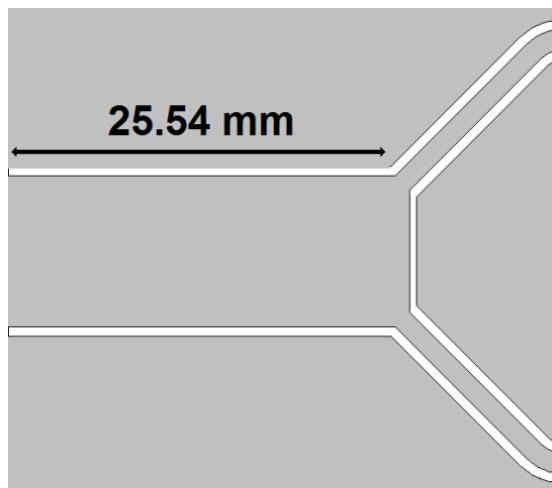


Figura 3.6. – Layout de un divisor de potencia implementado con un transformador en $\lambda/4$ y dos líneas de 50Ω . Frecuencia de trabajo de 1.5 GHz.

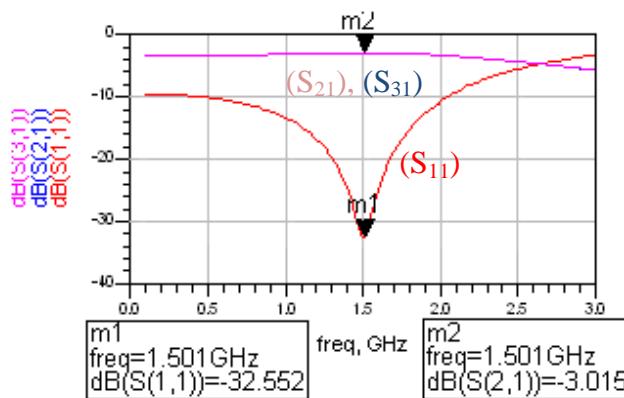


Figura 3.7. – Respuesta en frecuencia del divisor de la figura 3.6.

El divisor tiene un funcionamiento correcto ya que a la frecuencia deseada, hay transmisión a 3dB para los dos puertos de sobre los cuales se divide la potencia incidente en el puerto 1.

3.3 Diseño de un divisor de potencia con una línea LHM basada en SRRs.

En este apartado se diseñará una línea metamaterial con SRRs que presente una impedancia característica de 35.35Ω y una fase de 90° . Para ello utilizaremos lo expuesto en el capítulo anterior.

La celda que presenta estas propiedades ($Z_B = 35.35 \Omega$, $\beta l = 90^\circ$) es la que podemos ver en la figura 3.8.

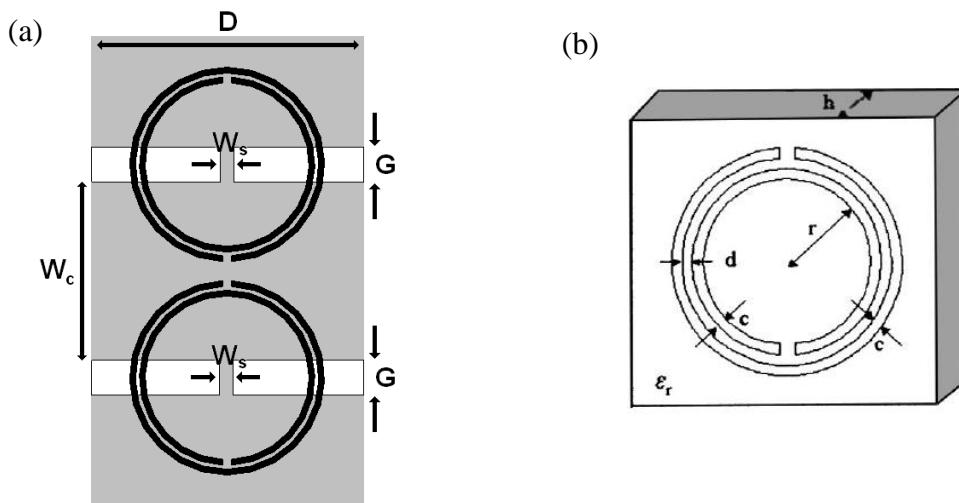


Figura 3.8. – Layout de la celda LHM con SRRs con una impedancia bloque de 35.35Ω y fase de 90° a una frecuencia de 1.5 GHz, donde W_c es el ancho del conductor, W_s es el ancho de la tira metálica que une el conductor y masa, G es el ancho del gap entre el conductor y masa (a), y dimensiones más relevantes del SRR, donde r es el radio de los anillos, d es la distancia entre anillos y c es el ancho de las tiras de los anillos (b).

la cual tiene las dimensiones que se muestran en la tabla 3.3.

c (mm)	0.29
r (mm)	4.819
d (mm)	0.177
W_C (mm)	11.072
G (mm)	1.210
W_S (mm)	0.624
D (mm)	13.378

Tabla 3.3. – Dimensiones de la celda LHM con SRRs con impedancia bloque de 35.35Ω y fase de 90° a 1.5 GHz.

En la figura 3.9 se puede comprobar la impedancia característica y la fase de la celda.

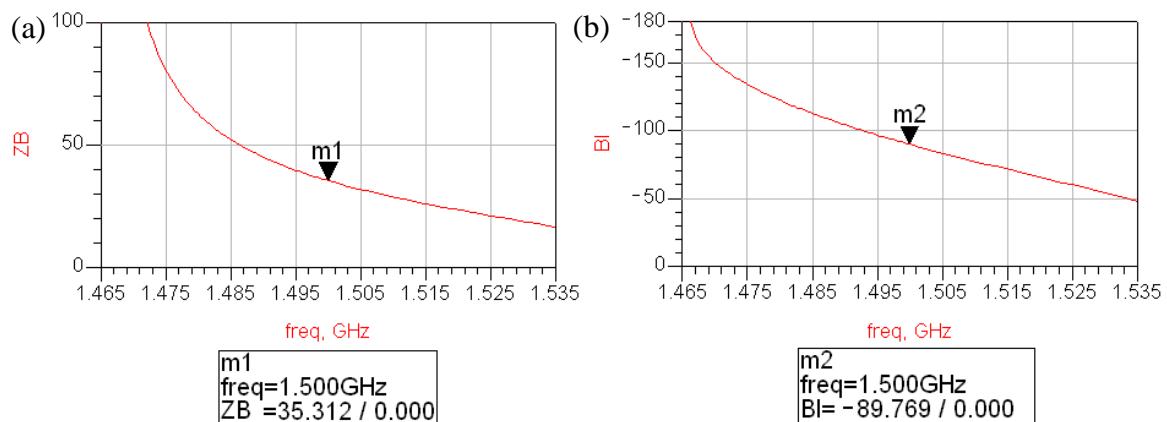


Figura 3.9. – Impedancia característica de la celda de la figura 3.8 a 1.5 GHz (a). Fase de la línea a 1.5 GHz (b).

Utilizando la línea LHM con SRRs diseñada anteriormente como transformador en $\lambda/4$ para la rama 1 del divisor de potencia, obtenemos el divisor de la figura 3.10 y su respuesta en frecuencia es la que se muestra en la figura 3.11.

Si analizamos su respuesta en frecuencia, se puede observar que debido a la reducción que introduce la celda en el tamaño del dispositivo hay un ligero aumento de las pérdidas y el estrechamiento de la banda de operación. Por este motivo la utilidad de este tipo de celdas queda restringida a la utilización en dispositivos de banda estrecha, y es especialmente interesante en aquellas aplicaciones donde además se requiera de un filtrado adicional, por la selectividad frecuencial que presentan este tipo de celdas.

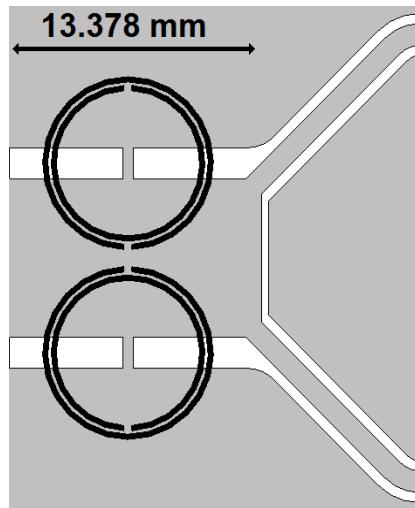


Figura 3.10. – Layout del divisor de potencia implementado con un transformador en $\lambda/4$ con la celda LHM con SRRs y dos líneas de 50Ω . Frecuencia de trabajo de 1.5 GHz.

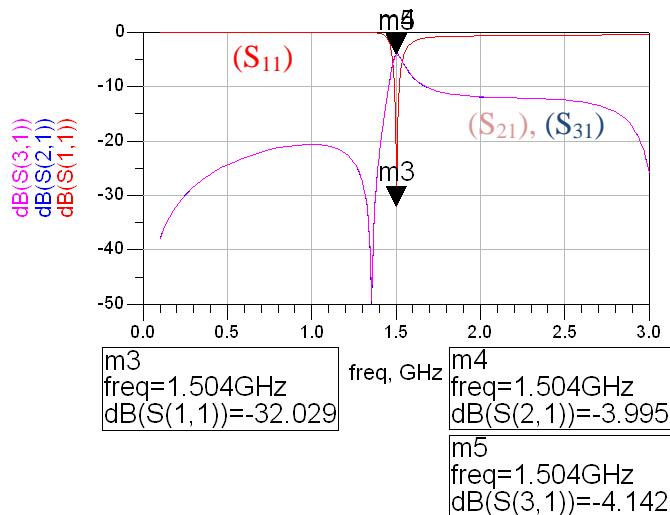


Figura 3.11. – Respuesta en frecuencia del divisor de la figura 3.10.

3.4 Diseño de un divisor de potencia con una línea LHM basada en SRs

En este apartado se realizará el mismo estudio que en el anterior, pero utilizando *Spiral Rings* (SR) como resonadores. La celda que presenta estas propiedades ($Z_B = 35.35 \Omega$, $\beta l = 90^\circ$) es la que podemos ver en la figura 3.12.

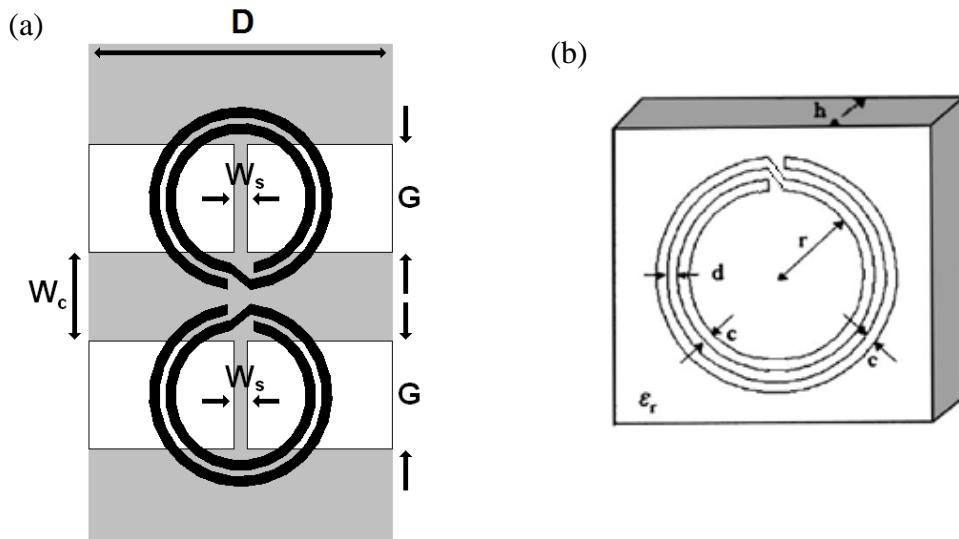


Figura 3.12. – Layout de la celda LHM con SRs con una impedancia bloque de 35.35Ω y fase de 90° a una frecuencia de 1.5 GHz, donde W_C es el ancho del conductor, W_S es el ancho de la tira metálica que une el conductor y masa, G es el ancho del gap entre el conductor y masa (a), y dimensiones más relevantes del SR, donde r es el radio de los anillos, d es la distancia entre anillos y c es el ancho de las tiras de los anillos (b).

la cual tiene las dimensiones que se muestran en la tabla 3.4.

c (mm)	0.302
r (mm)	2.825
d (mm)	0.204
W_C (mm)	2.724
W_S (mm)	3.336
G (mm)	0.398
D (mm)	9.376

Tabla 3.4. – Dimensiones de la celda LHM con SRs con impedancia bloque de 35.35Ω y fase de 90° a 1.5 GHz.

En la figura 3.13 se puede comprobar la impedancia característica y la fase de la celda.

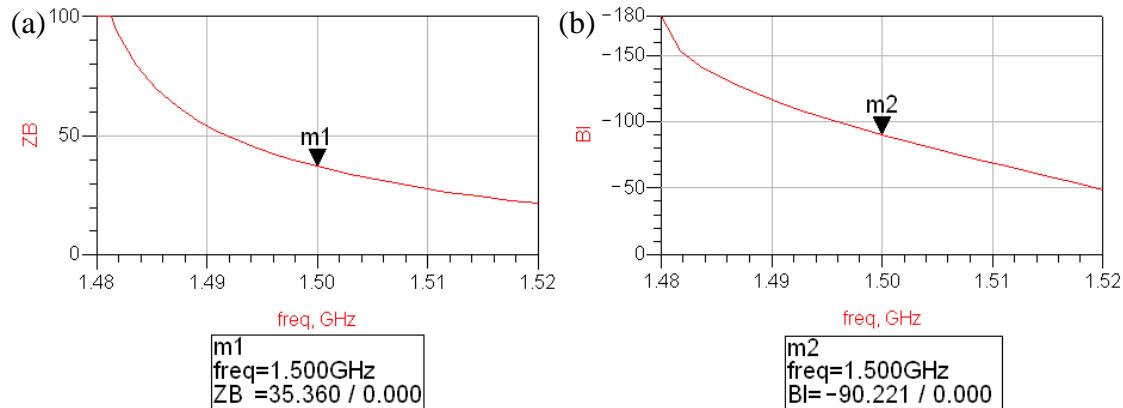


Figura 3.13. – Impedancia característica de la celda de la figura 3.12 a 1.5 GHz (a). Fase de la celda a 1.5 GHz (b).

Ajustar la celda a los valores de impedancia y fase deseados ha resultado más difícil debido a que, al haber reducido el tamaño de la celda respecto la celda con SRRs, el rango de frecuencias para el que la celda tiene un comportamiento zurdo también se ve reducido haciendo que las pequeñas variaciones en las dimensiones físicas sean mucho más significativas.

Utilizando la línea LHM con SRs diseñada anteriormente como transformador en $\lambda/4$ para la rama 1 del divisor de potencia, obtenemos el divisor de la figura 3.14, y su respuesta en frecuencia es la que se observa en la figura 3.15.

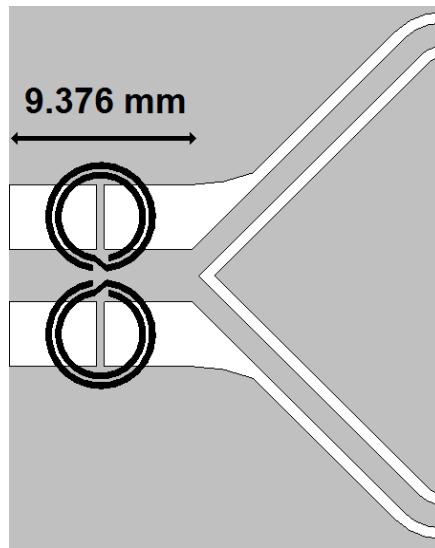


Figura 3.14. – Layout del divisor de potencia implementado con un transformador en $\lambda/4$ con la celda LHM con SRs y dos líneas de 50Ω . Frecuencia de trabajo de 1.5 GHz.

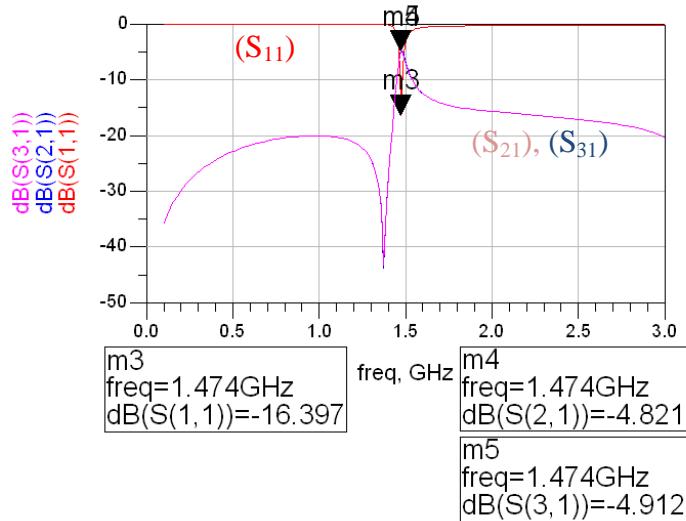


Figura 3.15. – Respuesta en frecuencia del divisor de la figura 3.14.

Como podemos observar al comparar las dimensiones del divisor de la figura 3.14, con las dimensiones del divisor coplanar convencional (figura 3.6), estamos obteniendo un factor de reducción del dispositivo de un 63% gracias a la utilización de líneas LHM con SRs.

3.5 Diseño de un divisor de potencia con una línea LHM basada en BC-SRs

Si al realizar el estudio para este tipo de celdas se mantiene la frecuencia de trabajo a 1.5 GHz, se obtiene una celda que presenta unas dimensiones de 3 mm aproximadamente (un 80% de reducción frente a la línea CPW convencional). Debido a la gran reducción del dispositivo, también obtenemos un estrechamiento importante del ancho de banda para el cual la celda presenta comportamiento zurdo. Este hecho no nos ha permitido ajustar la impedancia característica y la fase a los valores deseados ya que una pequeña variación sobre el layout era equivalente a una variación significativa de Z_B y βl , dado que la resolución del simulador no era suficiente. Por este motivo, mantendremos las mismas dimensiones de la celda LHM con SRs diseñada en el apartado anterior para la celda LHM con BC-SRs. Con esto conseguiremos tener un ancho de banda con comportamiento zurdo de la celda que nos permitirá ajustar sus características. A cambio la frecuencia de resonancia de la celda se verá reducida a la mitad.

La celda que presenta las propiedades comentadas anteriormente es la de la figura 3.16.

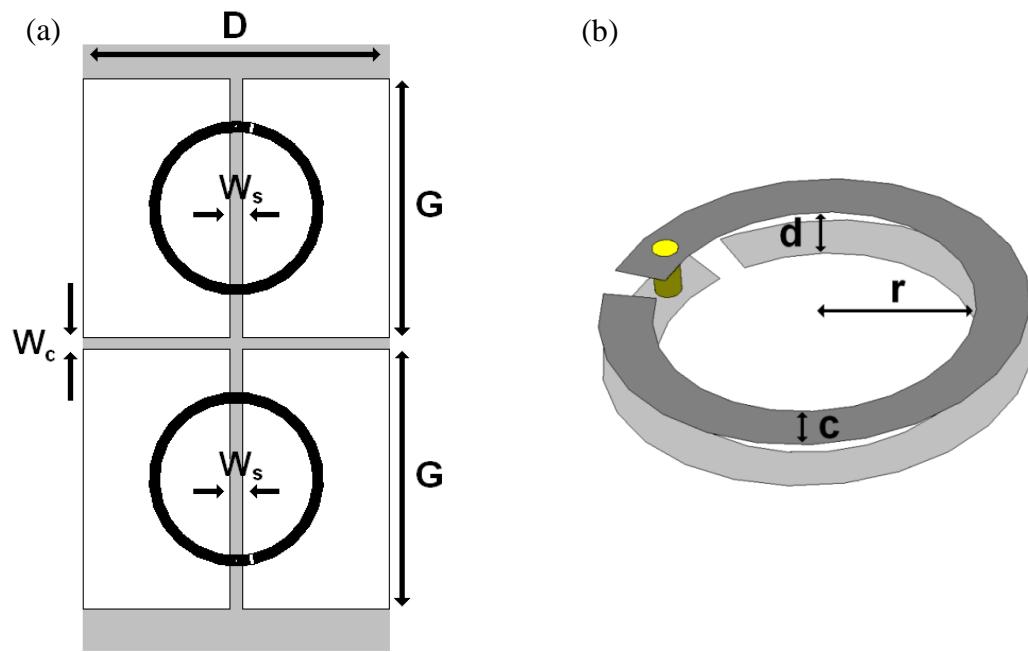


Figura 3.16. – Layout de la celda LHM con BC-SRs con una impedancia bloque de 35.35Ω y fase de 90° a una frecuencia de 740 MHz, donde W_C es el ancho del conductor, W_S es el ancho de la tira metálica que une el conductor y masa, G es el ancho del gap entre el masa (a), y dimensiones más relevantes del SRR, donde r es el radio de los anillos, d es la distancia entre anillos y c es el ancho de las tiras de los anillos (b).

la cual tiene las dimensiones que se muestran en la tabla 3.5.

c (mm)	0.330
r (mm)	2.797
d (mm)	0.204
W_C (mm)	0.374
W_S (mm)	0.398
G (mm)	8.336
D (mm)	9.777

Tabla 3.5. – Dimensiones de la celda LHM con BC-SRs con impedancia bloque de 35.35Ω y fase de 90° a 740 GHz.

En la figura 3.17 se puede comprobar la impedancia característica y la fase de la celda.

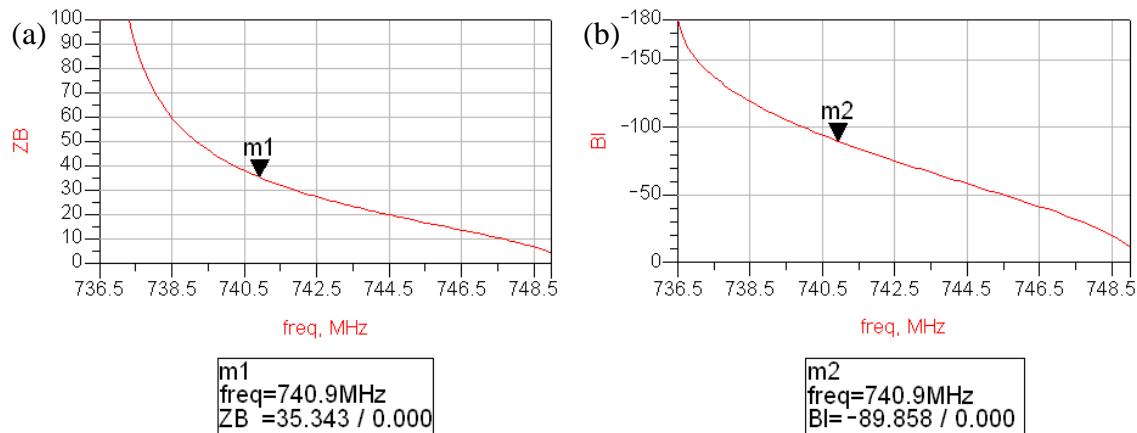


Figura 3.17. – Impedancia característica de la celda de la figura 3.16 a 740 MHz (a). Fase de la celda a 740 MHz (b).

Utilizando la línea LHM con BC-SRs diseñada anteriormente como transformador en $\lambda/4$ para la rama 1 del divisor de potencia, obtenemos el divisor de la figura 3.18, el cual tiene la respuesta en frecuencia que se observa en la figura 3.19.

Como se ha demostrado mediante el estudio realizado, la utilización de líneas LHM basadas en BC-SRs para la sintetización de dispositivos de microondas controlando sus propiedades (Z_B y βl) es viable.

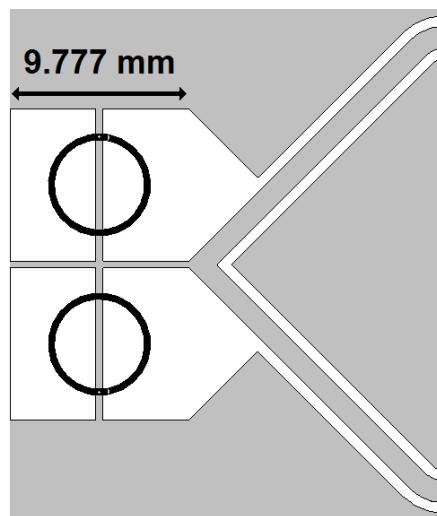


Figura 3.18. – Layout del divisor de potencia implementado con un transformador en $\lambda/4$ con la celda LHM con BC-SRs y dos líneas de 50Ω . Frecuencia de trabajo de 740 MHz.

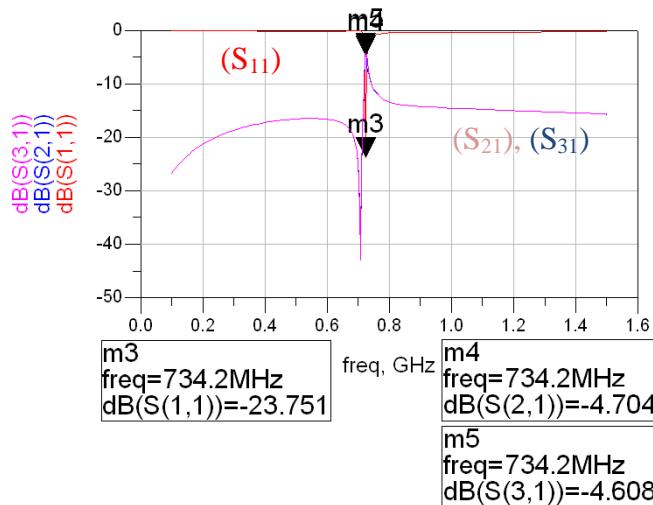


Figura 3.19. – Respuesta en frecuencia del divisor de la figura 3.18.

3.6 Fabricación y medida de los divisores diseñados

A continuación se mostrarán los resultados obtenidos de los diseños fabricados, los cuales han sido el divisor con líneas LHM basadas en SRRs y el divisor con líneas LHM basadas en SRs. Debido a que el divisor de potencia con líneas LHM basadas en BC-SRs tiene dimensiones por debajo de las posibilidades de fabricación además de la dificultad de tener tres niveles de metal, no ha sido fabricado.

El sustrato considerado para la fabricación de los divisores de potencia es el *Rogers RO3010*, el cual presenta una constante dieléctrica de $\epsilon_r = 10.2$ y un grosor de $h = 1.27$ mm, cuyas características son las que se han usado en las simulaciones.

A continuación se puede observar el divisor con líneas LHM basadas en la celda SRR (figura 3.20) y su respuesta en frecuencia medida (figura 3.21), y el divisor con líneas LHM basadas en la celda SR (figura 3.22) y su respuesta en frecuencia medida (figura 3.23).

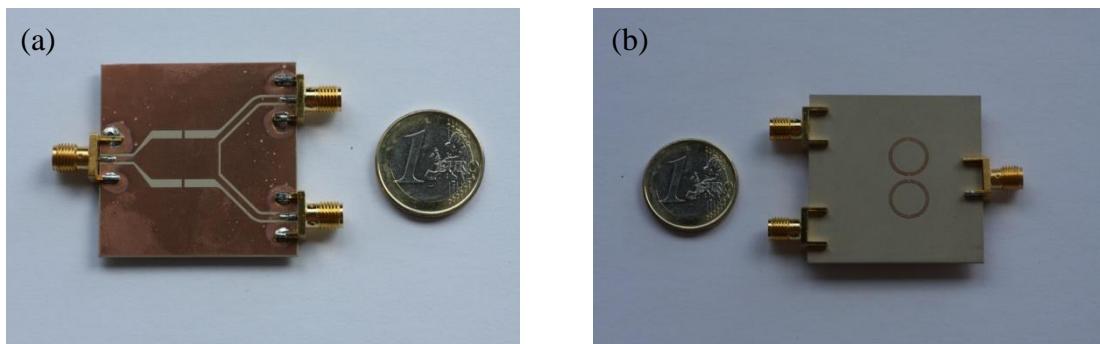


Figura 3.20. – Fotografía del divisor de potencia implementado con línea LHM con SRRs. *Top* (a) y *bottom* del divisor (b).

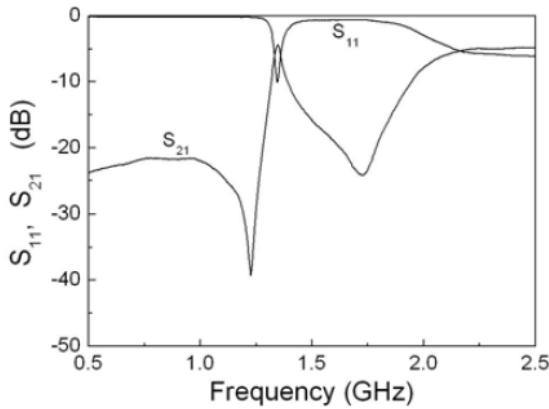


Figura 3.21. – Medida del prototipo del divisor de potencia de la figura 3.20. S_{31} muy parecido a S_{21} , no se representa (b).

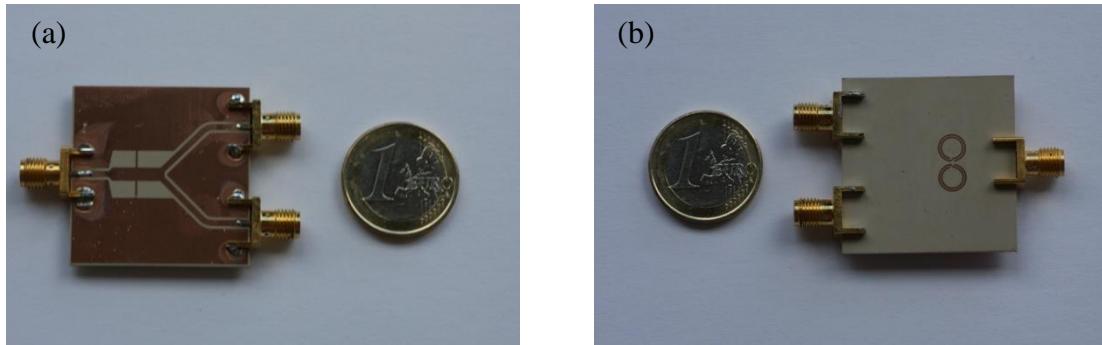


Figura 3.22. – Fotografía del divisor de potencia implementado con línea LHM con SRs. *Top* (a) y *bottom* del divisor (b).

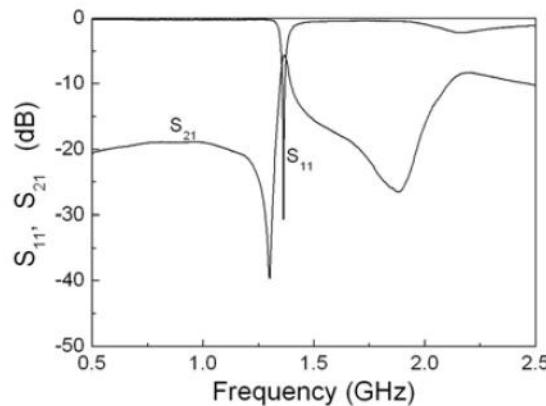


Figura 3.23. – Medida del prototipo del divisor de potencia de la figura 2.22. S_{31} muy parecido a S_{21} , no se representa (b).

Analizando los resultados obtenidos tras la medida se ha observado un desplazamiento en frecuencia que puede ser atribuido a tolerancias relacionadas con el proceso de fabricación y el substrato empleado (se tiene constancia de la

variación de la constante dieléctrica respecto al valor nominal está por encima de los límites de tolerancia dados por el fabricante). Esto ha hecho que la frecuencia de operación del dispositivo se desplace hasta prácticamente 1.4GHz en los dos dispositivos diseñados. No obstante, la reducción de dimensiones y la posibilidad de implementar dispositivos de microondas basados en líneas de transmisión cargadas con SRRs con fase e impedancia controlables, ha sido probada.

CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS DE ESTUDIO

En este trabajo de investigación se ha realizado un estudio que nos ha permitido controlar las propiedades de las líneas LHM con tecnología coplanar. El estudio se ha utilizado para la síntesis de celdas para diseñar componentes bajo el rango frecuencial de las microondas. Las conclusiones extraídas de este trabajo son las siguientes:

- Se ha estudiado, mediante el circuito equivalente, y conseguido el control de las propiedades (Z_B y βl) de líneas artificiales zurdas implementadas en tecnología CPW, donde la línea es cargada con resonadores acoplados magnéticamente e inductancias en derivación.
- Se ha demostrado la viabilidad de la utilización de las líneas LHM estudiadas para la compactación de dispositivos de microondas. Como ejemplo se han diseñado inversores de impedancia que se han empleado en la síntesis de divisores de potencia de banda estrecha. Diferentes prototipos han sido diseñados, fabricados y caracterizados. Se ha obtenido un nivel de compactación superior al 50%, factor que puede ser incrementado, como se ha demostrado en el trabajo, mediante el empleo de otras tecnologías que permita una mayor reducción en el tamaño de los resonadores.

Como líneas futuras de investigación en relación al trabajo realizado, se proponen los siguientes puntos:

CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS DE ESTUDIO

- Extracción de los valores (parámetros) del circuito equivalente de la celda LHM – CPW.
- El estudio del comportamiento y control de las propiedades de celdas zurdas balanceadas.
- Síntesis de otros dispositivos de microondas mediante las celdas estudiadas.

REFERENCIAS

- [1] V.G.Veselago. “The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ .” *Usp. Fiz. Nauk* 92, 517-526, July 1964.
- [2] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, “Magnetism from conductors and enhanced non linear phenomena”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 2075-2084, Nov 1988.
- [3] R. Marqués, 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*, vol. 51 (10), pp. 2572-2581, October 2003.
- [4] R. Marqués, F. Medina, and R. Rafii-El-Idrissi, “Role of bianisotropy in negative permeability and left-handed metamaterials,” *Phys. Rev. B*, vol. 65, pp. 144440(1-6), 2002.
- [5] R. Marqués, J.D. Baena, J. Martel, F. Medina, F. Falcone, M. Sorolla and F. Martín, “Novel small resonant electromagnetic particles for metamaterial and filter design”, *Proceeding of the International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, ICEAA*, pp. 439-443, Torino (Italy), 8-12, Sept. 2003.
- [6] J.D. Baena, J. Bonache, F. Martín, R. Marqués Sillero, F. Falcone, T. Lopetegui, M.A.G. Laso, J. García-García, I. Gil, M. Flores Portillo, and M. Sorolla. "Equivalent-circuit models for split-ring resonators

- and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53 (4), pp. 1451-1461, April 2005.
- [7] R. Marqués, F. Medina and R. Rafii-El-Idrissi. Role of biasotropy in negative permeability and left-handed metamaterials. *Physical ReviewB*, 65(14):144440(1-6), April 2002.
- [8] R. Marqués, F. Mesa, J. Martel and F. Medina. Comparative analysis of edge- and broad-side coupled Split ring resonators for metamaterial design- theory and experiments. *IEEE Tran. On Antennas and Propagation*, 51 (10):2572-2581, October 2003
- [9] G.V. Eleftheriades, A.K. Iyer and P.C. Kremer, "Planar negative refractive index media using periodically L-C loaded transmission lines", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50 (12), pp. 2702-2712, December 2002.
- [10] C. Caloz and T. Itoh, "Application of the transmission line theory of left-handed (LH) materials to the realization of a microstrip 'LH line', " in *IEEE AP-S Int. Symp.*, vol. 2, pp. 412-415, San Antonio, TX, Jun. 2002.
- [11] Juan Domingo Baena, Jordi Bonache, Ferran Martín, Ricardo Marqués Sillero, Francisco Falcone, Txema Lopetegi, Miguel A. G. Laso, Joan García-García, Ignacio Gil, JMaria Flores Portillo, and Mario Sorolla, "Equivalent-Circuit Models for Slit-Ring Resonators and Complementary Slit-Ring Resonators Coupled to Planar Transmission Lines" *IEEE Transactions on Microwave Theory And Techniques*, Vol. 53, No.4, April 2005.
- [12] F. Falcone, T. Lopetegi, M. A. G. Laso, J. D. Baena, J. Bonache, M. Beruete, R. Marqués, F. Martín and M. Sorolla. Babinet principle applied to the design of metasurfaces and metamaterials. *Physical Review Letters*, 93:197401-4, November 2004
- [13] TRN's View from the High Ground: ICL's John Pendry "<http://www.trnmag.com/Stories/2006/051506/VFTHG%20--%20John%20Pendry.html>"
- [14] F. Aznar "Diseño y caracterización de resonadores sub-landa bimétálicos", Julio 2007.
- [15] R. Marqués, F. Martín and M. Sorolla. "Metamaterials with negative parameters: theory, design and microwave applications", John Wiley & Sons, 2007.

- [16] F. Aznar, J. Bonache, and F. Martín, “Improved circuit model for left-handed lines loaded with split ring Resonators”, 1 February 2008.
- [17] F. Aznar, J. Bonache, A. Valcárcel and F. Martín. “Miniaturization of narrow-band power dividers by using CPW left-handed transmission lines”.
- [18] D.R. Smith, W.J. Padilla, D.C. Vier, S.C. Nemat-Nasser and S. Schultz, “Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity” *Phys.Rev.Lett.*, vol.84, pp.4184-4187, May 2000.
- [19] Marta Gil Barba, “Análisis, Diseño y Aplicaciones de Líneas de Transmisión Zurdas basadas en el Modelo Resonante”, Trabajo de Investigación de Estudios de Tercer Ciclo de Ingeniería Electrónica.

Recientemente ha surgido un nuevo campo de investigación en el área del electromagnetismo aplicado y de la ingeniería de microondas, basado en el control de las propiedades electromagnéticas de estructuras artificiales, conocidas como metamateriales. El objetivo principal de este proyecto es el estudio y control del comportamiento de estas estructuras artificiales, y su posterior aplicación para la síntesis de dispositivos compactos de microondas. En el primer capítulo se hace una introducción a los metamateriales en la que se exponen sus principales propiedades electromagnéticas, para finalmente presentar las líneas de transmisión zurdas que se suelen utilizar en el diseño de metamateriales. En el segundo capítulo se realiza un estudio de las propiedades y del funcionamiento de una celda metamaterial. Finalmente en el tercer capítulo se exponen diferentes dispositivos diseñados mediante la utilización de este tipo de celdas.

Recentment ha sorgit un nou camp d'investigació en l'àrea de l'electromagnetisme aplicat i de la enginyeria de microones, basat en el control de les propietats electromagnètiques d'estructures artificials, conegudes com metamaterials. L'objectiu principal d'aquest projecte és l'estudi i control del comportament d'aquestes estructures artificials, i la seva posterior aplicació per a la síntesi de dispositius compactes de microones. En el primer capítol es fa una introducció als metamaterials a la que s'exposen les seves principals propietats electromagnètiques, per finalment presentar les línies de transmissió esquerranes que es solen utilitzar en el disseny de metamaterials. En el segon capítol es realitza un estudi de les propietats i del funcionament d'una cel·la metamaterial. Finalment en el tercer capítol s'exposen diferents dispositius dissenyats mitjançant l'utilització d'aquests tipus de cel·les.

Recently, a new field of research in the area of electromagnetism and applied microwave engineering has appeared, based on controlling the electromagnetic properties of artificial structures, known as metamaterials. The main objective of this project is to study and control the behavior of these artificial structures, and their subsequent application to the synthesis of compact microwave devices. The first chapter provides an introduction to the metamaterials, in which their main electromagnetic properties are outlined, and finally the left-handed transmission lines that are commonly used in the design of metamaterials are introduced. The second chapter outlines a study of the properties and the operation of a metamaterial cell. Finally in the third chapter, various devices designed to be used with such cells are described.