



Miniaturización de componentes planares de microondas mediante técnicas basadas en metamateriales: Aplicación a un desfasador de cuadratura

Memoria del Proyecto Final de Carrera de
Ingeniería Electrónica

realizado por
Manuel Aranda Valero
y dirigido por
Ferran Martín Antolín
Gerard Sisó Cuadrado
Bellaterra, Junio de 2008

ÍNDICE

PRESENTACIÓN	- 3 -
1. INTRODUCCIÓN	- 6 -
1.1. Metamateriales.....	- 6 -
1.2. Líneas de transmisión metamaterial	- 12 -
1.2.1. Línea dual y compuesta	- 12 -
1.2.2. Líneas basadas en el modelo resonante	- 16 -
2. DISEÑO DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN METAMATERIAL BASADAS EN CSRRs	- 23 -
2.1. Introducción	- 23 -
2.2. Diseño de líneas de transmisión metamaterial.....	- 25 -
2.2.1. Líneas zurdas basadas en el modelo resonante	- 25 -
2.2.2. Líneas diestras basadas en el modelo resonante	- 27 -
3. DESFASADOR DE CUADRATURA.....	- 30 -
3.1. Introducción de circuitos de 3 puertos.....	- 30 -
3.2. Diseño de un desfasador de cuadratura con líneas de transmisión metamaterial.....	- 34 -
3.2.1. Desfasador de cuadratura con <i>Complementary Split Ring Resonator (CSRR)</i> ...	- 35 -
3.2.2. Desfasador de cuadratura con <i>Spiral Resonator (SR)</i>	- 40 -
3.2.2.1. Diseño de celdas.....	- 40 -
3.2.2.2. Diseño del desfasador de cuadratura con las 2 celdas.....	- 44 -
3.2.2.3. Diseño del desfasador de cuadratura miniaturizado.....	- 46 -
3.2.2.4. Fabricación del desfasador de cuadratura con <i>Spiral Resonator (SR)</i> ...	- 50 -
CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS.....	- 54 -
ÍNDICE FIGURAS.....	- 56 -
REFERENCIAS	- 59 -

PRESENTACIÓN

Este trabajo ha sido realizado dentro de Grupo de Ingeniería de Microondas y Milimétricas Aplicadas (GEMMA) del Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad Autónoma de Barcelona. El grupo GEMMA ha pasado a formar parte de la Red de Centros de Apoyo a la Innovación Tecnológica del CIDEM bajo el nombre de Centro de Investigación de Metamateriales para la Innovación en Tecnologías Electrónica y de Comunicaciones (CIMITEC).

El CIMITEC trabaja en diversos proyectos de investigación y contratos de transferencia de tecnología para la optimización de circuitos electrónicos de alta frecuencia mediante metamateriales. El año 2003 se consiguió diseñar y fabricar líneas de transmisión artificiales o líneas metamateriales mediante la utilización de los primeros elementos constituyentes que se usaron para la síntesis del primer metamaterial tridimensional el año 2000: los anillos resonantes abiertos (*SRR*). Pioneros en el ámbito internacional junto con otras universidades en el diseño de estas líneas artificiales, donde actualmente hay un gran número de proyectos de investigación referentes a estas líneas transmisión metamaterial. Los dedicados a las líneas duales con elementos discretos, como se explicará brevemente en un apartado del proyecto, y los elementos resonantes, que es utilizado para el presente proyecto.

Las líneas de transmisión basadas en metamateriales presentan diversas ventajas respecto a las líneas convencionales. Uno de estos es que permiten la miniaturización de los circuitos, ya que los resonadores que forman las que podríamos llamar “metalíneas” presentan dimensiones sub-lambda, es decir, la longitud de la línea es menor que la longitud de onda a la frecuencia de interés. El otro aspecto a destacar es la posibilidad de controlar las características eléctricas de la línea, como son la impedancia y fase. Esto es posible porque, gracias a los elementos resonantes con los cuales se cargan las líneas, las “metalíneas” presentan más grados de libertad que una línea convencional. Esto hace posible que se puedan diseñar dispositivos con mejores prestaciones, como mejorar el ancho de banda, o nuevas funcionalidades, como la creación de dispositivos de banda dual. Estos factores hacen que las líneas de transmisión basadas en metamateriales tengan serias posibilidades de convertirse en elementos destacados de los sistemas electrónicos y de telecomunicaciones en un futuro cercano.

En este trabajo se estudia principalmente como miniaturizar el diseño de componentes de microondas de forma considerable.

El primer capítulo consiste en una introducción a los metamateriales, para seguidamente pasar a explicar las líneas de transmisión y dispositivos que se pueden sintetizar con ellos, centrándose en las líneas basadas en el modelo resonante, que constituye los diseños presentados en este trabajo.

En el segundo capítulo se explica como aprovechar las características controlables de líneas de transmisión metamaterial, con tal de conseguir mejores prestaciones en el diseño propuesto en el trabajo.

En el tercer capítulo se presenta como diseñar un desfasador de cuadratura con sus principales características e intentando mejorar las prestaciones, respecto a las líneas convencionales y diseños posteriores. Partiendo del diseño de las celdas que constituirán estos desfasadores de cuadratura hasta conseguir una miniaturización considerable a la frecuencia de trabajo deseada. Finalizando con la fabricación y medición de resultados experimentales en laboratorio para corroborar los resultados obtenidos en las simulaciones.

Por último, se exponen las conclusiones extraídas del trabajo y las futuras líneas de investigación que se llevarán a cabo para completarlo.

1. INTRODUCCIÓN

En este primer capítulo se realiza una breve introducción a los metamateriales y a las líneas de transmisión basadas en metamateriales, que ayudarán a entender el contenido de este proyecto. Partiendo de una parte más básica como es la definición de un metamaterial hasta la utilización de estos para unas propiedades concretas.

1.1. *Metamateriales*

Un metamaterial se define como una estructura periódica o cuasi-periódica, con unas propiedades electromagnéticas controlables distintas a la de sus elementos constituyentes y, que en ocasiones, no se encuentran en la naturaleza.

Los metamateriales se pueden clasificar de distinta manera según la relación entre la longitud de onda de la radiación aplicada y de las dimensiones de la celda unidad que forma el material. Si las dimensiones son parecidas a la longitud de onda que se propaga en el medio, éste produce unos fenómenos de interferencias que provocan la aparición de regiones de frecuencia prohibidas, debido a que el medio es periódico. Un ejemplo con estas características sería los cristales fotónicos (*Photonic Band Gaps, PBG*) y los electromagnéticos (*Electromagnetic Band Gaps, EBG*). Por otro lado, si las dimensiones son muy inferiores a la longitud de onda, hablamos de los medios efectivos. Estos se pueden clasificar según las características del medio, los que tienen la permitividad dieléctrica (ϵ) negativa o permeabilidad magnética (μ) negativa, entonces hablamos de *Single Negative Media (SNG)*, que no permiten la propagación de ondas. Y los que tienen tanto la permitividad como la permeabilidad negativa, se habla de *Double Negative Media (DNG)*, estos si que permiten la propagación de ondas.

Consiguiendo un adecuado diseño de la celda base que forma nuestro medio, es posible imponer valores arbitrarios de impedancia y de velocidad de fase, ajustando de forma adecuada los valores de la permitividad eléctrica ϵ y la permeabilidad magnética μ . Se pueden distinguir 4 posibles casos dependiendo del cuadrante que nos encontremos en el plano formado por μ y ϵ .

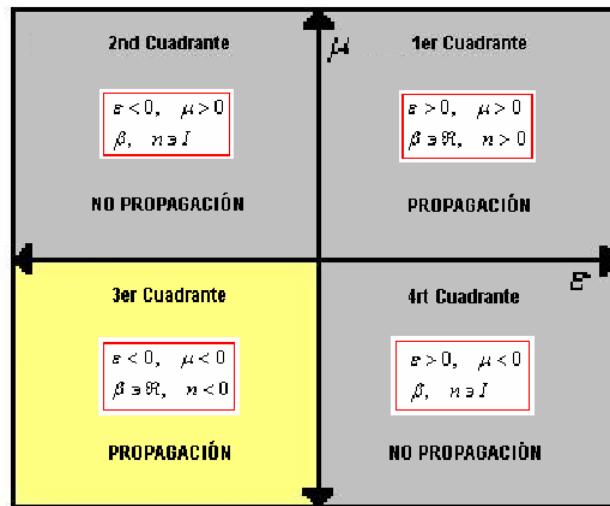


Figura 1.1. Diagrama $\mu - \varepsilon$ donde vemos los diferentes medios según el signo de estos parámetros

El primer cuadrante es el caso de que μ y ε son positivos, correspondiente a los dieléctricos convencionales. El segundo y cuarto cuadrante son el caso en que una de las dos características del medio efectivo, μ o ε , son negativas, Y por lo tanto no permite la propagación de la onda, ya que la constante de propagación es compleja. Sería el caso de plasmas y metales para los de permitividad negativa y materiales ferrimagnéticos para los de permeabilidad negativa. Por último, existe el tercer cuadrante donde μ y ε son negativas, esta combinación que no se puede encontrar de forma espontánea en la naturaleza. Para entender mejor las características de estos medios efectivos debemos remontar a los estudios realizados por Veselago [1], μ y ε son las magnitudes fundamentales que determinan la propagación de las ondas electromagnéticas en la materia. Son los únicos parámetros que aparecen en la relación de dispersión para un medio isotrópico:

$$\beta^2 = \frac{\omega^2}{c^2} n^2 \quad [1.1]$$

$$n^2 = \varepsilon\mu \quad [1.2]$$

β , constante de propagación, tiene un valor real y n es el índice de refracción.

Veselago estudió la propagación en estos medios de una forma teórica a partir de las ecuaciones de Maxwell y las ecuaciones constitutivas:

$$\begin{aligned}\vec{\nabla} \times \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \vec{\nabla} \times \vec{H} &= \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}\end{aligned}\quad [1.3]$$

$$\begin{aligned}\vec{B} &= \mu \vec{H} \\ \vec{D} &= \epsilon \vec{E}\end{aligned}\quad [1.4]$$

Suponiendo la propagación de una onda plana monocromática, las expresiones 1.3 y 1.4 se pueden reducir a las siguientes:

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega \mu \vec{H} \quad [1.5]$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega \epsilon \vec{E} \quad [1.6]$$

De estas expresiones se puede deducir que si, $\epsilon > 0$ y $\mu > 0$, los vectores de campo eléctrico (E), magnético (H) y vector de propagación (k) formaran un triplete diestro. Mientras que si por el contrario, $\epsilon < 0$ y $\mu < 0$, los vectores E , H y k forman un triplete zurdo, por ese motivo se les llama medios zurdos o *left-handed media* (LHM).

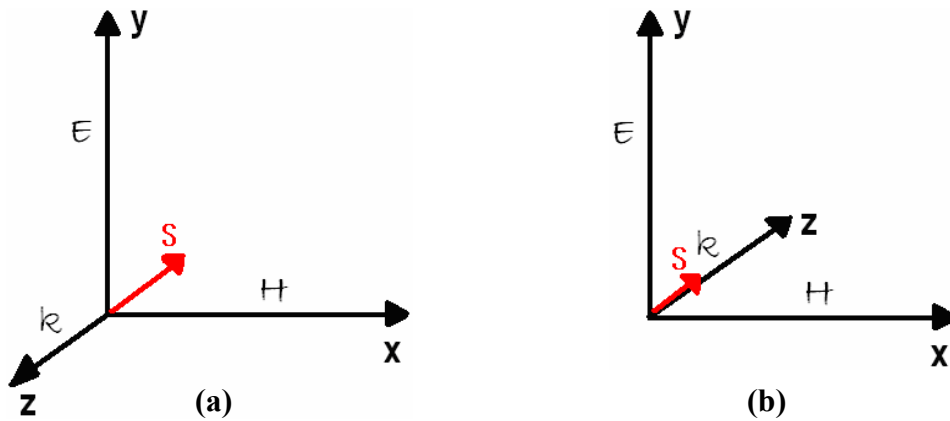


Figura 1.2. (a) Sistema de coordenadas de medios *Left-handed* (b) Sistema de coordenadas de medios *Right-handed*

Considerando el vector de Poynting:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad [1.7]$$

Como se puede observar el vector S siempre forma un triplete diestro con los vectores E y H , por lo tanto para el caso de un medio diestro S y k tendrán la misma dirección, mientras que

para el caso de un medio zurdo S y k sus direcciones serán opuestas. De modo que en un medio LHM la velocidad de fase y la velocidad de grupo tendrán signos opuestos, de forma que la ondas viajan en sentido contrario al flujo de energía (*backward-wave propagation*).

Otros efectos que son consecuencia de esto son la inversión del efecto Doppler, de manera que para un detector que se aleje del emisor, la frecuencia detectada sería más grande que la emitida, al contrario que en los medios convencionales, y de la ley de Snell. Para este tipo de medios LHM se encuentra en que el índice de refracción (n) de un medio zurdo es negativo, de manera que si un rayo incide desde un medio diestro a uno zurdo, el ángulo incidente y el refractado se encuentran en el mismo lado de la normal.

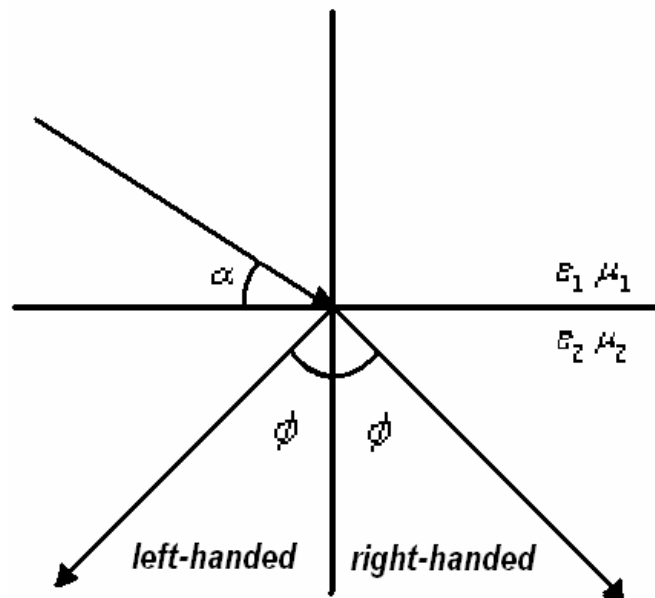


Figura 1.3. Inversión de la Ley de Snell

Tras estas teorías de Veselago apareció John Pendry que presentó una partícula resonante llamada *Split Ring Resonator* (SRR) [2], es decir, un resonador de anillos abiertos. Fue una gran contribución al campo de los metamateriales puesto que significó la primera partícula no magnética capaz de dar lugar a valores negativos de permeabilidad magnética efectiva. La estructura está formada por dos anillos metálicos concéntricos en los cuales se ha practicado unas aberturas en posiciones opuestas una respecto de la otra. Si sobre esta estructura se aplica un campo magnético variable en la dirección del eje del anillo, debido a la presencia de las aberturas, las corrientes generadas en cada uno de ellos sólo se podrán cerrar a través de la corriente de desplazamiento, gracias a los grandes valores capacitivos que se originan por la proximidad entre los anillos, determinada por la distancia d . En este momento la corriente

inducida puede pasar de un anillo a otro, cerrando el lazo. Se puede considerar que el *SRR* se comporta entonces como un tanque resonante paralelo [3]:

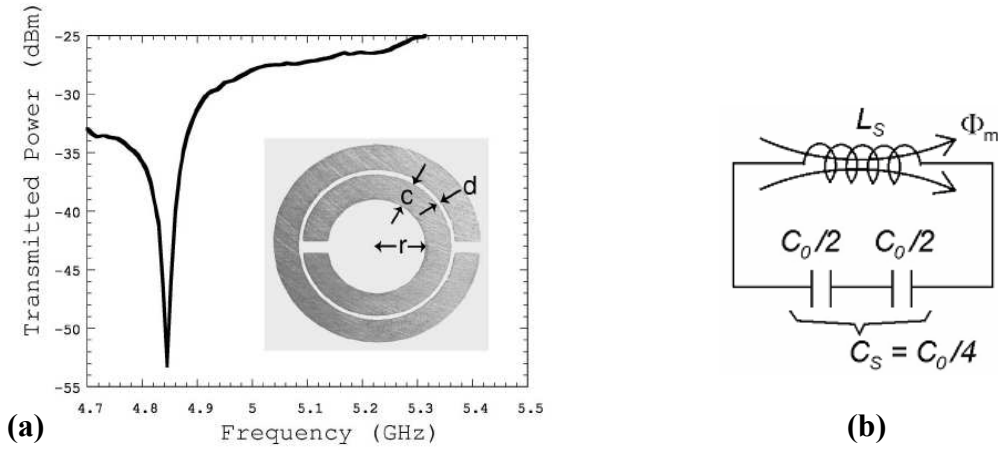


Figura 1.4. (a) *Split Ring Resonator* (*SRR*) y su respuesta en frecuencia (b) Modelo eléctrico de un *Split Ring Resonator* (*SRR*)

A partir de este modelo se puede calcular la frecuencia de resonancia de la partícula y el margen donde μ pasa a tener el valor negativo.

$$C_0 = 2\pi r C_{pul} \quad [1.8]$$

$$C_s = \frac{\pi r C_{pul}}{2} \quad [1.9]$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad [1.10]$$

$$\mu = 1 - \frac{F \omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2} \quad [1.11]$$

donde C_{pul} es la capacidad por unidad de longitud, F es área fraccional del *SRR* y L_s es la inductancia que tendría un disco de radio promedio al de los anillos y con la misma anchura. A partir de la expresión 1.11 se verifica que existe un margen frecuencial donde μ adquiere valores negativos. En concreto este margen se presenta un poco por encima de la frecuencia de resonancia de la partícula.

Posteriormente se han introducido algunas modificaciones a la topología de la Figura 1.4. Algunas de estas nuevas topologías [4] aparecen descritas junto a sus modelos discretos en la Figura 1.5. Es también destacable que algunas de éstas no presentan efectos de polarización cruzada. El *SRR* no bianisotrópo (*NB SRR*), (Figura 1.5.a), es una ligera modificación del *SRR* original, pero que presenta una simetría rotación de 180° . A consecuencia de esta simetría, los efectos de polarización cruzada no son posibles en esta configuración. De la misma forma, el anillo de doble *split* (*D-SSR*), (Figura 1.5.b), también presenta esta simetría, por lo que los efectos de polarización cruzada también quedarán eliminados. Sin embargo, para el caso del *D-SSR* el circuito equivalente difiere del *SRR*, siendo su frecuencia de resonancia el doble de la que presenta un *SRR* de las mismas dimensiones. Finalmente el resonador espiral (*SR*) de la Figura 1.5.c así como el resonador de doble espiral, (Figura 1.5.d), permiten una reducción de la frecuencia de resonancia con respecto a la del *SRR*, como puede verse del modelo discreto propuesto en Figura 1.5.

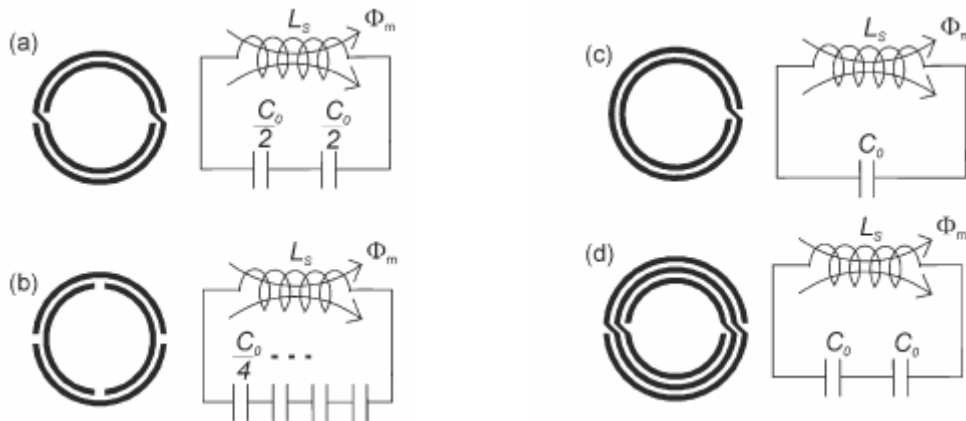


Figura 1.5. Topologías y circuitos equivalentes correspondientes a: (a) *NB SRR* (b) *D SRR* (c) *SR* (d) *DSR*

Smith utilizó los anillos de Pendry para construir el primer medio zurdo [5], basado en una estructura periódica de *SRRs* combinado con hilos metálicos, (Figura 1.6.):

Los *SRRs* hacían que la permeabilidad fuese negativa a ciertas frecuencias, mientras que los hilos se comportan de manera que permiten obtener permitividad negativa por debajo de una frecuencia, llamada frecuencia plasma. Gracias a la correcta orientación de los hilos y *SRRs* consiguió obtener un rango de frecuencias donde los parámetros eran negativos y, por lo tanto, se producía una propagación del tipo *LHM*.

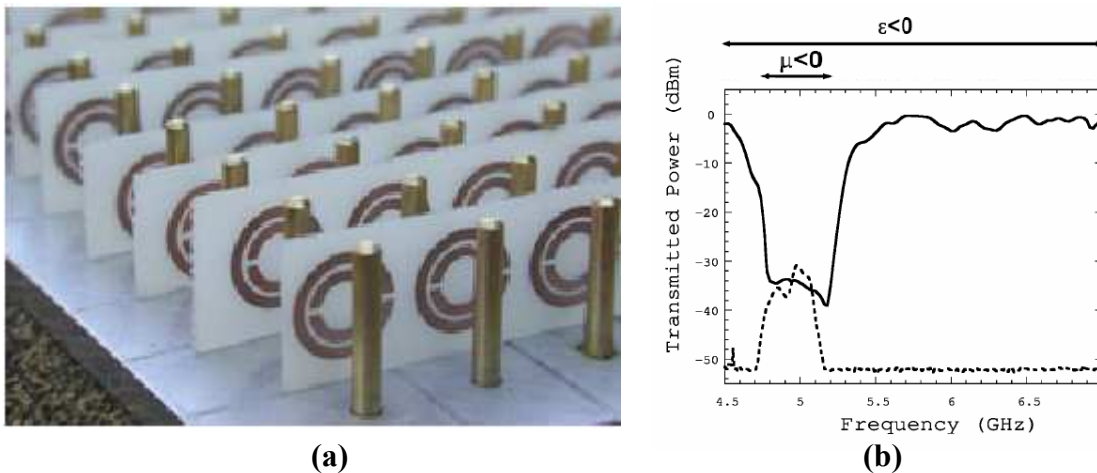


Figura 1.6. (a) Primer medio *left-handed* sintetizado **(b)** Respuesta del medio (línea discontinua) comparada con respuesta del medio formado por SRR (línea continua). El rango de frecuencias donde tanto ϵ y μ son negativos aparece un banda pasante

1.2. Líneas de transmisión metamaterial

Tras estos estudios realizados sobre los medios zurdos se pudo empezar a diseñar y construir líneas de transmisión del tipo *left-handed* en tecnología planar. De este modo, aparecieron nuevas características evolutivas en el diseño de circuitos de microondas, como sería la miniaturización y la mejora de prestaciones respecto a los circuitos basados en parámetros distribuidos (líneas de transmisión convencionales y *stubs*).

1.2.1. Línea dual y compuesta

Las primeras propuestas para la síntesis de líneas de transmisión zurdas estaban basadas en líneas de transmisión duales [6], [7], [8], es decir, con capacidades en serie y las inductancias en paralelo, de manera inversa a las líneas convencionales, (Figura1.7.).

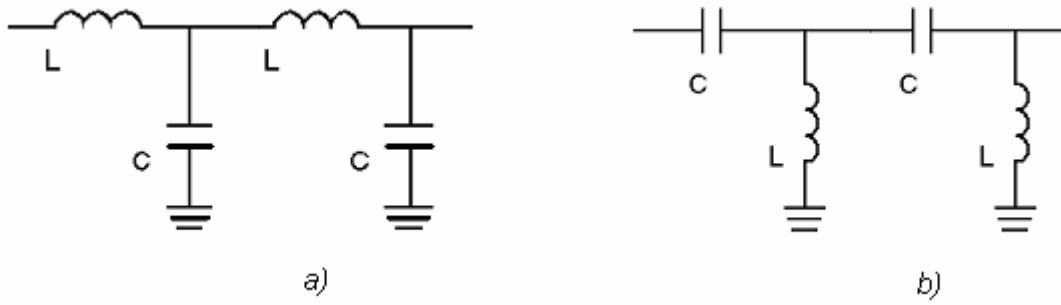


Figura 1.7. Modelo de línea convencional (a) y Dual (b)

El modelo discreto de una línea de transmisión convencional, en el que L corresponde al valor de la inductancia de la línea y C la capacidad a masa de dicha línea, ambas por unidad de longitud. En una línea de transmisión como esta, la constante de propagación y la impedancia de línea toman los siguientes valores:

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \quad [1.12]$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad [1.13]$$

Si recordamos los valores de constante de propagación y de impedancia de una onda plana propagándose en un medio homogéneo e isótropo, dichas magnitudes toman los siguientes valores:

$$\beta = \omega\sqrt{\mu\epsilon} \quad [1.14]$$

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad [1.15]$$

Donde β y η son la constante de propagación y la impedancia de la onda plana, respectivamente. De modo que la propagación en una línea de transmisión es equivalente a la de una onda plana si:

$$L = \mu \quad [1.16]$$

$$C = \epsilon \quad [1.17]$$

Así pues, a la hora de intentar conseguir una línea de transmisión *LHM*, necesitaremos implementar una línea de transmisión con valores efectivos de C y L negativos. De esta manera, en nuestra línea de transmisión *LHM* necesitaremos que la impedancia serie pase a ser capacitiva y la impedancia de derivación inductiva.

Si se representa el diagrama ω - β o diagrama de dispersión de una línea dual (Figura 1.8.) se puede observar que la longitud eléctrica toma los valores entre $-\pi$ y 0 (la parte donde adquiere los valores entre 0 y π no se tiene en cuenta ya que estaríamos hablando de velocidad de grupo negativa). Por lo tanto, se obtienen estructuras con fase negativa. El diagrama de dispersión se obtiene mediante la siguiente expresión [9]:

$$\cos \beta l = 1 + \frac{Z_s}{Z_p} \quad [1.18]$$

Donde Z_s y Z_p corresponden a las impedancias en serie y en derivación del modelo en T, respectivamente.

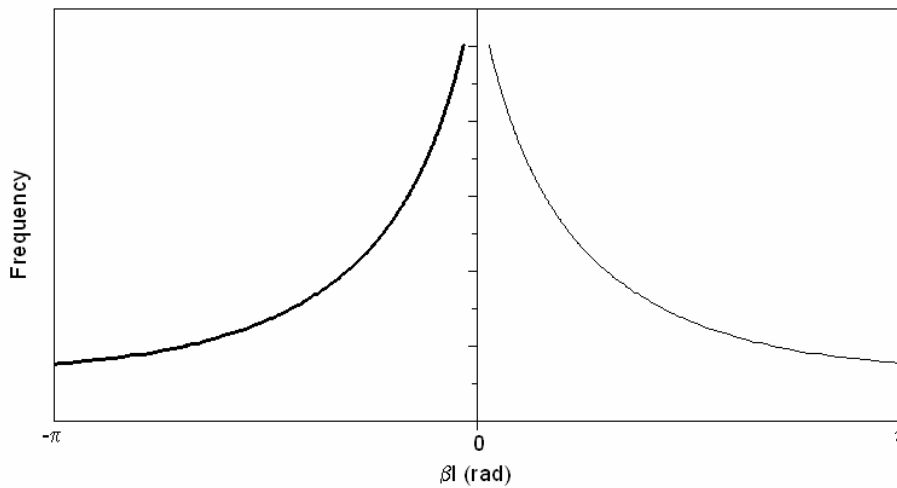


Figura 1.8. Diagrama de dispersión de una línea dual. Solo tiene un sentido físico la parte que va del $-\pi$ y 0

Esta estructura no es sintetizable, porque aparecen elementos parásitos ya que para disponer de capacidades en serie y los inductores en paralelo es necesaria una línea *host*. Considerando los elementos parásitos obtenemos la llamada línea metamaterial compuesta (*Composite Right Left Handed, CRLH*) [10], que para un cierto margen de frecuencias se comporta como *left-handed* y para el otro margen de frecuencias como *right-handed*. De modo que obtenemos el siguiente modelo equivalente en T:

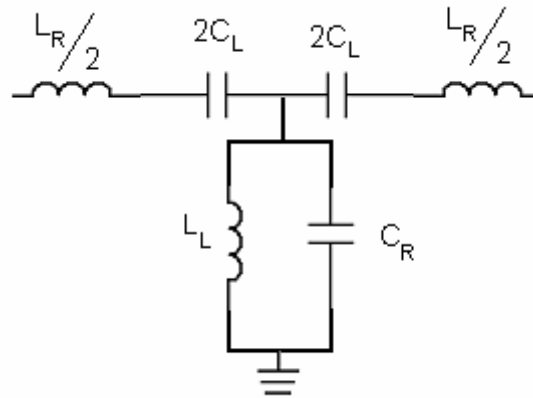


Figura 1.9. Circuito equivalente en T de la celda unidad de la línea de transmisión compuesta (CRLH)

Representado el diagrama de dispersión, (Figura 1.10.), se puede observar que la parte de la derecha la velocidad y la fase y de grupo son paralelas (*right-handed*), mientras que la parte de la izquierda son antiparalelas (*left-handed*). En el gráfico mostrado se puede ver que hay una banda de frecuencias prohibidas, limitada por las frecuencias de resonancia de los tanques serie y paralelo. Si se consigue que estas dos fueran iguales se eliminaría la banda prohibida y hablaríamos del caso balanceado [19].

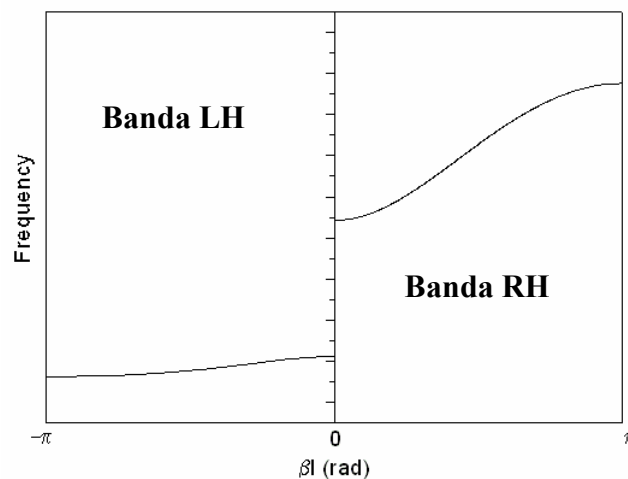


Figura 1.10. Diagrama de dispersión de una línea de transmisión compuesta (CRLH)

1.2.2. Líneas basadas en el modelo resonante

Aparecen nuevas posibilidades de diseño utilizando los materiales *left-handed* y son gracias a la utilización de estructuras planares basadas en los resonadores de Pendry y su versión complementaria, resonador de anillos abiertos complementarios (CSRR).

1.2.2.1. Líneas basadas en resonadores de anillos abiertos (SRRs)

Otra manera de conseguir una propagación *left-handed* fue la propuesta por los equipos de investigación de Martín, Marqués y Sorolla [11] que utilizaron los SRRs para la construcción del diseño de una línea de transmisión coplanar.

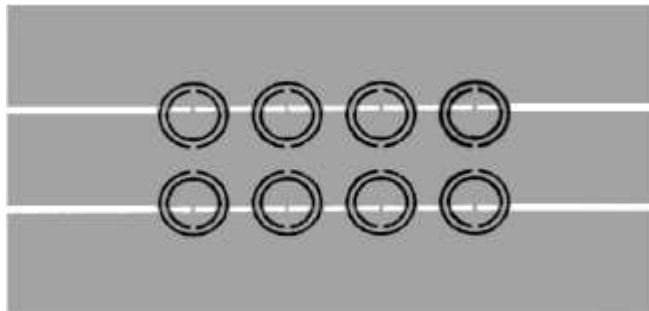


Figura 1.11. Línea de transmisión coplanar basada en SRRs. Los anillos están en la cara inferior. En gris se representa el metal de la capa superior

En gris encontramos la cara superior del metal de la estructura (que constituye la línea de transmisión coplanar) y en negro la inferior (donde se encuentran los SRRs).

Los anillos se encuentran en la parte inferior del sustrato. La propagación de la onda por la tira conductora hace que exciten con campo magnético oscilante, (Figura 1.12.). A la altura de cada uno de los SRRs se sitúa una inductancia a masa (mediante uniones metálicas entre el conductor central y los planos de masa), de cara a obtener una ϵ negativa, además de la μ negativa que provocan los anillos.

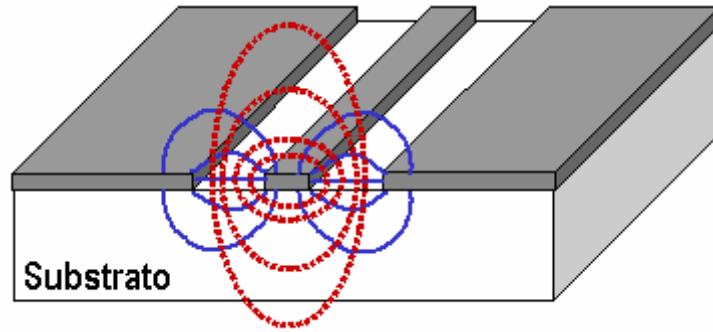


Figura 1.12. Líneas de campo eléctrico (continua) y magnético (discontinua) en una línea de transmisión coplanar. El campo magnético excita los SRRs situados bajo el sustrato

El modelo equivalente de la celda base de esta estructura es el siguiente:

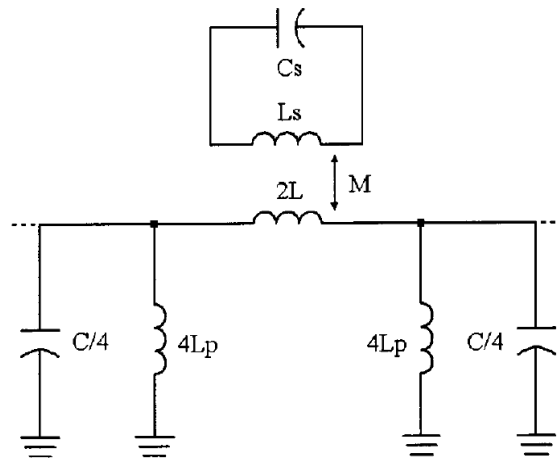


Figura 1.13. Circuito equivalente de la guía de ondas coplanar basada en SRRs

El SRR está modelado por el resonador formado por L_s y C_s que se acopla a la línea de transmisión a través de una inducción mutua, M . L_p representa las inductancias a masa.

Si obtenemos la impedancia equivalente de la rama serie a partir de la inducción mutua,

$$C_s' = \frac{L_s}{\omega_0^2 M^2}$$

[1.19]

$$L_s' = \omega_0^2 M^2 C_s$$

Se obtiene el modelo de la Figura 1.14. [12]

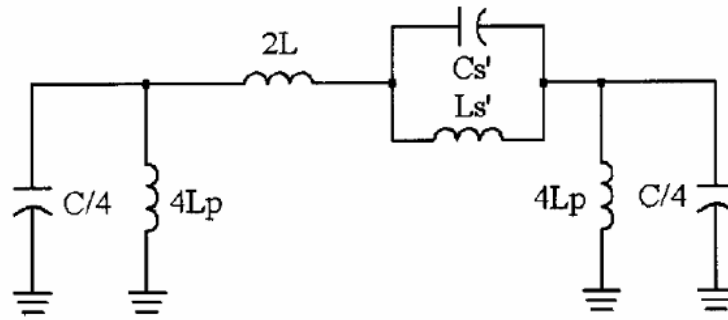


Figura 1.14. Circuito equivalente simplificado de la guía de ondas coplanar basada en SRR

En el margen de frecuencias donde la impedancia serie sea negativa (comportamiento capacitivo) y la impedancia en derivación sea positiva (comportamiento inductivo) se puede producir propagación *left-handed*.

Con este tipo de estructuras se puede obtener unos excelentes resultados para la realización de diferentes circuitos miniaturizados, como filtros pasa-banda [11].

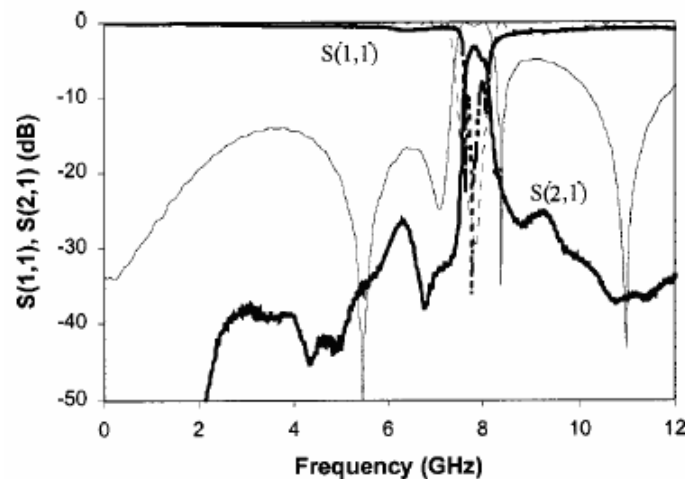


Figura 1.15. Respuesta del circuito mostrado

Otra opción sería la utilización de los SRRs para eliminar espurios de filtros pasa-banda [21] o para fabricar filtros de rechazo de banda, eliminando las inductancias a masa [14]. De esta manera no se obtiene una permitividad negativa y se produce rechazo aproximadamente a la frecuencia en el que resuenan los anillos.

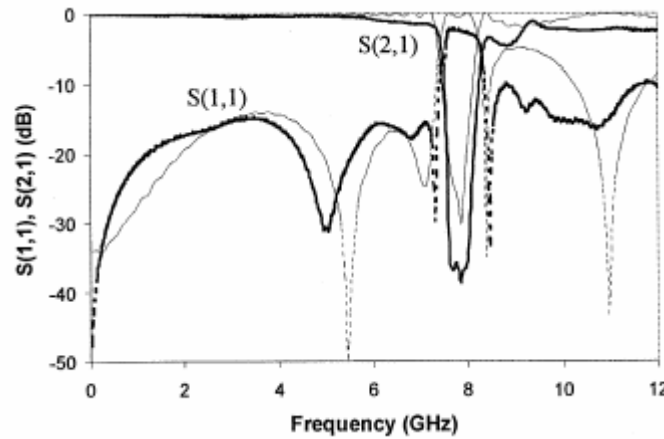


Figura 1.16. Respuesta de un filtro de rechazo de banda basado en *SRRs*. La línea estrecha es resultado de la simulación, mientras que la ancha corresponde a la medida

Estas estructuras tienen un inconveniente importante para la realización de filtros, en la parte inferior de la banda pasante si que se obtiene una transición abrupta gracias al cero de transmisión que presenta este tipo de celda, pero a frecuencias más altas la transición es demasiado suave. Esto se puede solucionar combinando celdas zurdas con diestras que presentan el cero de transmisión por encima de la banda pasante [13]. La manera de hacerlo es practicando un *gap* a la tira conductora de la línea, en lugar de unirla a masa.

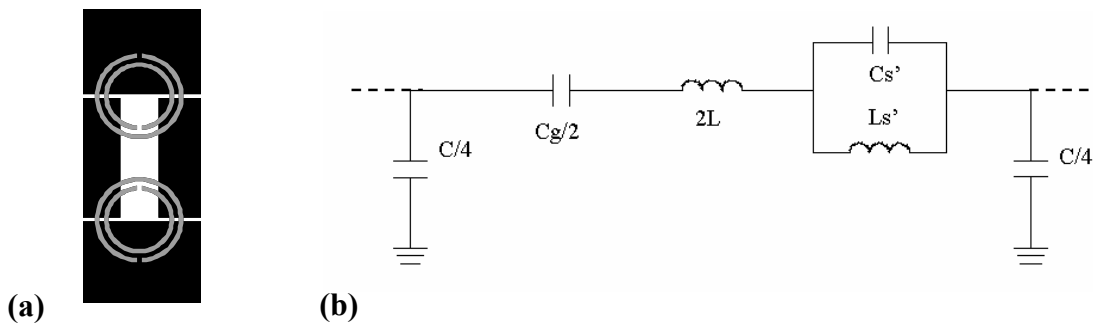


Figura 1.17. (a) Layout de una celda *right-handed* en tecnología *CPW*. En negro se representa el metal de la capa superior y en gris, el de la inferior (b) Modelo equivalente en π de la celda

De modo que, la combinación de la celda zurda con la diestra y aplicando la solución mostrada, (Figura 1.17.b.), genera el resultado de un filtro con transiciones suficientemente abruptas [13].

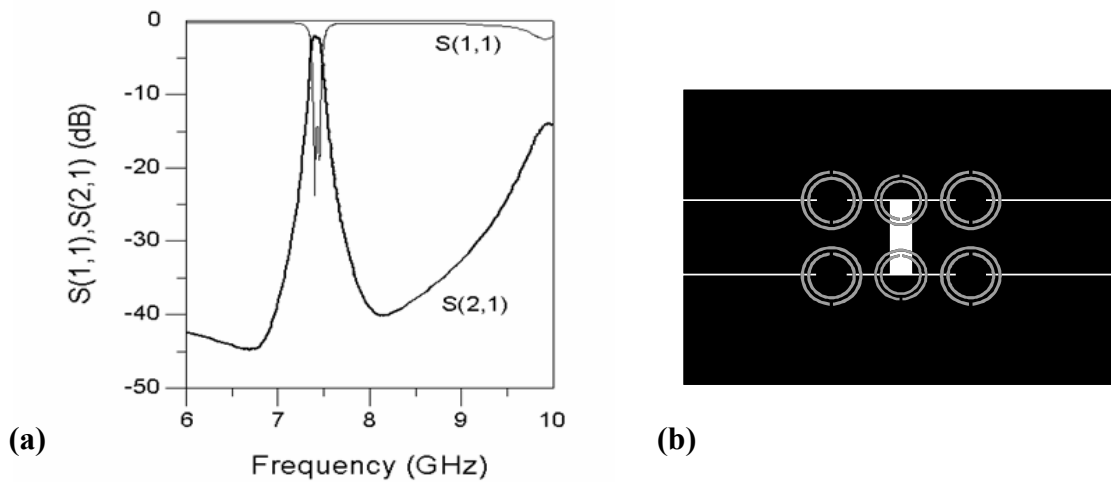


Figura 1.18. (a) La combinación de la celda zurda con la diestra muestra un resultado con respuesta abrupta (b) Diseño de la respuesta mostrada

Se puede observar que los *SRRs* correspondientes a la celda diestra tienen un radio inferior al resto. Eso es porque las celdas *right-handed* tienen la banda pasante por debajo de la frecuencia de resonancia de la partícula, al contrario que el otro tipo de celdas.

1.2.2.2. Líneas basadas en resonadores de anillos abiertos complementarios (CSRRs)

Los *SRRs* son capaces de introducir valores de permeabilidad efectiva negativa en un determinado rango de frecuencias. Existe una partícula que es capaz de introducir valores de permitividad efectiva negativa en un determinado rango de frecuencias. Esta partícula es el resonador de anillos abiertos complementario *Complementary Split Ring Resonator (CSRR)* [15], que no es más que el negativo del *SRR*. Los anillos están grabados en el metal, en lugar de ser metálicos.

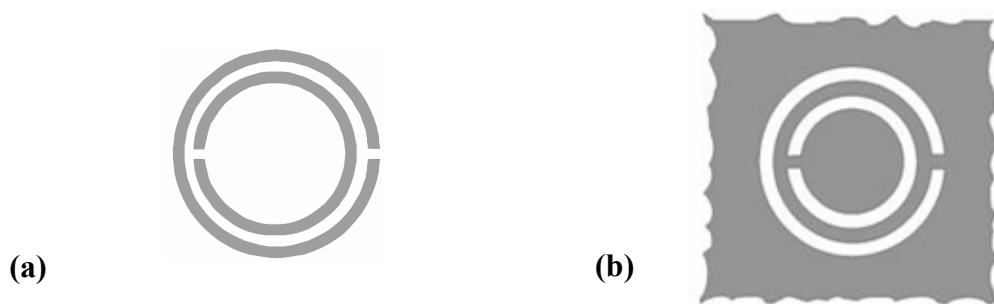


Figura 1.19. En gris representa el metal (a) *Split Ring Resonator (SRR)* (b) *Complementary Split Ring Resonator (CSRR)*

Utilizando el principio de *Babinet* puede concluirse que, en condiciones ideales en las que la conductividad del metal es infinita y su grosor despreciable, dicha partícula tiene una frecuencia de resonancia idéntica a la de un *SRR* con las mismas dimensiones, pero en lugar de ser excitada por un campo magnético en la dirección axial, dicha excitación ha de ser mediante un campo eléctrico en la misma dirección, de forma que presenta valores negativos de permitividad ε alrededor de la frecuencia de resonancia.

En la tecnología planar *Microstrip* las líneas de campo magnético por su condición aparecen en el aire y el dieléctrico, mientras que las líneas de campo eléctrico se quedan mayoritariamente en el área del dieléctrico de forma perpendicular, de modo que los *CSRR* se pueden implementar para esta tecnología, como muestra la Figura 1.20:

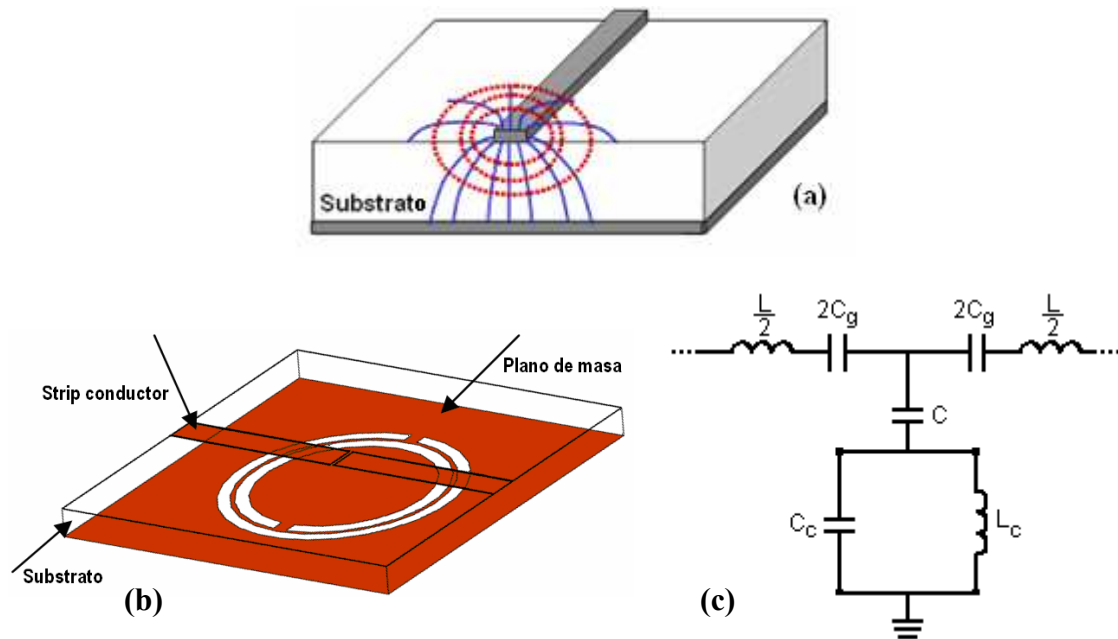


Figura 1.20. (a) Representación de las líneas de campo eléctrico (continua) y magnético (discontinua) en una línea de transmisión en tecnología *Microstrip* (b) Representación de una línea de transmisión basada en *CSRR* en tecnología *Microstrip* (c) Circuito equivalente en T de la celda *left-handed* basada en *CSRR*

En el plano de masa bajo la tira conductora, en esta zona la dirección del campo eléctrico es perpendicular a dicho plano de masa, por lo que el *CSRR* será excitado de la forma adecuada. Si además, esta estructura se combina con una serie de *gaps* capacitivos colocados en serie para implementar una línea de transmisión con una permeabilidad efectiva negativa, conseguiremos un medio que presentará ambas magnitudes, ε y μ negativas en un cierto rango de frecuencias. De esta manera, se consigue un comportamiento *left-handed*.

El tanque C_c-L_c modela el $CSRR$, C_g modela los *gaps* capacitivos., mientras que C representa el acoplamiento entre el tanque y la línea. La inductancia de la línea se representa con L . Cuando la impedancia serie sea negativa y la impedancia en derivación positiva se podrá obtener propagación zurda.

Las líneas de transmisión LHM basadas en SRR s o en $CSRR$ s son muy interesantes por su reducido tamaño para aplicaciones para estructuras pasa banda. Como son los divisores de potencia [16] y la síntesis de líneas de transmisión con impedancias extremas [17].

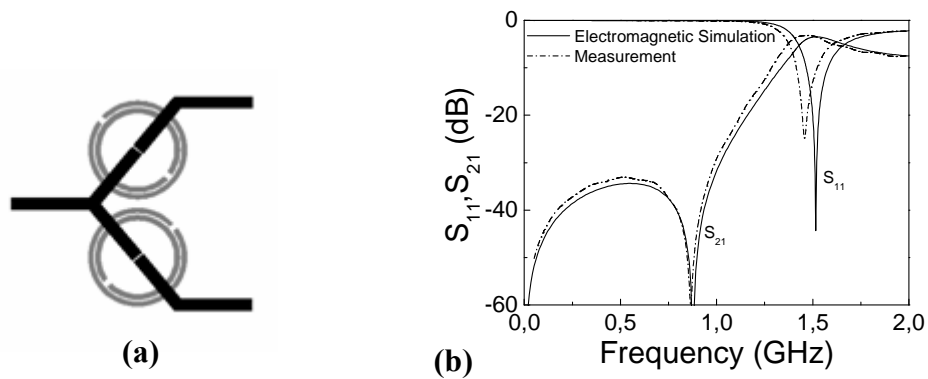


Figura 1.21. (a) Divisor de potencia *Microstrip* implementado mediante líneas **(b)** La respuesta del dispositivo basada en $CSRR$ s. La frecuencia de diseño es 1.5 GHz

2. DISEÑO DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN METAMATERIAL BASADAS EN CSRRs

2.1. Introducción

Tras la introducción básica en el capítulo anterior sobre las líneas de transmisión metamaterial, y destacando los aspectos más relevantes encontramos la posibilidad de controlar las características eléctricas de la línea de transmisión, es decir, impedancia y fase.

Utilizando este tipo de líneas de transmisión se consigue implementar líneas de impedancia extrema y una longitud eléctrica que no está relacionada de forma directa con la longitud física; en las líneas convencionales la longitud eléctrica sí que está directamente relacionada. El diagrama de dispersión de las líneas de transmisión convencionales viene fijado por el sustrato y el ancho de la línea. Por lo tanto, para obtener una fase determinada es necesaria una longitud de línea concreta. Para hacer que el diagrama de dispersión sea controlable se deben permitir más grados de libertad y esto se consigue con las líneas de transmisión metamaterial ya que están compuestas por elementos resonantes (*SRR*, *CSRR*) y la línea de *host*. De este modo, se deduce que la longitud eléctrica necesaria para aplicaciones determinadas se puede conseguir con líneas de menor longitud física que las convencionales.

En este capítulo se va a hacer una ampliación de los conocimientos sobre estas líneas de transmisión y su comportamiento para una mejor comprensión.

Partiendo de que hay dos modelos principales: en los dos modelos la línea de transmisión está formada por una línea *host* cargada con elementos, los basados en una línea dual [6], [7], [8] (inductancias y capacidades discretas) y los basados en el modelo resonante [10], [11] (*SRRs* o *CSRRs*). Los dos presentan un comportamiento de línea compuesta [10]. Si se estudia el modelo T se puede comprobar cuando la impedancia serie (Z_s) sea negativa y el paralelo (Z_p) positivo, entonces es posible la propagación zurda ($\beta < 0$). Si por el contrario Z_s fuera positiva y Z_p

negativo, la propagación sería diestra ($\beta > 0$). Si las impedancias muestran el mismo signo no hay propagación.

Dependiendo de las aplicaciones interesa más una zona que otra, para unas se ajusta la línea de manera que no exista la banda prohibida en la banda zurda y la diestra, haciendo que las frecuencias de resonancia de la rama serie y la paralela sean iguales. En este caso se habla de línea balanceada, que permite la implementación de filtros [18] y de líneas de transmisión de banda ancha [19].

Centrándose en el modelo resonante, basado en CSRRs, para conseguir una mayor controlabilidad de las características eléctricas es posible la implementación de celdas *left-handed*. Combinando estas con las celdas *right-handed* se puede conseguir optimizar el ancho de banda de los dispositivos, ya que se dispone de más grados de libertad. A través de la expresión 2.1 se puede implementar los siguientes diseños como muestra la Figura 2.1.a y Figura 2.2.a, mostrando también el modelo eléctrico y su diagrama de dispersión [9]:

$$\cos \beta l = 1 + \frac{Z_s}{Z_p} \quad [2.1]$$

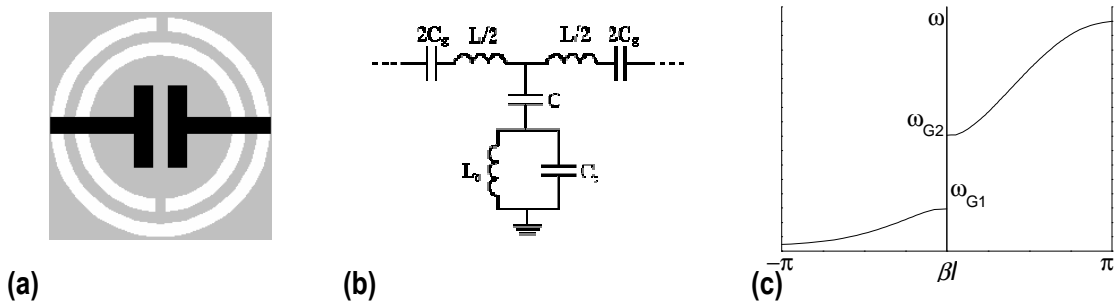


Figura 2.1. (a) Layout *left-handed* (b) Modelo eléctrico en T LHM (c) Diagrama Dispersión LHM

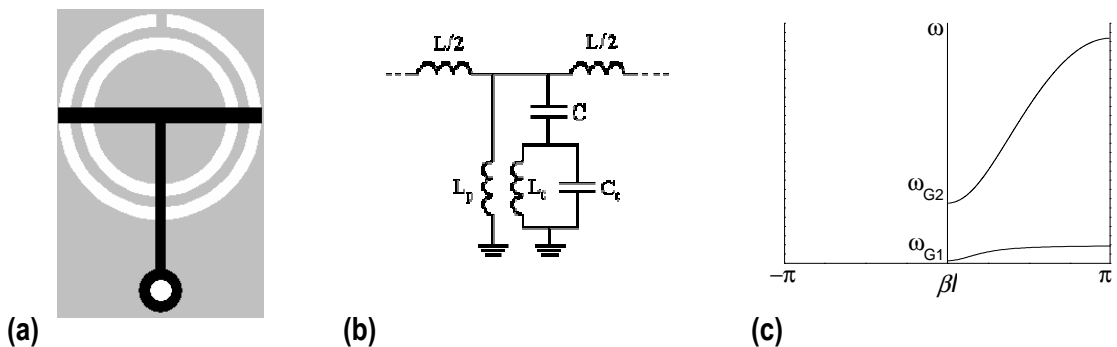


Figura 2.2. (a) Layout *right-handed* (b) Modelo eléctrico en T RHM (c) Diagrama Dispersión RHM

Para la Figura 2.2.c, se puede observar como existen dos bandas separadas por un *gap*. Normalmente, se utiliza la primera banda, la que tiene las frecuencias más bajas, porque es el rango donde la partícula es eléctricamente pequeña.

2.2. Diseño de líneas de transmisión metamaterial

Tras comentar las características más relevantes de los modelos mostrados es necesario diseñar de una forma específica las líneas artificiales, consiguiendo una impedancia característica o *Bloch* y fase necesaria para la frecuencia de operación. Para realizar esto es necesario utilizar las fórmulas propuestas a continuación según el tipo de línea en que nos basemos.

2.2.1. Líneas zurdas basadas en el modelo resonante

La primera opción que se presenta son líneas zurdas basadas en CSRRs, partiendo de la topología propuesta en la Figura 2.1 podemos ver que el *gap* serie de la línea de transmisión se representa con C_g , y L es la inductancia de la línea. El tanque resonador en paralelo formado por C_c y L_c vendría a ser el CSRR. Y mediante la C se pretende modelar la capacidad de acoplamiento entre la línea y los anillos a través del sustrato. Para realizar el análisis de la propagación *left-handed* de la estructura, la inductancia L puede ser despreciada, ya que la impedancia serie esta dominada por la capacidad C_g .

Analizando este circuito mostrado se poder obtener la impedancia *Bloch* (Z_B) y el desfase (o relación de dispersión) [9]:

$$Z_B = \sqrt{Z_S(\omega)[Z_S(\omega) + 2Z_P(\omega)]} \quad [2.2]$$

$$\cos(\beta l) = 1 + \frac{Z_S(\omega)}{Z_P(\omega)} \quad [2.3]$$

donde $Z_s(\omega)$ y $Z_p(\omega)$ corresponden a las impedancias en serie y en derivación del modelo en T respectivamente y presentan las siguientes expresiones:

$$Z_s(\omega) = \frac{1}{j\omega 2C_g} \quad [2.4]$$

$$Z_p(\omega) = j \left(\frac{L_c \omega}{1 - L_c C_c \omega^2} - \frac{1}{C \omega} \right) \quad [2.5]$$

Las expresiones para el cálculo de la impedancia *Bloch* y de la relación de dispersión son:

$$Z_B = \sqrt{\frac{\frac{L_c}{C_c} \frac{1}{C_g \omega} - \frac{1}{4C_g^2 \omega^2} - \frac{1}{CC_g \omega^2}}{\frac{1}{C_c \omega} - L_c \omega}} \quad [2.6]$$

$$\cos(\beta l) = 1 + \frac{\frac{1}{2C_g \omega}}{\frac{1}{C \omega} + \frac{\frac{L_c}{C_c}}{L_c \omega - \frac{1}{C_c \omega}}} \quad [2.7]$$

Esta estructura permite que las ondas se propaguen en el intervalo en que βl es un número real. A partir de la ecuación 2.7 se obtienen las frecuencias que delimitan este intervalo (banda de paso *left-handed*):

$$f_L = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_c \left(C_c + \frac{4}{\frac{1}{C_g} + \frac{4}{C}} \right)}} \quad [2.8]$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_c C_c}} \quad [2.9]$$

Para estas frecuencias la impedancia *Bloch* y la fase adquieren valores extremos. Para f_H , Z_B tiende a infinito y la fase vale 0, mientras que a f_L , Z_B es nula y la fase vale $-\pi$.

Hay una frecuencia para la cual Z_p vale 0 y, por tanto, la transmisión será nula. Se le llama cero de transmisión y se corresponde con esta expresión:

$$f_z = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_c(C+C_c)}} \quad [2.10]$$

Debemos fijar la impedancia característica Z_c , la fase ϕ_c y la frecuencia de operación f_c ($\omega_c = 2\pi f_c$), además de los límites de la banda zurda f_L ($\omega_L = 2\pi f_L$) y f_H ($\omega_H = 2\pi f_H$) para calcular los valores de los elementos que forman el modelo discreto. A partir de las ecuaciones 2.6 y 2.7 se puede obtener el valor del *gap* capacitivo:

$$C_g = \frac{1}{2\omega_c Z_c} \sqrt{\frac{1+\cos\phi_c}{1-\cos\phi_c}} \quad [2.11]$$

Para obtener el resto de parámetros se invierten las ecuaciones 2.6 a 2.9, obteniendo las siguientes expresiones [16]:

$$L_c = \frac{Z_c}{2} \sqrt{\frac{1+\cos\phi_c}{1-\cos\phi_c}} \frac{\omega_c}{\omega_H^4} \frac{(\omega_H^2 - \omega_L^2)(\omega_H^2 - \omega_c^2)}{(\omega_c^2 - \omega_L^2)} \quad [2.12]$$

$$C_c = \frac{1}{L_c \omega_H^2} \quad [2.13]$$

$$C = \frac{2\omega_H^2(\omega_c^2 - \omega_L^2)\sqrt{1-\cos^2(\phi_c)}}{Z_c \omega_c [\omega_c^2(1+\cos\phi_c)(\omega_H^2 - \omega_L^2) - 2\omega_H^2(\omega_c^2 - \omega_L^2)]} \quad [2.14]$$

A partir de las ecuaciones se puede comprobar que los valores de C_g , L_c y C_c son siempre positivos, ya que $\omega_L < \omega_c < \omega_H$, pero el valor de C puede ser negativo según los valores de las frecuencias. Esto obliga a que se tengan que escoger los límites de la banda de manera que sea lo más ancha posible pero que no se pueda obtener un valor negativo de C .

2.2.2. Líneas diestras basadas en el modelo resonante

La segunda opción que se presenta son líneas diestras basadas en CSRRs, partiendo de la topología propuesta en la Figura 2.2 podemos ver que a diferencia con la líneas zurda es que no

existe el *gap* serie y se le añade un *stub* conectado a masa mediante una vía, que se modela con L_p .

De este modo las impedancias serie y de derivación se pueden expresar mediante las siguientes ecuaciones:

$$Z_s(\omega) = \frac{1}{2} j\omega L \quad [2.15]$$

$$Z_p(\omega) = -j \left(\frac{\omega^2 L_c (C + C_c) - 1}{(L_c C_c \omega^2 - 1) C \omega} - \frac{1}{L_p \omega} \right) \quad [2.16]$$

Para calcular las expresiones de la impedancia *Bloch* y la relación de dispersión son:

$$Z_B = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{L\omega \left[2 \left(\frac{1}{\frac{L_c/C_c}{\frac{1}{C\omega} - L_c\omega} - \frac{1}{L_p\omega}} \right) + \frac{L\omega}{2} \right]} \quad [2.17]$$

$$\cos(\beta l) = 1 + \frac{1}{2} \frac{\omega L}{\frac{1}{\frac{1}{C\omega} + \frac{L_c/C_c}{L_c\omega - \frac{1}{C_c\omega}} - \frac{1}{L_p\omega}}} \quad [2.18]$$

Mediante esta última expresión se obtiene las frecuencias que delimitan la banda de paso:

$$f_L = \frac{1}{2\pi \sqrt{C(L_c + L_p)}} \quad [2.19]$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi \sqrt{\left(L_p + L_c + 4L_c \frac{L_p}{L} \right) \frac{LC}{L + 4L_p}}} \quad [2.20]$$

Para las expresiones mostradas, la impedancia *Bloch* y la fase adquieren valores extremos. Para f_H , $Z_B=0$ y la fase vale π , mientras que a f_L , Z_B tiende a infinito y la fase es 0.

Para encontrar los valores de los parámetros eléctricos se fija la impedancia característica Z_C , la fase ϕ_C y la frecuencia de operación f_C ($\omega_C = 2\pi f_C$), además de los límites de la banda de paso f_L ($\omega_L = 2\pi f_L$) i f_H ($\omega_H = 2\pi f_H$). A partir de las ecuaciones 2.17 y 2.18 se pueden obtener una expresión para calcular la inductancia de la línea:

$$L = \frac{2Z_C}{\omega_C} \sqrt{\frac{1 - \cos \phi_C}{1 + \cos \phi_C}} \quad [2.21]$$

La inversión de las ecuaciones 2.17 a 2.20 nos permite encontrar los valores del resto de parámetros del modelo eléctrico (C , L_p , C_c , L_c). Estas ecuaciones no se pueden encontrar de forma analítica. De este modo, para encontrar los valores de los parámetros es necesario resolver numéricamente las expresiones comentadas, todo esto marcando la frecuencia de diseño, la fase y las frecuencias que limitan la banda de paso.

3. DESFASADOR DE CUADRATURA

Una vez vista la teoría genérica sobre las líneas de transmisión metamateriales y sus posibles aplicaciones, en este capítulo se describe una aplicación utilizada en base a las ventajas que proporciona la utilización de líneas artificiales con tecnología planar. Se realiza un desfasador-divisor de cuadratura de 3 puertos que presenten un desfase de entre las salidas de 90°. Primero se realizará una introducción teórica referente a estos dispositivos y tras esto el diseño propuesto.

3.1. Introducción de circuitos de 3 puertos

Los circuitos de 3 puertos, llamados también uniones en T o en Y (T, Y- junctions), son los más sencillos para la realización de divisores de potencia. Para un dispositivo que consideremos un puerto de entrada (1) que este adaptado y dos puertos de salida, la matriz de dispersión típica presenta la siguiente forma :

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

Por lo tanto, $|\alpha|^2$ y $|\beta|^2$ representan las fracciones de potencia de entrada que se transmiten a los otros dos accesos (2) y (3). Si se considera una red sin pérdidas, por unitariedad:

$$|\alpha|^2 + |\beta|^2 = 1 \quad [3.2]$$

Si el divisor es simétrico (acoplamiento a -3 dB), $\alpha = \beta$ y $\gamma = \varepsilon$, y por lo tanto:

$$S = \begin{pmatrix} 0 & \alpha & \alpha \\ \alpha & \gamma & -\gamma \\ \alpha & -\gamma & \gamma \end{pmatrix} \quad [3.3]$$

donde

$$|\alpha| = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \text{y} \quad |\gamma| = \frac{1}{2} \quad [3.4]$$

Una posible forma de implementación de un divisor de potencia es la siguiente (Figura 3.1):

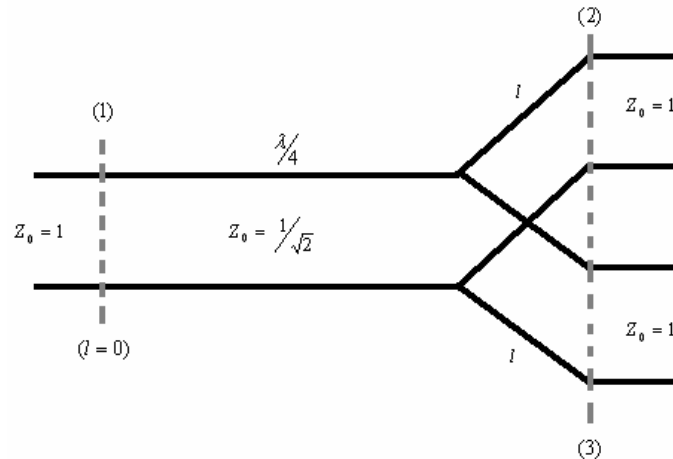


Figura 3.1. Circuito de un divisor de potencia $\lambda/4$

Con tal de obtener el circuito equivalente con los puertos 2 y 3 terminados, se hace lo siguiente:

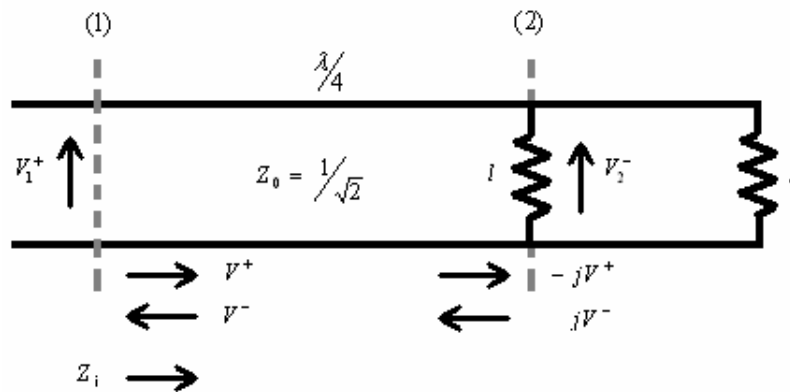


Figura 3.2. Circuito equivalente de un divisor de potencia $\lambda/4$

Si tomamos de referencia el circuito de la Figura 3.2 se puede calcular la configuración mostrada, considerando que las líneas que van desde el transformador $\lambda/4$ hasta las salidas que tienen longitud 0:

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

donde

$$\rho_i = \frac{\left(Z_i - \frac{1}{\sqrt{2}}\right)}{\left(Z_i + \frac{1}{\sqrt{2}}\right)} = \frac{\left(1 - \frac{1}{\sqrt{2}}\right)}{\left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}}\right)} \quad [3.6]$$

y por lo tanto:

$$S_{12} = S_{21} = -\frac{j}{\sqrt{2}} \quad [3.7]$$

La impedancia de entrada que se ve desde el puerto (2) cuando los otros están terminados es 1 en paralelo con $\frac{1}{2}$, es decir $Y=3$, y así:

$$S_{22} = S_{33} = \frac{1-3}{1+3} = -\frac{1}{2} \quad [3.8]$$

De manera que la matriz de dispersión queda de la siguiente forma:

$$S = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 0 & -j\sqrt{2} & -j\sqrt{2} \\ -j\sqrt{2} & -1 & 1 \\ -j\sqrt{2} & 1 & -1 \end{pmatrix} \quad [3.9]$$

Otra posible configuración es la mostrada en la Figura 3.3:

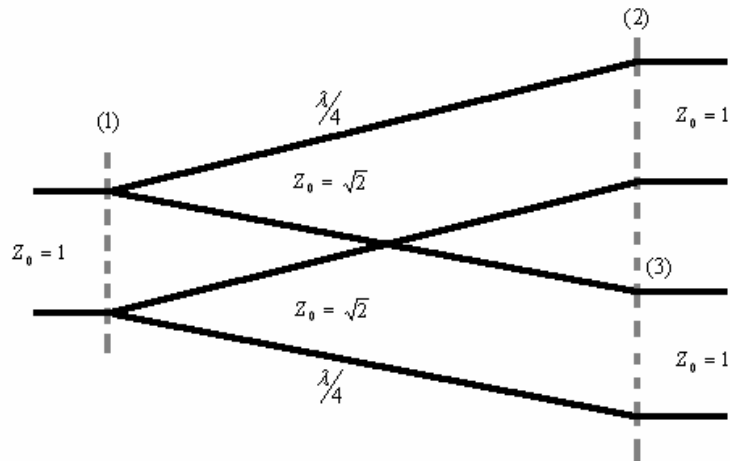


Figura 3.3. Otro posible circuito para un divisor de potencia

$$S = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 0 & -j\sqrt{2} & -j\sqrt{2} \\ -j\sqrt{2} & 1 & -1 \\ -j\sqrt{2} & -1 & 1 \end{pmatrix} \quad [3.10]$$

Este tipo de circuitos tienen la ventaja de no tener pérdidas pero de la misma manera tienen un inconveniente, al utilizar transformadores de $\lambda/4$ nada más son válidos para una frecuencia. Comparando con el circuito anterior (Figura 3.1.) se ha considerado que la longitud entre la línea de $\lambda/4$ y los puertos de salida era nula. Esto en la práctica no sucede, ya que no sería posible conectar el dispositivo. Para conseguir que no tenga desfase entre los dos puertos de salida, las dos líneas tendrían que tener la misma longitud.

Hay casos, donde es necesario que exista un cierto desfase entre las señales. Por ejemplo, la utilización de estos desfasadores para alimentar *arrays* de antenas, para la realización de mezcladores. Para este trabajo se va mostrar el diseño con tal de conseguir un desfase en cuadratura (90°) para optimizar el dispositivo con líneas artificiales.

La posible configuración para conseguir este desfase en cuadratura, es que una de las líneas tenga una longitud eléctrica de 180° y otra, de 90° . La respuesta típica de un dispositivo de este tipo se presenta en la Figura 3.5.

Representando de forma simple, el diseño realizar con líneas convencionales simuladas por el software ADS (*Advanced Design System*), obtenemos las siguientes dimensiones de las líneas, mostradas en la Tabla 3.1.

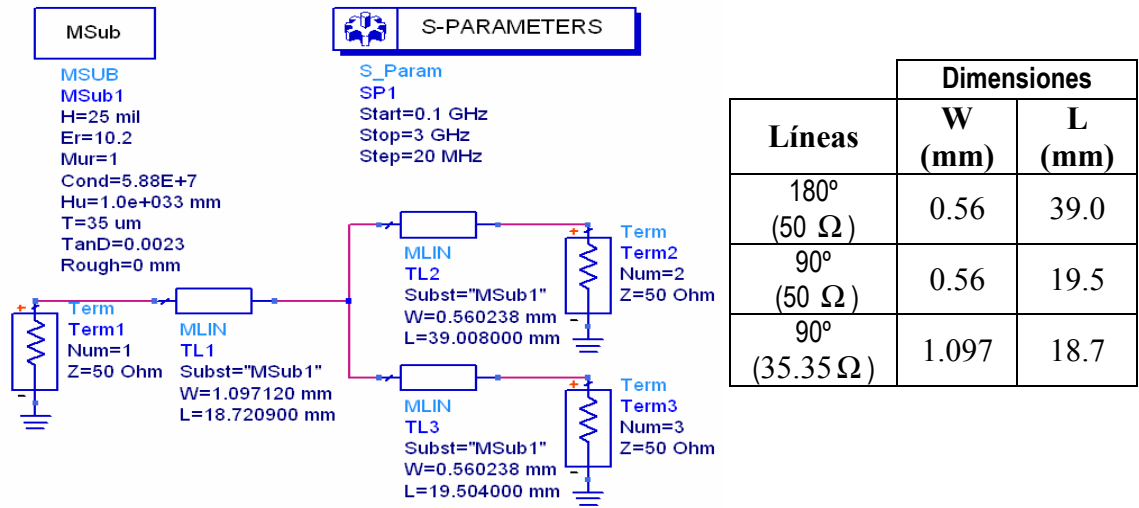


Figura 3.4. Esquemático de un desfasador de cuadratura con líneas convencionales simuladas

Tabla 3.1. Dimensiones de las líneas utilizadas en el diseño del desfasador de cuadratura

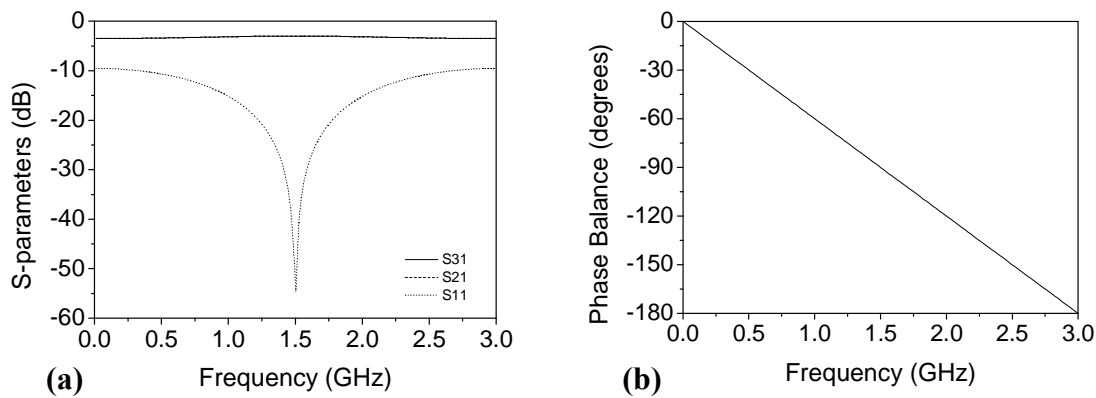


Figura 3.5. (a) Respuesta típica de un desfasador de cuadratura a la frecuencia de diseño de 1.5 GHz
(b) Diferencia de fase a la frecuencia de diseño con un desfase de 90°

3.2. Diseño de un desfasador de cuadratura con líneas de transmisión metamaterial

En este apartado se va a realizar un estudio de posibles diseños de desfasadores de cuadratura, con tal de minimizar su tamaño y conseguir mejores prestaciones, como por ejemplo el aumento del ancho de banda. En el primer punto de este apartado, se realizará la introducción del diseño

del desfasador de cuadratura con *Complementary Split Ring Resonator (CSRR)*, en el que nos basaremos para realizar el diseño de este trabajo con *Spiral Resonator (SR)*.

3.2.1. Desfasador de cuadratura con *Complementary Split Ring Resonator (CSRR)*

El estudio realizado por el grupo de investigadores de CIMITEC sobre los desfasadores de cuadratura utilizando las estructuras *left-handed* [20], ha conseguido determinar una serie de conclusiones a destacar sobre la mejora de diseño de un desfasador de cuadratura, como se va a detallar en este apartado.

Se va a explicar la teoría básica de diseño de las líneas de transmisión metamaterial con tal de aumentar el ancho de banda. El ancho de banda de un dispositivo se podría definir como el rango de frecuencias donde se satisfacen unas determinadas características dentro de unos ciertos límites.

En los circuitos distribuidos basados en líneas de transmisión convencionales el ancho de banda esta limitado por el desfase que se introduce en variar la frecuencia del valor de diseño. En una línea de transmisión, la fase ϕ_n a una frecuencia de diseño ω_n viene dada por esta expresión:

$$\phi_n = \beta l = \frac{l}{v_p} \omega_n \quad [3.11]$$

donde l es la longitud física de la línea y v_p es la velocidad de fase. De este modo se puede considerar que el ancho de banda de un dispositivo es el intervalo de frecuencias donde la variación de fase $\Delta\phi = \phi - \phi_n$ es inferior a un determinado límite. Se puede deducir entonces que cuanto más corta sea la línea, más grande será el ancho de banda; y como para obtener una fase determinada se necesita una determinada longitud, el ancho de banda no es controlable. La solución a esto es utilizar líneas metamateriales artificiales en que el desfase no depende exclusivamente de la longitud de la línea y así aumentar la banda operativa del dispositivo.

Si exponemos un ejemplo se entenderá mejor esta situación, se realiza una línea de transmisión donde las señales de entrada y la salida esten en fase. Utilizando una línea convencional, la

longitud eléctrica necesaria es de 360° o múltiplos. Tal y como se ha explicado antes, elegiríamos la longitud mínima para obtener un ancho de banda lo más grande posible. La alternativa es utilizar una línea de transmisión metamaterial balanceada, de manera que el desfase entre la entrada y la salida será de 0° .

Otros dispositivos se basan en diferencias de fase entre las líneas de transmisión que lo forman. Para este caso, el ancho de banda dependerá de la variación de la diferencia de fase con la frecuencia, a través de esta ecuación 3.11 encontramos la siguiente:

$$\Delta\phi_n = \beta(l_1 - l_2) = \frac{l_1 - l_2}{v_p} \omega_n \quad [3.12]$$

De aquí se puede deducir, que cuanto más baja sea la diferencia de fase $\Delta\phi_n$, más grande será el ancho de banda. Esto implica un problema añadido, porque los dispositivos basados en este principio trabajan con diferencias de fase muy significativas, limitando la banda operativa. La manera de solucionarlo es substituyendo parte o todas las líneas por líneas artificiales diseñadas de manera que la diferencia de fase entre ellas varíe lo menos posible con la frecuencia.

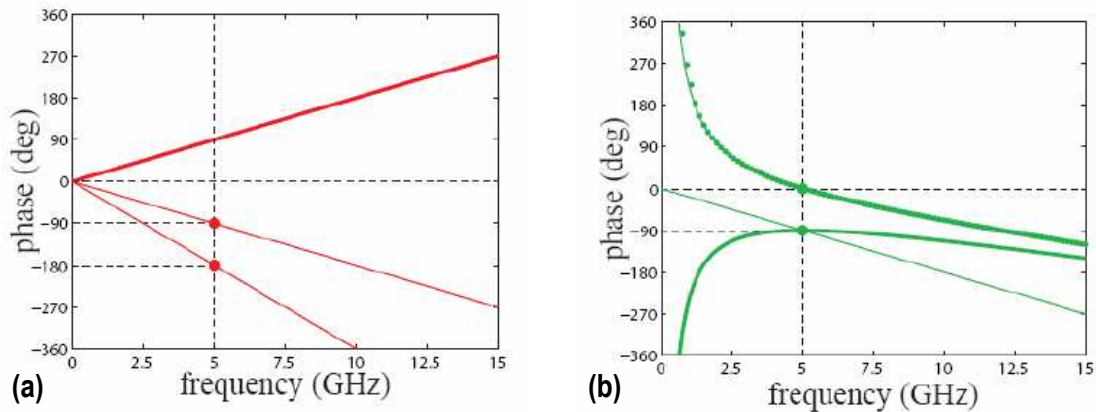


Figura 3.6. (a) Comparación de diferencias de fase entre dos líneas convencionales **(b)** Comparación de diferencias de fase entre una línea convencional y una artificial

Observando la Figura 3.6.a se puede ver como mientras la diferencia de fase entre dos líneas convencionales varía de forma considerable con la frecuencia, en la Figura 3.6.b se ve que la diferencia obtenida entre una línea convencional y una metamaterial es prácticamente invariable ($d\Delta\phi/d\omega \approx 0$) en un margen relativamente ancho alrededor de la frecuencia de diseño.

Para mejorar el ancho de banda del dispositivo se propone sustituir la línea de 90° por una celda zurda de -90° y la de 180° por una balanceada, donde la fase sea 0° , de manera que se mantiene la diferencia de 90° a la frecuencia de diseño, pero la variación con la frecuencia es menor. Esto ocurre a causa de la derivada de la diferencia de fase entre las dos celdas, es menor que la que se obtiene en las líneas convencionales.

Las dos celdas se implementan mediante la topología de una celda *left-handed* basada en el modelo resonante, mostrado en la Figura 2.1.a. Con tal de obtener el balanceado se hacen coincidir las resonancias del tanque serie y paralelo de su modelo equivalente [19].

Se intenta forzar que la variación de la fase respecto a la frecuencia sea la misma para las dos líneas artificiales. Se puede ver representado en la Figura 3.7 el desfase introducido por la celda y su diferencia, la cual se mantiene constante en un amplio rango de frecuencias.

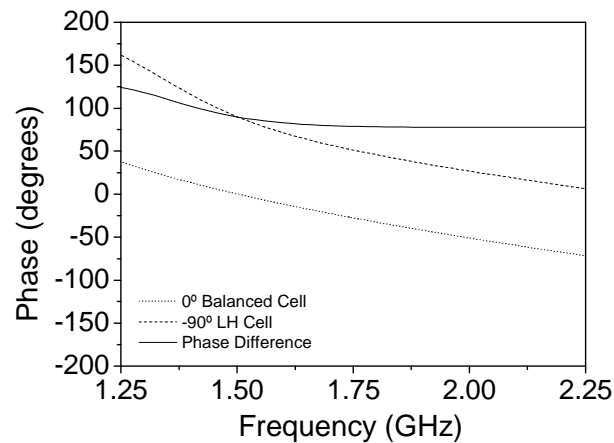


Figura 3.7. El desfase introducido por la línea balanceada y zurda de -90° , y su diferencia de fase. Se puede observar que la derivada es casi nula por un margen amplio de frecuencias.

El diseño para conseguir estas características con líneas de transmisión metamaterial es el siguiente:

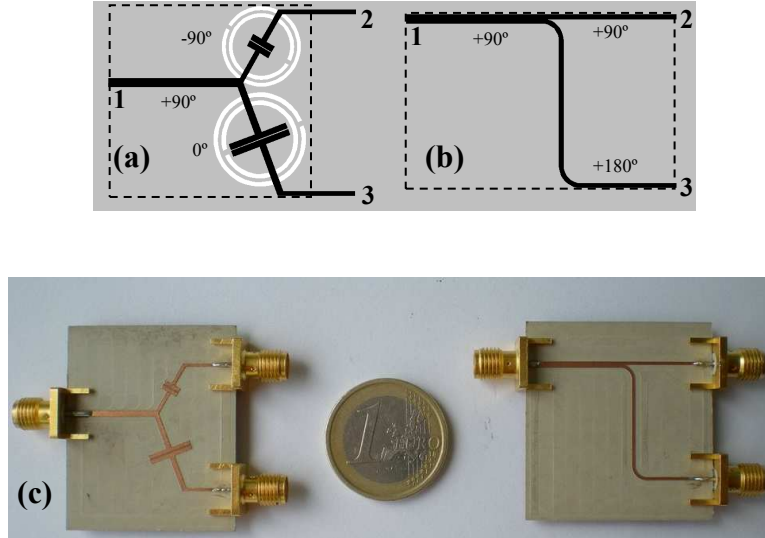


Figura 3.8. (a) Layout del diseño desfasador de cuadratura con CSRR (b) Layout del diseño convencional, los rectángulos discontinuos indican el área activa (c) Fotografía de los prototipos fabricados

Esta construido sobre sustrato de microondas *Rogers RO3010* de 25 mil ($635 \mu\text{m}$) de ancho de dieléctrico y $35 \mu\text{m}$ de ancho de las capas de metal. La permitividad relativa ϵ_r es 10.2.

Como se puede observar en la Figura 3.8, se consigue una reducción del área activa ocupada por el dispositivo metamaterial respecto al convencional. No es una diferencia muy vistosa ya que el desfasador convencional ocupa una superficie de 7.72 cm^2 , mientras que en el diseño propuesto es de 6.22 cm^2 . A continuación se muestran en la Tabla 3.2 las dimensiones de los CSRRs de las dos celdas del circuito metamaterial.

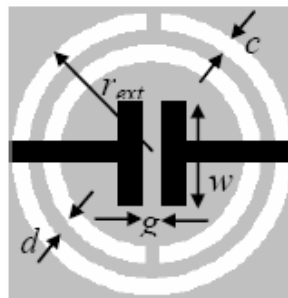


Figura 3.9. Layout del diseño de celda *left-handed*

	Left-handed -90°	Balanceada 0°
r_{ext}	5.10 mm.	5.98 mm.
c	0.44 mm.	0.51 mm.
d	0.44 mm.	0.51 mm.
w	3.12 mm.	8.12 mm.
g	0.17 mm.	0.16 mm.

Tabla 3.2. Dimensiones características de las celdas utilizadas en el diseño, ver (Figura 3.9.)

La respuesta de estos dispositivos, en simulación electromagnética y la medida en la Figura 3.10, división de potencia y adaptación y en la Figura 3.11, diferencia de fase.

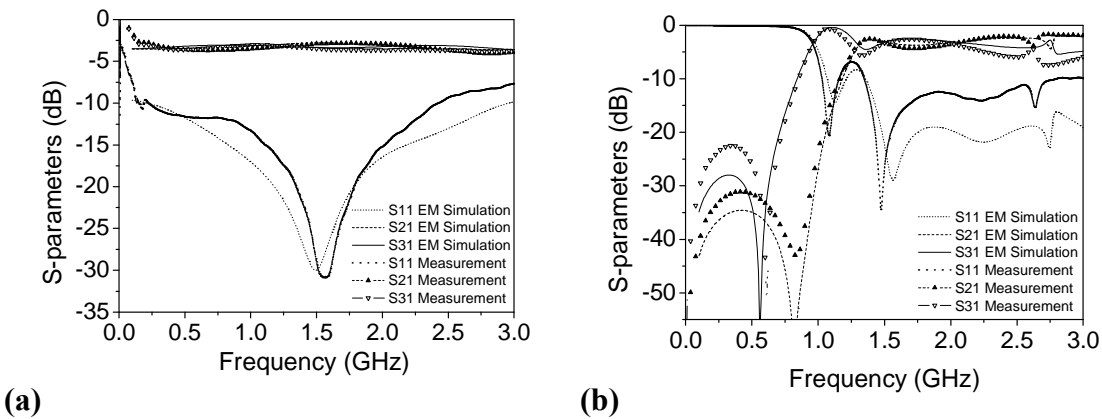


Figura 3.10. (a) Respuesta simulada y medida en división de potencia y adaptación del dispositivo convencional (b) Respuesta del dispositivo metamaterial

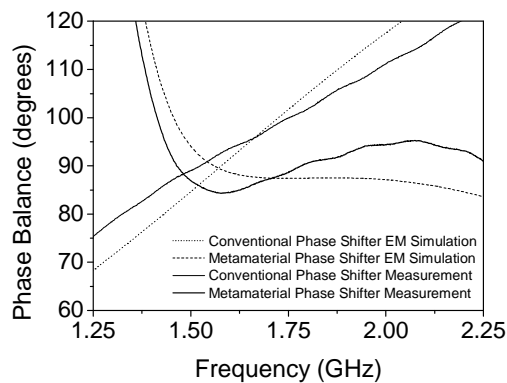


Figura 3.11. Diferencia de fase simulada y medida para los dispositivos fabricados

Se puede observar que el ancho de banda a -3 dB del dispositivo metamaterial es menor que el del convencional, a causa de que la impedancia característica de las líneas artificiales no se mantiene constante con la frecuencia. Aunque se obtiene una mejora muy significativa en el

ancho de banda de la diferencia de fase, que es el parámetro más importante en este tipo de circuitos.

3.2.2. Desfasador de cuadratura con *Spiral Resonator (SR)*

Tras comprobar el diseño de un desfasador de cuadratura con líneas de transmisión metamaterial con CSRRs y comprobar que se consigue aumentar el ancho de banda y miniaturizar levemente el diseño respecto a la estructura convencional, en este apartado se propone un diseño para conseguir un mayor incremento de miniaturización. Para realizar esta miniaturización se va a proponer la utilización de celdas con topología *Spiral Resonator (SR)*.

Primero se realizará la presentación de las dos celdas básicas que compondrán el diseño del desfasador de cuadratura y por último el diseño completo con los resultados obtenidos.

3.2.2.1. Diseño de celdas

En este trabajo se propone una mejora del diseño visto en el apartado anterior, introduciendo unas celdas llamadas *Spiral Resonator (SR)*, estas celdas ya han sido estudiadas en otros trabajos de investigación [4].

Estas celdas proporcionan una gran ventaja, como es la miniaturización de un diseño, se puede ver como utilizando la misma celda CSRR y uniendo los dos anillos formando un espiral, conseguimos que la frecuencia de resonancia a la cual estamos trabajando disminuya notablemente. De modo que, si reducimos las dimensiones de la nueva celda podemos conseguir que esa frecuencia de resonancia aumente, obteniendo un equivalente de frecuencia de resonancia con dos diseños de diferente tamaño. Consiguiendo reducir el diseño CSRR aproximadamente el 50% de su tamaño (Figura 3.12).

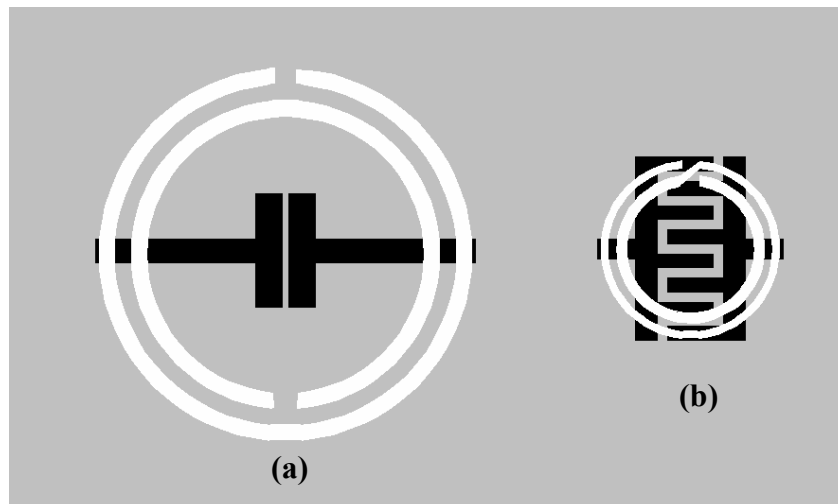


Figura 3.12. Comparación de dimensiones de los diseños (a) CSRR (b) SR

Para realizar el diseño completo del desfasador de cuadratura debemos tener en cuenta que una celda será de una fase de -90° , y la otra debe de ser balanceada de fase 0° .

Las simulaciones realizadas tienen marcados los siguientes parámetros de diseño:

	Rogers RO3010 (Sustrato)
Grosor	25 mil (635 μm)
Grosor capas de metal	35 μm
ϵ_r (real)	10.2
Tangente de pérdidas ($\tan \delta$)	0.0023

Tabla 3.3. Parámetros del sustrato utilizado para las simulaciones de los diseños propuestos

Celda fase -90°

Para el diseño de esta celda, debemos tener en cuenta que nuestra frecuencia de trabajo será de 1.5 GHz. Realizando los pasos comentados al inicio de este apartado, para realizar el diseño de la *Spiral Resonator* (SR), debemos de completar el diseño encontrando la fase de -90° y la impedancia característica de 50Ω .

Tras realizar diversos diseños y simulaciones, se comprueba que es necesario un gran acoplamiento capacitivo para encontrar el equilibrio en el diseño, que se ve afectado por la resonancia del anillo. Para obtener este gran acoplamiento capacitivo y conseguir las características específicas del diseño se ha tenido que utilizar unos inter-digitados, complejos de controlar.

Finalmente, se comprueba que se consiguen los parámetros deseados, obteniendo una miniaturización de gran importancia respecto al diseño con los CSRRs, como se puede ver en la Figura 3.13 y Figura 3.14.

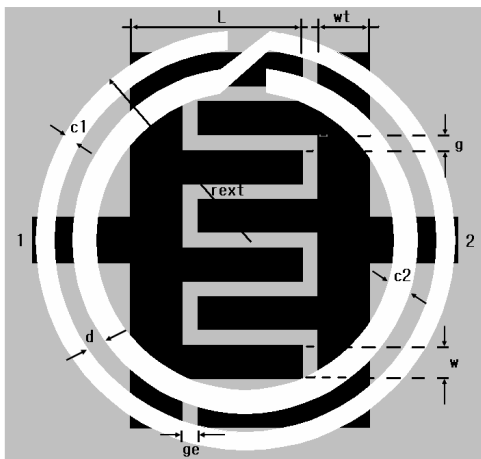
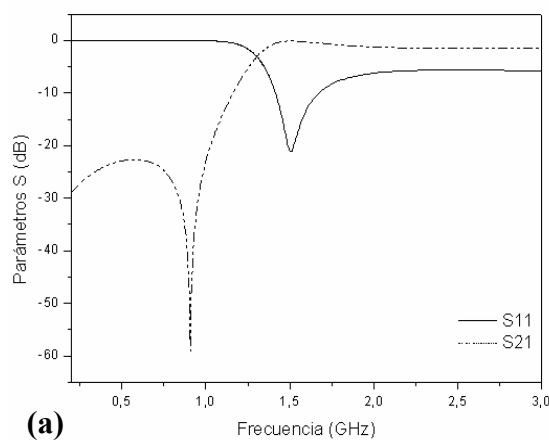


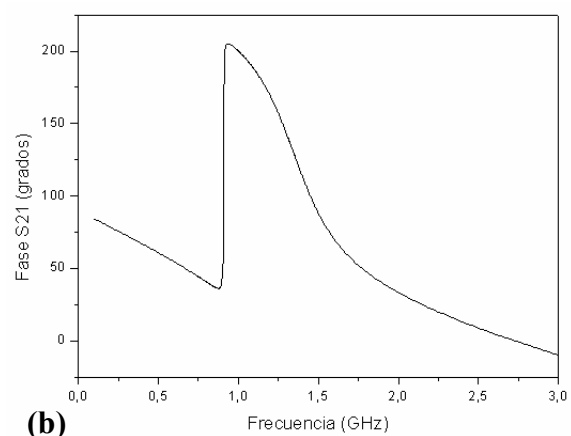
Figura 3.13. Layout de la celda -90° con topología *Spiral Resonator*

	<i>Left-handed</i> 90°
r_{ext}	2.44 mm
$c1$	0.21 mm
$c2$	0.27 mm
d	0.21 mm
w	0.40 mm
g	0.26 mm
ge	0.26 mm
Np (nº par de inter-digitados)	4
wt	0.62 mm
L	1.25 mm

Tabla 3.4. Dimensiones de la celda de 90° con topología *Spiral Resonator*



(a)



(b)

Figura 3.14. Resultados de la celda -90° con topología *Spiral Resonator* (a) Parámetros S (b) Fase de S21

Celda balanceada de fase 0°

Para realizar el diseño de esta celda, se debe tener en cuenta que se necesita una celda balanceada 0°. De la misma manera que para la celda anterior, se realiza la miniaturización siguiendo los mismos pasos, pero para obtener las características deseadas se debe aumentar la capacidad serie. Esto obliga a aumentar el tamaño del diseño respecto anterior, aumentando el área de los inter-digitados, como se puede observar en la Figura 3.15. Se debe modificar el tamaño de la espiral con tal de conseguir más detalle de frecuencia de trabajo, ya que se ha visto modificado por el acoplamiento introducido por los inter-digitados. Estos cambios se pueden observar en los resultados encontrados en la Figura 3.16.

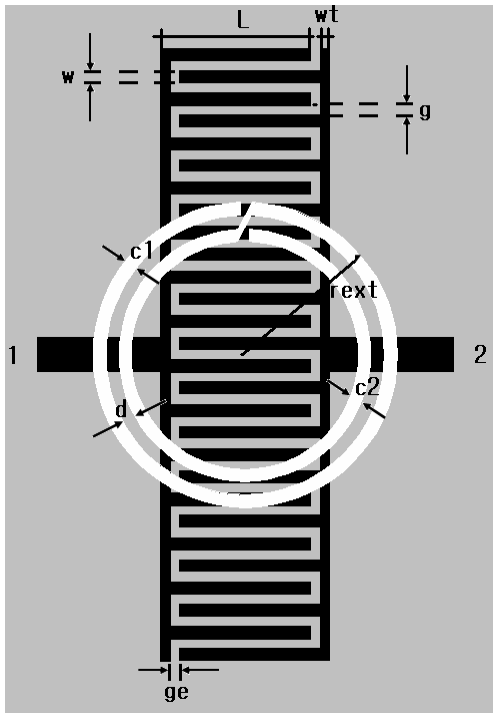


Figura 3.15. Layout de la celda balanceada a 0° con topología *Spiral Resonator*

	Balanceada 0°
r_{ext}	2.43 mm
$c1$	0.20 mm
$c2$	0.20 mm
d	0.20 mm
w	0.20 mm
g	0.15 mm
ge	0.15 mm
Np (n° par de inter-digitados)	14
wt	0.16 mm
L	2.10 mm

Tabla 3.5. Dimensiones de la celda balanceada a 0° con topología *Spiral Resonator*

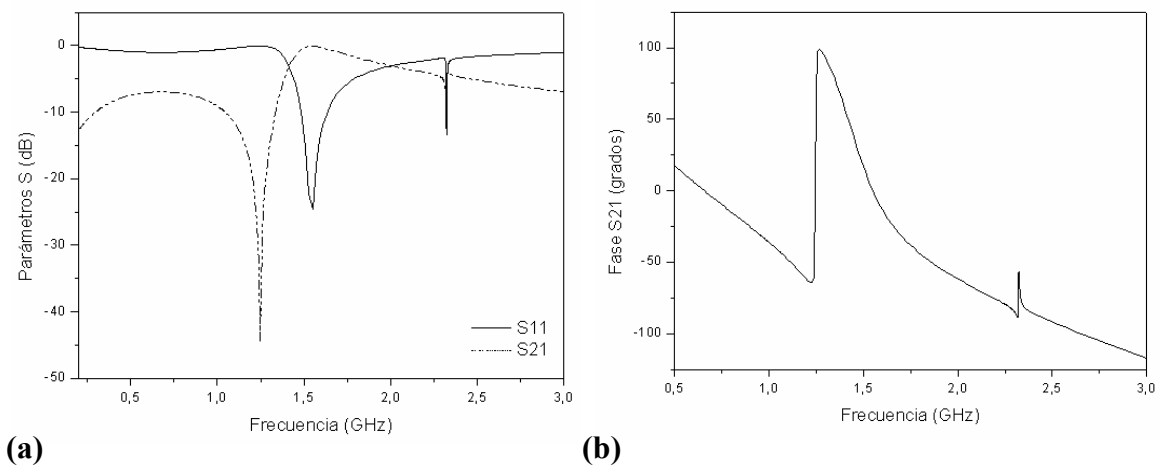


Figura 3.16. Resultados de la celda balanceada a 0° con topología *Spiral Resonator* (a) Parámetros S (b) Fase de S21

3.2.2.2. Diseño del desfasador de cuadratura con las 2 celdas

Una vez detalladas las celdas que pertenecerán al diseño del desfasador de cuadratura, necesitamos implementar en el diseño la línea de transmisión de $Z_0 \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \Omega$.

Suponiendo que la impedancia característica (Z_0) es de 50Ω las dimensiones de esta línea son las mostradas en la Tabla 3.6.

	Dimensiones (mm)
W	1.097130
L	18.783600

Tabla 3.6. Dimensiones de la línea de transmisión de $Z_0 \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \Omega$

Utilizando los tres componentes diseñados en este apartado, se completa el diseño del desfasador de cuadratura como se muestra en la Figura 3.17.

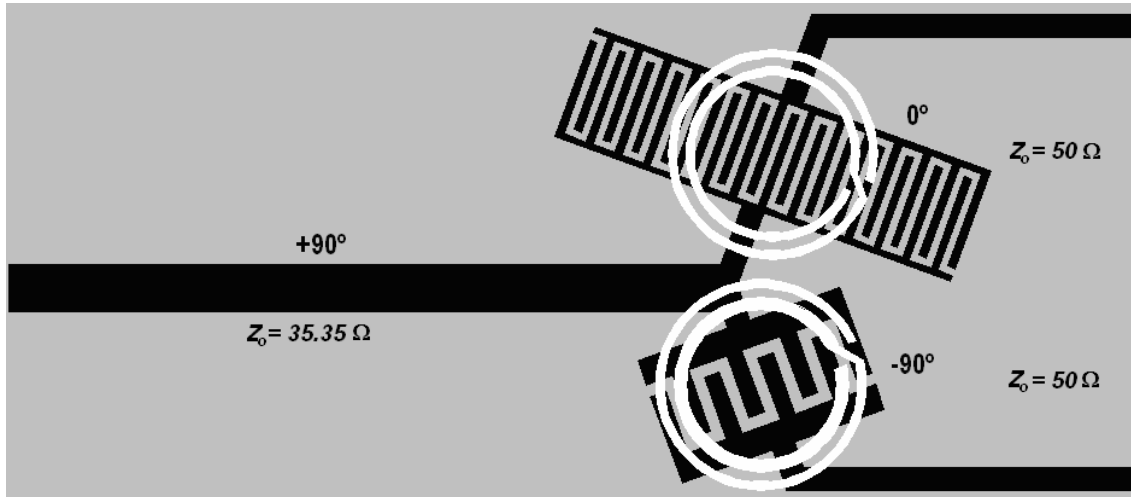


Figura.3.17. Layout del desfasador en cuadratura con celda -90° y balanceada a 0°

Tras diversas versiones del diseño y simulaciones se encuentra el resultado esperado, mostrado en la Figura 3.18.

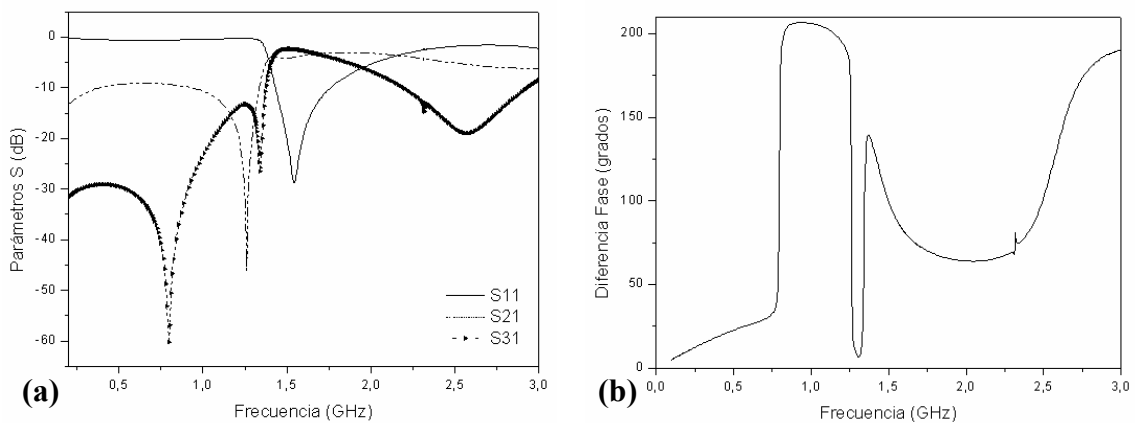


Figura. 3.18. Resultados obtenidos del desfasador de cuadratura (a) Parámetros S (b) Diferencia de fase entre S21 y S31

Si se realiza la derivada de la diferencia de fase, se puede observar que no se consigue un aumento del ancho de banda respecto al diseño del desfasador de cuadratura con líneas convencionales.

Para aumentar el ancho de banda, se debe conseguir mantener la fase de las celdas lo más paralelas posibles. Al reducir la inductancia de las celdas es necesario que aumente la capacidad serie. Se ha utilizado los inter-digitados para conseguir este aumento, en el caso de la celda balanceada se ha necesitado aumentar notablemente la capacidad serie en comparación con la celda *left-handed* de -90° , provocando una diferencia de importancia entre las dos capacidades serie de las celdas y que las pendientes de las fases no sean paralelas y en consecuencia una disminución del ancho de banda deseado.

De este modo, no se consigue aumentar el ancho de banda que se esperaba en un inicio del diseño.

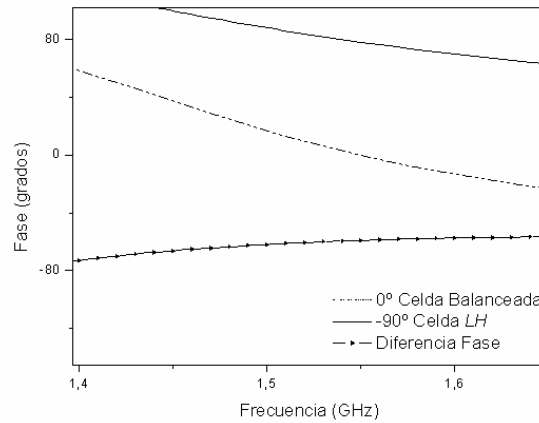
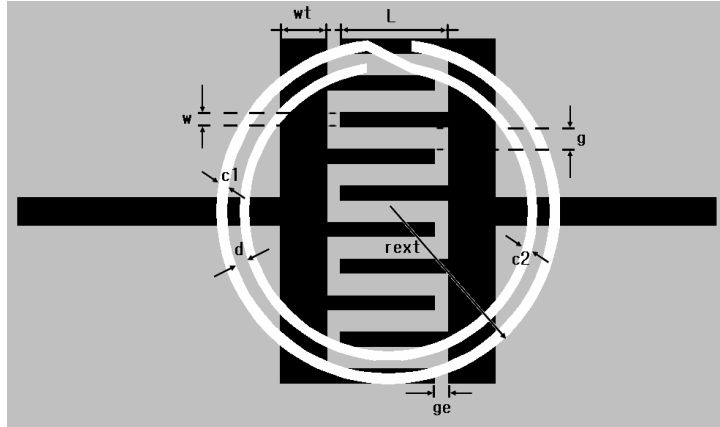


Figura 3.19. Comparación de fases del desfasador de cuadratura con dos celdas *SR*

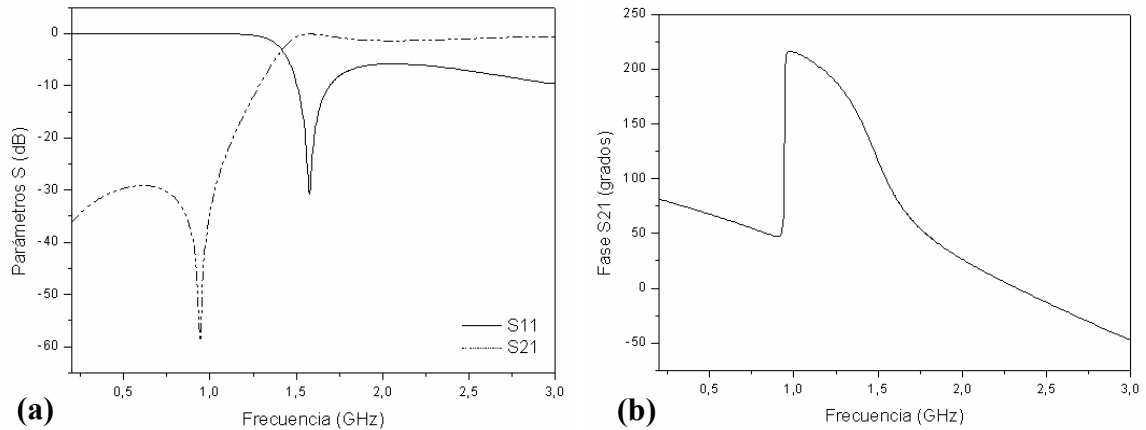
En cuanto a la miniaturización si que se consigue disminuir las dimensiones del diseño del desfasador de cuadratura con *CSRRs*. En este último se consiguió una dimensiones de 6.22 cm² y para el diseño con *SRs* las dimensiones son de 2.73 cm². Por lo tanto, una notable disminución de tamaño.

3.2.2.3. Diseño del desfasador de cuadratura miniaturizado

En el diseño del desfasador de cuadratura con *CSRRs* no se substituía el inversor de admitancias por una tercera celda porque al añadir esta tercera reducía el ancho de banda. En este trabajo para conseguir una mayor miniaturización del desfasador de cuadratura, debemos añadir una tercera celda que reemplace la línea de transmisión metamaterial de -90° e impedancia $Z_0 \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}$ (inversor de admitancias), el diseño de esta será similar al utilizado para la celda de -90°, como muestra la Figura 3.20:

Celda fase -90°**Figura 3.20.** Layout de la celda de fase -90° con topología *Spiral Resonator*

	<i>Left-handed</i> 90°
r_{ext}	2.26 mm
$c1$	0.14 mm
$c2$	0.12 mm
d	0.16 mm
w	0.20 mm
g	0.28 mm
ge	0.21 mm
Np (n° par de inter- digitados)	5
wt	0.62 mm
L	1.25 mm

Tabla 3.7. Dimensiones de la celda de fase -90° con topología *Spiral Resonator***Figura 3.21.** Resultados de la celda -90° con topología *Spiral Resonator* para impedancia de 35.35 Ω
(a) Parámetros S (b) Fase de S21

Implementando las dos celdas diseñadas en el apartado anterior, fase -90° y la balanceada a 0°, y añadiendo la celda de fase -90° que sustituye la línea de transmisión de $Z_0 \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \Omega$, se obtiene un desfasador de cuadratura más pequeño. Hay que tener en cuenta que la longitud de esta línea originariamente, antes de pasarla a celda SR, tenía una longitud de 0.25λ , para que siga cumpliendo con esta longitud se ha optado por poner una celda de 0.13λ , de puerto a puerto de la celda. Esta longitud podría ser más corta, pero es necesario añadir mayor longitud de línea para realizar las conexiones. De esta manera y a la frecuencia de trabajo elegida,

obtendremos la fase de -90° necesaria para el diseño del desfasador de cuadratura. Mostrado en la Figura 3.22.

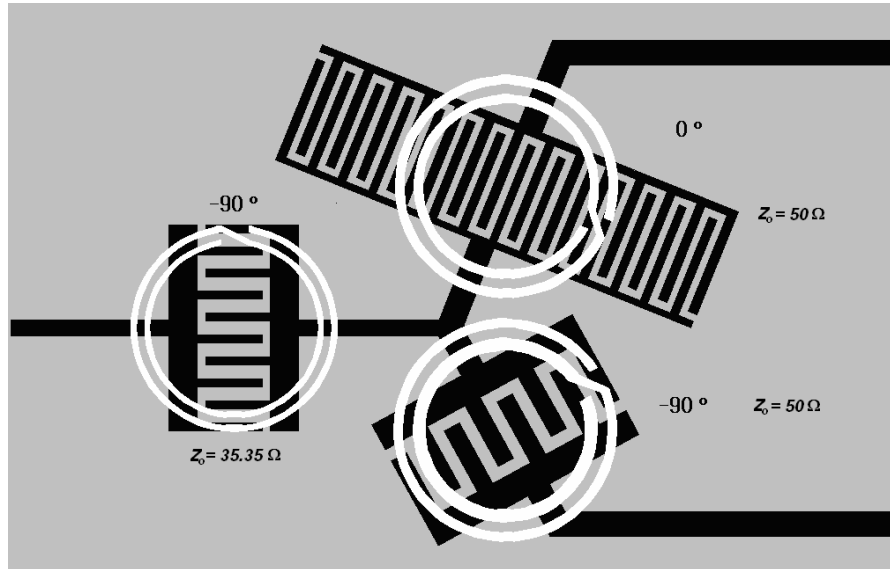


Figura 3.22. Layout del desfasador en cuadratura con celda -90° , balanceada a 0° y celda -90°

Tras realizar las diferentes simulaciones, optimizando las características deseadas de diseño, se obtiene los resultados esperados para un desfasador de cuadratura (Figura 3.23.).

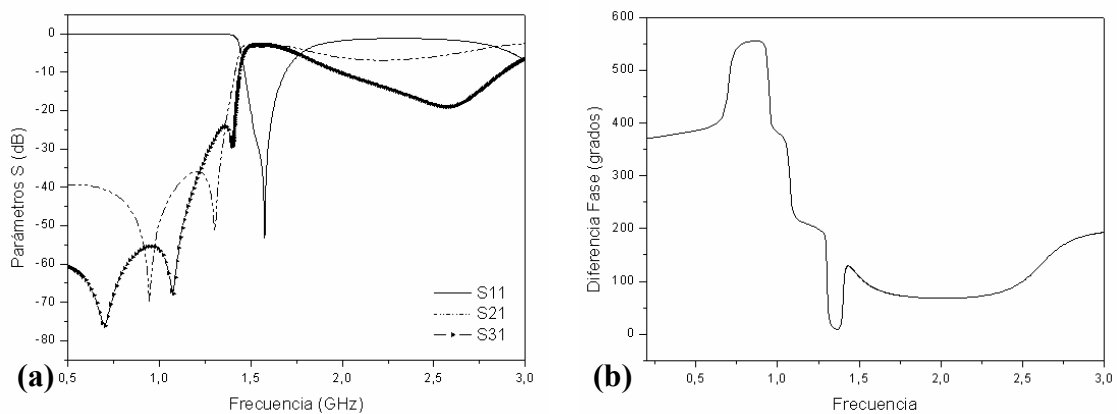


Figura 3.23. Resultados obtenidos para el desfasador de cuadratura miniaturizado
(a) Parámetros S (b) Diferencia de fase entre S21 y S31

Si nos fijamos en el resultado obtenido, se puede ver como la diferencia de fase para la frecuencia de trabajo 1.5 GHz obtenida es de 90° .

Comparando los dos diseños propuestos para el desfasador de cuadratura, comprobamos la mejora de miniaturización obtenida para cada diseño (Figura 3.24.) y (Tabla 3.8.).

	Desfasador de cuadratura 2 celdas con SRs	Desfasador de cuadratura 3 celdas con SRs
Dimensiones	2.7301 cm ² (11.04x24.73 mm)	1.7228 cm ² (10.87x15.85 mm)

Tabla 3.8. Comparación de dimensiones para los diseños propuestos para el desfasador de cuadratura

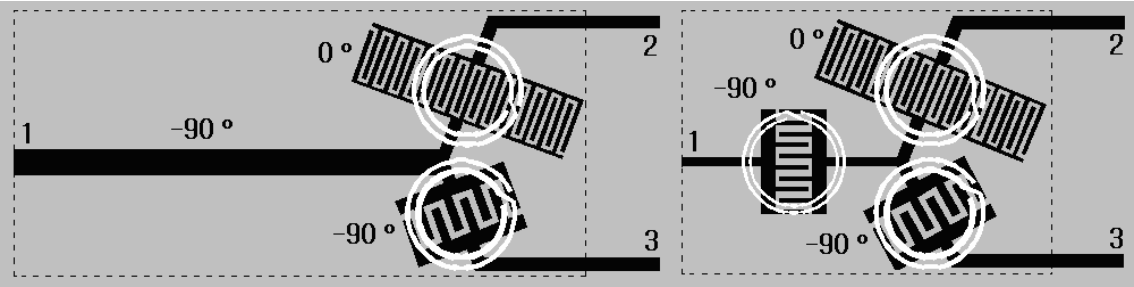


Figura 3.24. Comparación de tamaño de *Layout* de desfasadores de cuadratura con SR

Finalmente, comparando los diseños que ya han sido estudiados y comparando las dimensiones, se puede observar la mejora obtenida con el diseño propuesto en este trabajo (Figura 3.25. y Tabla 3.9.)

Desfasador de cuadratura	3 celdas con SRs	2 celdas con SRs	CSRRs	Líneas Convencionales
Dimensiones	1.72 cm ²	2.73 cm ²	6.22 cm ²	7.72 cm ²

Tabla 3.9. Comparación de dimensiones para los diseños estudiados para un desfasador de cuadratura

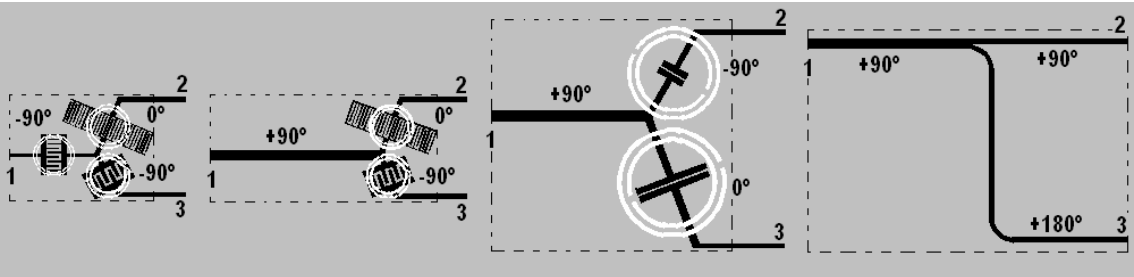


Figura 3.25. Comparación de tamaño de *Layout* de diferentes desfasadores de cuadratura

3.2.2.4. Fabricación del desfasador de cuadratura con Spiral Resonator (SR)

A continuación, se ha realizado la fabricación de los diseños expuestos en este trabajo, con tal de verificar que los resultados encontrados en la simulación son reales tras la fabricación y simulación de estos.

Primero se muestra el diseño del desfasador de cuadratura con las dos celdas *Spiral Resonator* (SR), como muestra la Figura 3.26.



Figura 3.26. Fabricación del diseño desfasador de cuadratura con dos celdas SR

Se puede comprobar en estas fotos el reducido tamaño del diseño. A continuación, se pueden ver los resultados obtenidos de la medición en laboratorio del diseño propuesto.

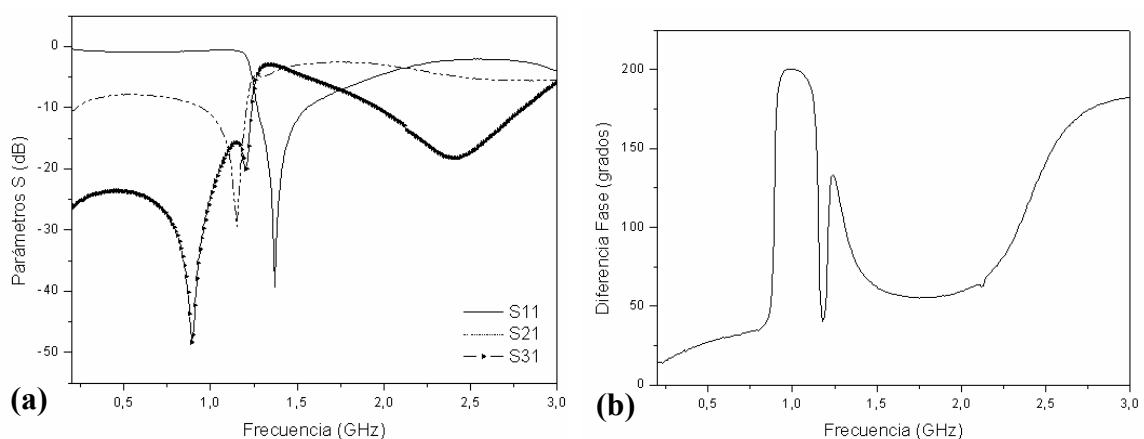


Figura 3.27. Resultados obtenidos tras la medición en laboratorio del diseño desfasador de cuadratura con dos celdas SR (a) Parámetros S (b) Diferencia de fase entre S21 y S31

Como se puede ver en la Figura 3.27.b la diferencia de fase aparece desplazada a 1.3 GHz, el motivo puede ser porque el fabricante especifica un sustrato (*Rogers RO3010*) cuya permitividad relativa (ϵ_r) es de 10.2, y esto difiere en la medición encontrada en el diseño realizado en las simulaciones.

Las dimensiones de los diseños son críticas y a la hora de la fabricación son muy dependientes de las técnicas utilizadas. Se ha fabricado con técnicas ópticas, que al utilizar las máscaras provoca que las medidas sean menos precisas, provocando errores respecto al diseño utilizado en las simulaciones.

Otra posible causa, es que se necesita poner unos conectores para poder realizar las medidas experimentales en laboratorio y esto provoca que sea dependiente de cómo se suelde sobre el diseño fabricado, provocando más errores en los resultados obtenidos.

El segundo diseño mostrado es el desfasador de cuadratura con las tres celdas *Spiral Resonator* (SR), como muestra la Figura 3.28.



Figura 3.28. Fabricación del diseño desfasador de cuadratura con tres celdas SR

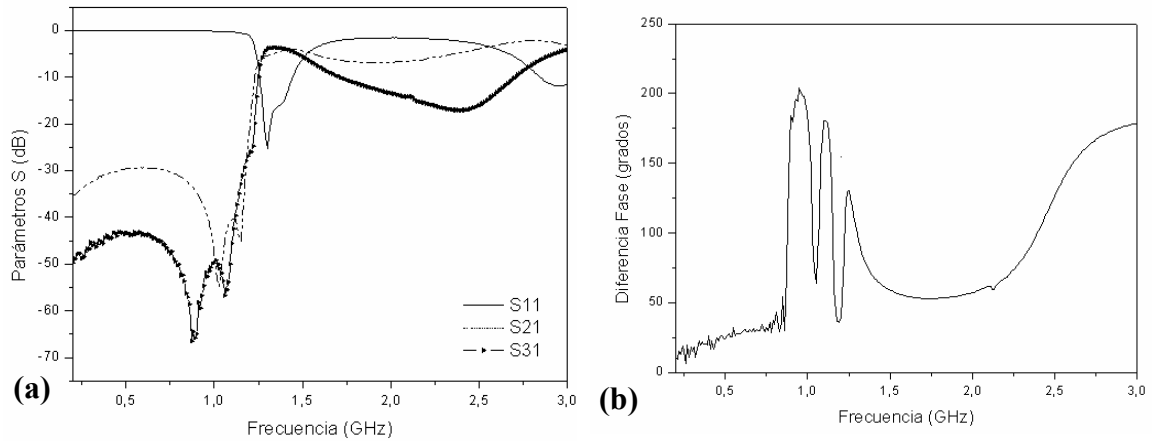


Figura 3.29. Resultados obtenidos tras la medición en laboratorio del diseño desfasador de cuadratura con tres dos celdas SR **(a)** Parámetros S **(b)** Diferencia de fase entre S21 y S31

A continuación, para demostrar la gran diferencia de tamaño entre los diferentes diseños fabricados que realizan la función del desfasador de cuadratura, se expone en el presente trabajo una imagen con todos los diseños de desfasadores de cuadratura (Figura 3.30.).

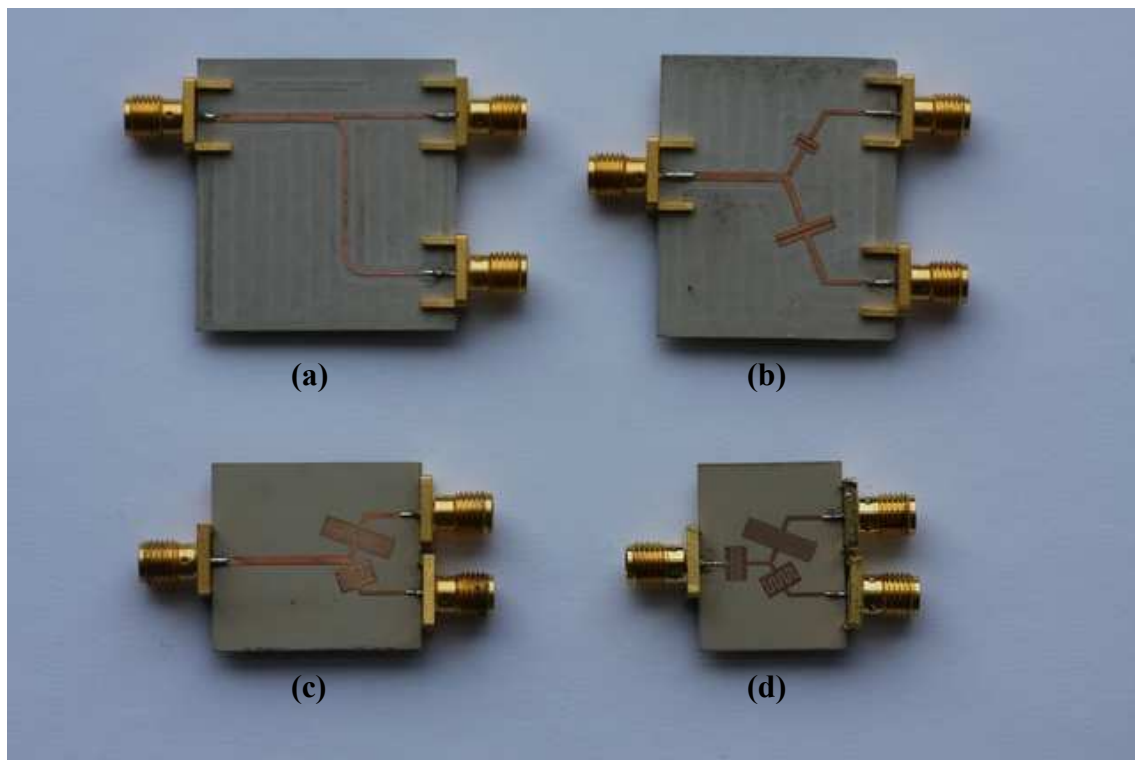


Figura 3.30. Comparación de desfasadores de cuadratura **(a)** Con líneas convencionales **(b)** Con CSRRs **(c)** Con dos celdas SR **(d)** Con tres celdas SR

Como se puede apreciar en la foto, el tamaño del diseño desfasador de cuadratura con tres celdas SR (Figura 3.30.d), es bastante más pequeño que el de líneas convencionales. De

manera que, se ha conseguido con éxito miniaturizar el tamaño de un desfasador de cuadratura a la frecuencia de resonancia deseada, utilizando esta topología de *Spiral Resonator* (SR).

Sin olvidar que no se obtiene la diferencia de fase deseada con tal de conseguir el aumento del ancho de banda, por la necesidad de incluir al diseño de las celdas una capacidad serie grande, y que es tan diferente entre la celda balanceada y la celda de -90° . Provocando que las fases no sean paralelas y, en consecuencia, no se consiga aumentar el ancho de banda.

CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

En este trabajo se ha demostrado que las líneas de transmisión metamaterial pueden ser útiles para el diseño de dispositivos de microondas con un tamaño muy reducido, respecto a las líneas convencionales.

En la actualidad, se consigue minimizar mucho más sus dimensiones manteniendo estas prestaciones. Esto facilitará la introducción en el mercado de este tipo de dispositivos, ya que una de las demandas de estos, son las buenas prestaciones y un tamaño lo más pequeño posible.

Para realizar este diseño se ha utilizado la topología *Spiral Resonator* (SR), esto ha proporcionado un diseño de grandes prestaciones con un tamaño muy miniaturizado, a la frecuencia de diseño deseada. En el proyecto aparecen dos diseños que muestran una gran disminución de las celdas provocando una disminución de importancia del tamaño del desfasador de cuadratura. Se ha conseguido reducir el tamaño en un 77% respecto a las líneas convencionales. Hay que destacar, que estos diseños no se implementan con elementos discretos, cosa que los hace compatibles con la tecnología planar.

Por el contrario, no se ha conseguido aumentar el ancho de banda respecto a las líneas convencionales, la necesidad de aumentar la capacidad serie con los inter-digitados ha provocado que las pendientes de las fases de las celdas no sean lo suficientemente paralelas como para conseguir un aumento del ancho de banda.

Como líneas futuras, se puede utilizar los datos conseguidos en este trabajo para implementar otros diseños de circuitos de microondas de manera que se pueda conseguir mejores prestaciones, y disminución del tamaño de dispositivos planares convencionales.

ÍNDICE FIGURAS

Figura 1.1. Diagrama $\mu - \varepsilon$ donde vemos los diferentes medios según el signo de estos parámetros.....	7
Figura 1.2. (a) Sistema de coordenadas de medios <i>Left-handed</i> (b) Sistema de coordenadas de medios <i>Right-handed</i>	8
Figura 1.3. Inversión de la Ley de Snell.....	9
Figura 1.4. (a) <i>Split Rings Resonator (SRR)</i> y su respuesta en frecuencia (b) Modelo eléctrico de un <i>Split Rings Resonator (SRR)</i>	10
Figura 1.5. Topologías y circuitos equivalentes correspondientes a: (a) <i>NB SRR</i> (b) <i>D SRR</i> (c) <i>SR</i> (d) <i>DSR</i>	11
Figura 1.6. (a) Primer medio <i>left-handed</i> sintetizado (b) Respuesta del medio (línea discontinua) comparada con respuesta del medio formado por <i>SRR</i> (línea continua). El rango de frecuencias donde tanto ε y μ son negativos aparece un banda pasante.....	12
Figura 1.7. (a) Modelo de línea convencional (b) Dual.....	13
Figura 1.8. Diagrama de dispersión de una línea dual. Solo tiene un sentido físico la parte que va del $-\pi$ y 0.....	14
Figura 1.9. Circuito equivalente en T de la celda unidad de la línea de transmisión compuesta (<i>CRLH</i>)..	15
Figura 1.10. Diagrama de dispersión de una línea de transmisión compuesta (<i>CRLH</i>).....	15
Figura 1.11. Línea de transmisión coplanar basada en <i>SRRs</i> . Los anillos están en la cara inferior. En gris se representa el metal de la capa superior.....	16
Figura 1.12. Líneas de campo eléctrico (continua) y magnético (discontinua) en una línea de transmisión coplanar. El campo magnético excita los <i>SRRs</i> situados bajo el sustrato.....	17
Figura 1.13. Circuito equivalente de la guía de ondas coplanar basada en <i>SRRs</i>	17
Figura 1.14. Circuito equivalente simplificado de la guía de ondas coplanar basada en <i>SRR</i>	18
Figura 1.15. Respuesta del circuito mostrado.....	18
Figura 1.16. Respuesta de un filtro de rechazo de banda basado en <i>SRRs</i> . La línea estrecha es resultado de la simulación, mientras que la ancha corresponde a la medida.....	19
Figura 1.17. (a) Layout de una celda <i>right-handed</i> en tecnología <i>CPW</i> . En negro se representa el metal de la capa superior y en gris, el de la inferior (b) Modelo equivalente en π de la celda.....	19
Figura 1.18. (a) La combinación de la celda zurda con la diestra muestra un resultado con respuesta abrupta (b) Diseño de la respuesta mostrada.....	20
Figura 1.19. En gris se representa el metal (a) <i>Split Rings Resonator (SRR)</i> (b) <i>Complementary Split Rings Resonator (CSRR)</i>	20

Figura 1.20. (a) Representación de las líneas de campo eléctrico (continua) y magnético (discontinua) en una línea de transmisión en tecnología <i>Microstrip</i> (b) Representación de una línea de transmisión basada en <i>CSRR</i> en tecnología <i>Microstrip</i> (c) Circuito equivalente en T de la celda <i>left-handed</i> basada en <i>CSRR</i>	21
Figura 1.21. (a) Divisor de potencia <i>Microstrip</i> implementado mediante líneas (b) La respuesta del dispositivo basada en <i>CSRRs</i> . La frecuencia de diseño es 1.5 GHz.....	22
Figura 2.1. (a) Layout <i>left-handed</i> (b) Modelo eléctrico en T <i>LHM</i> (c) Diagrama Dispersión <i>LHM</i>	24
Figura 2.2. (a) Layout <i>right-handed</i> (b) Modelo eléctrico en T <i>RHM</i> (c) Diagrama Dispersión <i>RHM</i>	24
Figura 3.1. Circuito de un divisor de potencia $\lambda/4$	31
Figura 3.2. Circuito equivalente de un divisor de potencia $\lambda/4$	31
Figura 3.3. Otro posible circuito para un divisor de potencia.....	33
Figura 3.4. Esquemático de un desfasador de cuadratura con líneas convencionales simuladas	34
Figura 3.5. (a) Respuesta típica de un desfasador de cuadratura a la frecuencia de diseño de 1.5 GHz (b) Diferencia de fase a la frecuencia de diseño con un desfase de 90°	34
Figura 3.6. (a) Comparación de diferencias de fase entre dos líneas convencionales (b) Comparación de diferencias de fase entre una línea convencional y una artificial.....	36
Figura 3.7. El desfase introducido por la línea balanceada y zurda de -90° , y su diferencia de fase. Se puede observar que la derivada es casi nula por un margen amplio de frecuencias.....	37
Figura 3.8. (a) Layout del diseño desfasador de cuadratura con <i>CSRR</i> (b) Layout del diseño convencional, los rectángulos discontinuos indican el área activa (c) Fotografía de los prototipos fabricados.....	38
Figura 3.9. Layout del diseño de celda <i>left-handed</i>	38
Figura 3.10. (a) Respuesta simulada y medida en división de potencia y adaptación del dispositivo convencional (b) Respuesta del dispositivo convencional.....	39
Figura 3.11. Diferencia de fase simulada y medida para los dispositivos fabricados.....	39
Figura 3.12. Comparación de dimensiones de los diseños (a) <i>CSRR</i> (b) <i>SR</i>	41
Figura 3.13. Layout de la celda -90° con topología <i>Spiral Resonador</i>	42
Figura 3.14. Resultados de la celda -90° con topología <i>Spiral Resonador</i> (a) Parámetros S (b) Fase de S_{21}	42
Figura 3.15. Layout de la celda balanceada a 0° con topología <i>Spiral Resonador</i>	43
Figura 3.16. Resultados de la celda balanceada a 0° con topología <i>Spiral Resonador</i> (a) Parámetros S (b) Fase de S_{21}	44
Figura 3.17. Layout del desfasador en cuadratura con celda -90° y balanceada a 0°	45

Figura 3.18. Resultados obtenidos del desfasador de cuadratura (a) Parámetros S (b) Diferencia de fase entre S21 y S31.....	45
Figura 3.19. Comparación de fases del desfasador de cuadratura con dos celdas SR.....	46
Figura 3.20. Layout de la celda de fase -90° con topología <i>Spiral Resonador</i>	47
Figura 3.21. Resultados de la celda -90° con topología <i>Spiral Resonador</i> para impedancia de 35.35 Ω (a) Parámetros S (b) Fase de S21.....	47
Figura 3.22. <i>Layout</i> del desfasador en cuadratura con celda -90°, balanceada a 0° y celda -90°.....	48
Figura 3.23. Resultados obtenidos para el desfasador de cuadratura miniaturizado (a) Parámetros S (b) Diferencia de fase entre S21 y S31.....	48
Figura 3.24. Comparación de tamaño de <i>Layout</i> de desfasadores de cuadratura con SR.....	49
Figura 3.25. Comparación de tamaño de <i>Layout</i> de diferentes desfasadores de cuadratura.....	49
Figura 3.26. Fabricación del diseño desfasador de cuadratura con dos celdas SR.....	50
Figura 3.27. Resultados obtenidos tras la medición en laboratorio del diseño desfasador de cuadratura con dos celdas SR (a) Parámetros S (b) Diferencia de fase entre S21 y S31.....	50
Figura 3.28. Fabricación del diseño desfasador de cuadratura con tres celdas SR.....	51
Figura 3.29. Resultados obtenidos tras la medición en laboratorio del diseño desfasador de cuadratura con tres dos celdas SR (a) Parámetros S (b) Diferencia de fase entre S21 y S31.....	52
Figura 3.30. Comparación de desfasadores de cuadratura (a) Con líneas convencionales (b) Con CSRRs (c) Con dos celdas SR (d) Con tres celdas SR.....	52

REFERENCIAS

- [1] V.G. Veselago, **"The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ "**. *Sov. Phys. Uspekhi*, vol.10 (4), pp. 509-514, 1968.
- [2] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, W.J. Stewart, **"Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena"**, *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol.47, no.11, pp. 2075-2084, November 1999.
- [3] R. Marqués, F. Medina, R. Rafii-El-Idrissi. **"Role of bianisotropy in negative permeability and left-handed metamaterials"**. *Phys. Rev. B* 65, 144440, April 2002.
- [4] R. Marqués, J.D. Baena, J. Martel, F. Medina, F. Falcone, M. Sorolla and F. Martín, **"Novell small resonant electromagnetic particles for metamaterial and filter design"**, Proceedings of the *Internacional Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, ICEAA*, 2003, pp. 439-443, Sept. 2003, Torino (Italy)
- [5] 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.
- [6] A.A. Oliner. **"A periodic structure negative refractive index medium without resonant elements"**. *IEEE AP-S/URSI Int. Symp. Dig. San Antonio, TX*, p. 41, June 2002.
- [7] A.K. Iyer, G.V. Eleftheriades: **"Negative refractive index metamaterials supporting 2D waves"**. *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Seattle, WA*, p. 1067, June 2002.
- [8] C. Caloz, H. Okabe, T. Iwai, T. Itoh. **"Transmission line approach of left handed materials"**. *IEEE AP-S/URSI Int. Symp. Dig. San Antonio, TX*, p. 39, June 2002.

- [9] D.M. Pozar, **“Microwave Engineering”**, Addison Wesley, 1990
- [10] C. Caloz, T. Itoh, A. Lai, **“Composite Right/Left-Handed Line Metamaterial”** *IEEE Microwave Magazine*, pp. 34-50, September 2004.
- [11] F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, R. Marqués and M. Sorolla, **“Split ring resonator based left handed coplanar waveguide”**. *Appl. Phys. Lett.*, vol.83, no. 22, pp. 4652-4654, December 2003.
- [12] I. Gil, J. Bonache, J. García-García, F. Martín **“Tunable Metamaterial Transmission Lines Based on Varactor Loaded Split Rings Resonators”**, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, pp. 2665-2674, June 2006.
- [13] J. Bonache, F. Martin, F Falcone, J.Garcia, I. Gil, T.Lopetegi, M.A.G. Laso, R. Marqués, F. Medina, M. Sorolla. **“Super compact split ring resonators CPW band pass filters”**, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, pp. 1483 - 1486, June 2004.
- [14] F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, T. Lopetegi, R. Marqués and M. Sorolla, **“Miniaturized CPW stop band filters based on multiple tuned split ring resonators”** *IEEE Microwave and Wireless Components Letters.*, vol.13, pp.511-513, December 2003.
- [15] 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”** *Phys. Rev. Lett.* vol. 93, 197401, November 2004.
- [16] M. Gil, J. Bonache, I. Gil, J. García-García and F. Martín, **“Miniaturization of planar microwave circuits by using resonant-type left handed transmission lines”**, *IET Microwave, Antennas and Propagation*, vol. 1, pp. 73-79, February 2007

- [17] M. Gil, I. Gil, J. Bonache, J. García-García and F. Martín, **“Metamaterial transmission lines with extreme impedance values”**, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, pp. 2499-2505, December 2006.
- [18] J. Bonache, J. Martel, I. Gil, M. Gil, J. García-García, F. Martín, I. Cairó and M. Ikeda, **“Super compact (<1cm²) band pass filters with wide bandwidth and high selectivity at C-band”**, *Proceedings of the 36th European Microwave conference (EuMC) 2006*, pp. 599-602, Manchester (UK), September 2006.
- [19] M. Gil, J. Bonache, J. Selga, J. García-García, F. Martín, **“Broadband resonant type metamaterial transmission lines”**, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, pp. 97-99, February 2007.
- [20] G. Sisó, M. Gil, J. Bonache, F. Martín, **“Application of metamaterial transmission lines to design of quadrature phase shifters”**, *Electronics Letters*, Vol. 43, Issue 20, September 2007
- [21] J. Garcia-Garcia, F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, I. Gil, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, M. Sorolla, R. Marqués. **“Spurious Passband Suppression in Microstrip Coupled Line Band Pass Filters by Means of Split Ring Resonators”**. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, Issue 9, pp. 416 – 418, September 2004.

Resumen

En este trabajo se describe la miniaturización del diseño de un desfasador de cuadratura mediante líneas de transmisión metamaterial en tecnología *microstrip*. Para conseguir la miniaturización del diseño se utiliza la topología *Spiral Resonator (SR)*.

Los desfasadores de cuadratura ha sido diseñado, fabricado y medido. Mediante este proceso se ha conseguido un dispositivo metamaterial que presenta una reducción de un 77% del tamaño respecto a las líneas convencionales.

Resum

En aquest treball s'obté la miniaturització del disseny d'un desfasador de quadratura mitjançant línies de transmissió metamaterial en tecnologia *microstrip*. Mitjançant aquest procés s'ha aconseguit la miniaturització del disseny s'utilitza la topologia *Spiral Resonator (SR)*.

Els desfasadors de quadratura ha estat dissenyat , fabricat y mesurat. Aconseguint un dispositiu metamaterial que presenta una reducció del 77% del tamany respecte a les línies convencionals.

Abstract

This work describes the miniaturization of the quadrature phase shifters design based on metamaterial transmission lines in microstrip technology. The Spiral Resonator (SR) topology has been used to achieve the miniaturization of the design.

The quadrature phase shifter has been designed, built and measured. These processes have resulted in a metamaterial device presenting a size reduction of 77% as compared to the conventional lines.