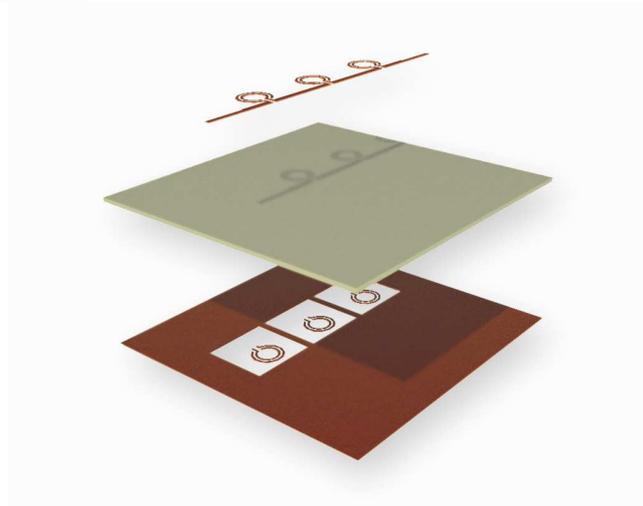
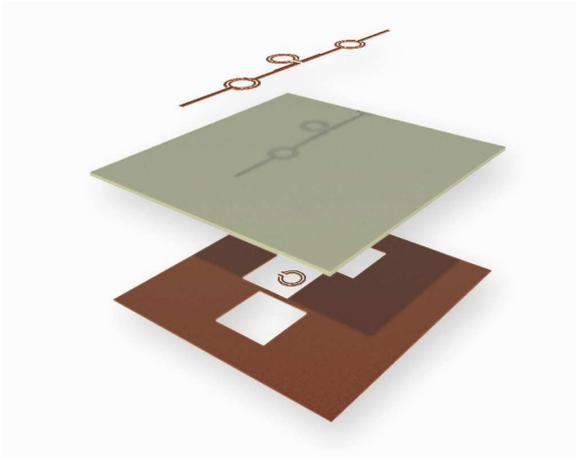




Trabajo Fin de Master

Diseño de un filtro compacto paso banda mediante línea de transmisión microtira y resonadores de anillos abiertos



Autor: Juan de Dios Ruiz Martínez

Director: Juan Hinojosa Jiménez

MASTER TIC

Índice de contenido

1. Introducción	4
2. Estructuras de metamateriales en tecnología planar.....	9
2.1 celda SRR.....	9
2.2 celda CSRR.....	11
2.3 celda ORR.....	13
2.4 celda OSRR.....	14
3. Diseño de filtros compactos con materiales y tecnología planar.....	16
3.1 Filtro Paso Banda DOSRR y Circuito Equivalente.....	16
3.2 Filtro Paso Banda SOSRR y Circuito Equivalente	21
4. Resultados.....	24
4.1 Filtro Paso Banda DOSRR.....	24
4.2 Filtro Paso Banda SOSRR y DOSRR	28
5. Conclusiones y actuaciones futuras.....	31
Referencias.....	32
Anexo.....	34

Índice de ilustraciones.

Figura 1.1. Representación de índice de refracción negativo.	4
Figura 1.2. Metamateriales.	5
Figura 1.3. Estructura propuesta por Pendry.	6
Figura 1.4. Representación SRR (metal en la parte gris)	7
Figura 1.5. Representación de un CSRR (metal en la parte gris).	7
Figura 2.1. Simulación de campo magnético (H) para una línea microtira.	9
Figura 2.2. Simulación de campo magnético(H) para una línea microtira cargada con SRRs	10
Figura 2.3. Representación del SRR (metal en gris) y modelo circuital equivalente.	10
Figura 2.4. Simulación de campo eléctrico (E) para una línea microtira cargada con CSRRs.....	11
Figura 2.5. Representación del CSRR (metal en gris) y modelo circuital equivalente.	12
Figura 2.6. Representación del campo electromagnético en la superficie de un SRR.....	13
Figura 2.7. Representación del campo electromagnético en la superficie de un ORR.....	13
Figura 2.8. OSRR (open split ring resonator)	14
Figura 2.9. Modelo equivalente para una celda OSRR	15
Figura 2.10. Esquemático de la línea microtira cargada con varias celdas OSRR en cascada.	15
Figura 3.1. Estructura del filtro paso banda DOSRR. (a) Vista superior (OSRR). (b) Vista inferior (OSRR dual).....	16
Fig. 3.2 .Simulación de campo eléctrico sobre una microtira cargada con una celda OSRR-DOSRR. (a) Vista superior. (b) y (c) Vistas inferiores	17
Figura 3.3. Circuito equivalente de la celda DOSRR.	18
Figura 3.4. Respuestas en frecuencia de los filtros DOSRR y OSRR mediante circuitos equivalentes (Fig. 3 y [9]) ——— DOSRR y - - - OSRR.	20
Figura 3.5. SORR conectado a una línea microstrip. (a) Vista superior. (b) Vista inferior (plano de masa).	21
Figura 3.6. Representación del campo eléctrico (E) en un SORR conectado a una línea microtira.	21
Figura 3.7. Circuito equivalente del SORR	22
Figura 3.8. Doble celda SORR conectadas en serie a una microstrip. (a) Vista superior. (b) Vista del plano de masa.	23
Figura 4.1. Estructura y dimensiones de un filtro paso banda DOSRR de 3 polos y un cero de transmisión. (a) Vista superior. (b) Vista inferior.	25
Figura 4.2. Respuestas en frecuencia del filtro DOSRR de la Fig. 4.1 y OSRR de 3 polos. ——— Simulaciones electromagnéticas DOSRR de 3 polos y un cero. - - - Simulaciones electromagnéticas OSRR de 3 polos.	26
Figura 4.3. Vista inferior del filtro paso banda DOSRR con tres polos y un cero de transmisión situado en el medio de las tres ventanas.	27
Figura 4.4. Respuestas en frecuencia del filtro DOSRR de la Fig. 4.3 y OSRR de 3 polos. ——— Simulaciones electromagnéticas DOSRR de 3 polos y un cero. - - - Simulaciones electromagnéticas OSRR de 3 polos.	27
Figura 4.5. Filtro pasabanda dual-band propuesto. (a) Vista superior. (b) Vista del plano de masa	28
Figura 4.6. Respuesta del filtro pasabanda doble de la Fig. 4.5. (a) S11. (b) S21. — y--- Simulación electromagnética y circuital, respectivamente.	29

1. Introducción

Desde el principio de los tiempos el ser humano ha intentado clasificar y modelar su entorno en base al dominio y la técnica para extraer y transformar los materiales que conformaban dicho entorno. El Know-how sobre dichos materiales fue denominando las eras de nuestra historia, así encontramos la edad de piedra, de bronce, del hierro, etc. No fue hasta finales del XIX cuando, gracias a la obtención de materiales derivados del petróleo, se inicio la diferenciación entre materiales naturales (los de origen cerámico, orgánico o metálico) y los artificiales (aquellos fabricados a partir de derivados de hidrocarburos). A mediados del siglo XX se produjo un nuevo salto, los composites, materiales cuyo origen se encuentra en la mixtura de todas las familias definidas anteriormente. Fue en la década de los 60, cuando un físico de origen soviético Viktor Veselago [1], quien imagino por primera vez la posibilidad, a priori antinatural, de que una sustancia tuviera a la vez, las propiedades electromagnéticas de permeabilidad y permitividad con valores negativos, definiendo como sería su comportamiento. A estos materiales los denominó materiales zurdos (Left- handed) debido a que la luz y otros fenómenos electromagnéticos al atravesarlos quedarían desviados hacia la izquierda (índice negativo) y no hacia la derecha como los materiales conocidos (Fig. 1.1).

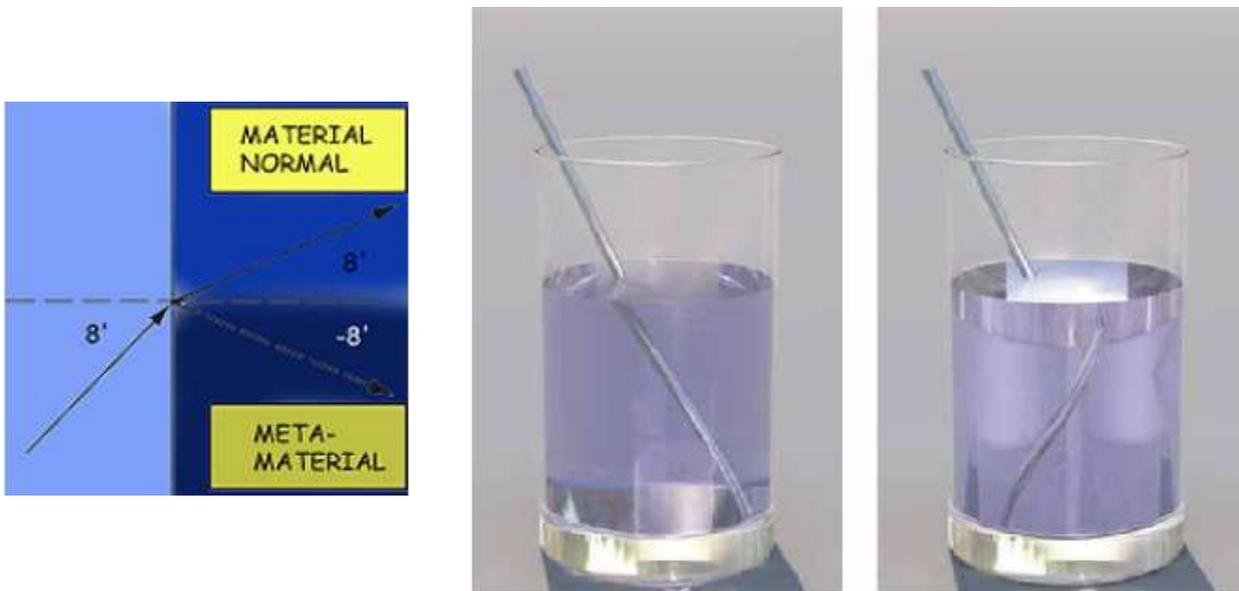


Figura 1.1. Representación de índice de refracción negativo.

En los materiales zurdos también se producirían los siguientes fenómenos:

- Velocidad de fase y grupo antiparalelas.
- Inversión del efecto Doppler.
- Inversión de la radiación de Vavilov- Cerenkov.
- Inversión de las condiciones de contorno relativas a los componentes normales de los campos magnéticos y eléctricos en el área de contacto entre un medio zurdo y un medio diestro.
- Inversión de la ley de Snell.
- Índice de refracción negativo en la superficie de contacto entre un medio zurdo y un medio diestro.
- Transformación dentro del punto fuente, en un punto imagen en un medio zurdo.
- Intercambio de los efectos de divergencia y convergencia en lentes convexas y cóncavas, respectivamente, cuando están fabricadas por un medio zurdo.
- Fenómenos de tipo resonante ante plasmones.

Sin embargo, desde que Viktor Veselago enunció las propiedades de los materiales zurdos hasta finales del siglo XX sólo se podía trabajar con materiales con permeabilidad negativa o materiales con permitividad negativa, nunca con los dos a la vez.

En la década de los ochenta del siglo pasado describe la primera estructura considerada como un metamaterial [2]. Un metamaterial (Fig.1.2) es una estructura artificial, diseñada para controlar la propagación de ondas electromagnéticas mediante fenómenos de confinamiento basados generalmente en resonancia.

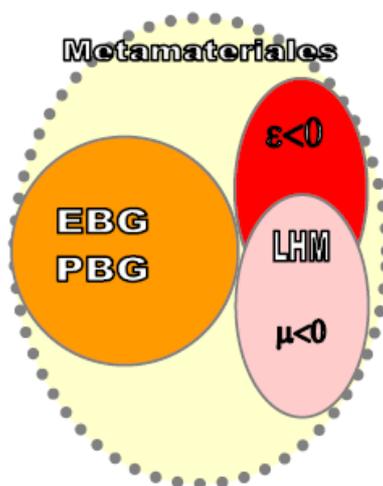


Figura 1.2. Metamateriales.

En los noventa,. Pendry [3-4] desarrolla el primer metamaterial empleando medios zurdos, aunque este no es una sustancia homogénea sino una estructura de tipo plasmónico (Fig. 1.3) que intercambia ϵ negativo/ μ positivo con ϵ positivo/ μ negativo



Figura 1.3. Estructura propuesta por Pendry [4].

La parte ϵ negativo/ μ positivo consiste en una estructura de conductores metálicos de diámetro muy pequeño (TW) distribuidos periódicamente, en el que el campo E es paralelo a los ejes del cable y en donde [5];

$$\epsilon_r(\omega) = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2 + j\omega\zeta} = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2 + \zeta^2} + j \frac{\zeta\omega_{pe}^2}{\omega(\omega^2 + \zeta^2)} \quad (1.1)$$

Siendo:

$$\omega_{pe} = \sqrt{2\pi c^2 / [p^2 \ln(p/a)]} \quad (1.2)$$

$$\zeta = \epsilon_0 (p\omega_{pe}/a)^2 / \pi\sigma \quad (1.3)$$

Si $\zeta = 0$, entonces $\epsilon_r < 0$, para $\omega < \omega_{pe}$ con $\mu = \mu_0$. Por otro lado, ω_{pe} representa la frecuencia eléctrica en el plasma, c la velocidad de la luz, a el radio de las varillas, p el espacio periódico entre varillas y σ la conductividad del metal.

La componente ϵ positivo/ μ negativo la proporcionan los planos de anillos metálicos resonantes con las hendiduras (SRR) representados en la Fig. 1.4 distribuidos periódicamente, en el que el campo magnético H es perpendicular al plano de los anillos y cuya permeabilidad responde a

[5]:

$$\mu_r(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_{0m}^2 + j\omega\zeta} = 1 - \frac{F\omega^2(\omega^2 - \omega_{0m}^2)}{(\omega^2 - \omega_{0m}^2)^2 + (\omega\zeta)^2} + j \frac{F\omega^2\zeta}{(\omega^2 - \omega_{0m}^2)^2 + (\omega\zeta)^2} \quad (1.4)$$

Siendo:

$$F = \pi(a/p)^2 \quad (1.5)$$

$$\omega_{0m} = c \sqrt{\frac{3p}{\pi \ln(2wa^3/\delta)}} \quad (1.6)$$

Donde $\mu_r < 0$ para $\omega_{0m} < \omega < \frac{\omega_{0m}}{\sqrt{1-F}} = \omega_{pm}$. Por otro lado, ω_{pm} representa la frecuencia magnética del plasma, a es el radio interior del anillo pequeño, w el ancho del anillo y δ el espacio medido en el radio entre anillos (Fig. 1.4, $w = c$, $\delta = d$, $a = r_{ext} - 2c - d$).

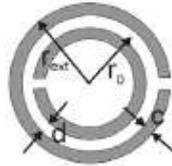


Figura 1.4. Representación SRR (metal en la parte gris)

Como último gran avance, encontramos el CSRR (Fig. 1.5) o SRR complementario introducido por Falcone en 2004 [6-7] aprovechando el principio de Babinet. Los CSRR son las imágenes negativas de los SRRs o sus homólogos duales. Por lo tanto, los CSRRs suministran permitividades negativas. Gracias a sus propiedades electromagnéticas, los SRRs y CRRs permiten disminuir el tamaño de los dispositivos microondas planares y/o mejorar las prestaciones.



Figura 1.5. Representación de un CSRR (metal en la parte gris).

Las unidades SRRs y sus complementarios (CSRRs) (Figs. 1.4 y 1.5) han ganado en interés debido a sus aplicaciones potenciales en circuitos microondas y a la posibilidad de aplicar tales estructuras a la tecnología planar [4-7]. Por un lado, los SRRs producen campos magnéticos cuyas direcciones se oponen al campo magnético incidente y, como consecuencia, proporcionan permeabilidades efectivas negativas. Por otro lado los CSRRs, basados en el principio de Babinet y el concepto de dualidad, son las imágenes negativas de los SRRs o sus homólogos duales. Por lo tanto, los CSRRs suministran permitividades negativas. Gracias a sus propiedades electromagnéticas, los SRRs y CRRs permiten disminuir el tamaño de los dispositivos microondas en tecnología planar y/o mejorar las prestaciones.

En este sentido, proponemos el diseño de filtros compactos paso banda de tres polos, a los cuales hemos añadido un cero de transmisión con el objetivo de aislar la banda de paso de los espurios. Estos filtros paso banda están basados en una versión dual al SRR abierto (OSRR) acoplado a una línea microtira que hemos denominada DOSRR [11]. Con esta nueva estructura, no es necesario aumentar las dimensiones del filtro para añadir el cero de transmisión. Además, se introduce una nueva estructura LC denominada SOSRR.

Este proyecto final de master está organizado de la manera siguiente:

- El segundo capítulo desarrolla las principales estructuras metamateriales con posible aplicación en tecnología planar partiendo de los ya mencionados SRR y CSRR.
- En el tercer capítulo, se muestran las soluciones adoptadas (DOSRR y SOSRR) junto con sus modelos equivalentes para el diseño de dos filtros pasa banda planares.
- El cuarto capítulo muestra los resultados de simulaciones circuitales y electromagnéticas obtenidos para los dos filtros pasa banda planares propuestos en el tercer capítulo.
- Finalmente, el quinto y último capítulo presenta nuestras conclusiones y futuras actuaciones.

2. Principales estructuras de metamateriales en tecnología planar.

A partir de los trabajos de C. Caloz y F. J. Falcone [5-6], se ha comprobado que la estructura SRR (Split Ring Resonador) con microtira permite disminuir el tamaño de los componentes (filtros, antenas, etc.) en tecnología planar y/o mejorar sus prestaciones. Por ello, en este capítulo, presentamos también distintas celdas derivadas de la SRR que pueden ser de interés para el diseño de los filtros propuestos en este trabajo fin de Master: CSRR (SRR complementario), ORR (Open Ring Resonator) y OSRR (Open Split Ring Resonador).

2.1 celda SRR.

Las celdas SRR pueden ser introducidas en una línea microtira convencional, de forma que se pueden modificar las características electromagnéticas de la misma para realizar por ejemplo un filtro planar. Lo lógico es situar las celdas SRR donde puedan ser excitadas por el campo magnético (H) generado por la línea, sabiendo que la mayor densidad de corriente se encuentra en el conductor central donde las líneas de campo H (Fig. 2.1) se cierran a su alrededor.

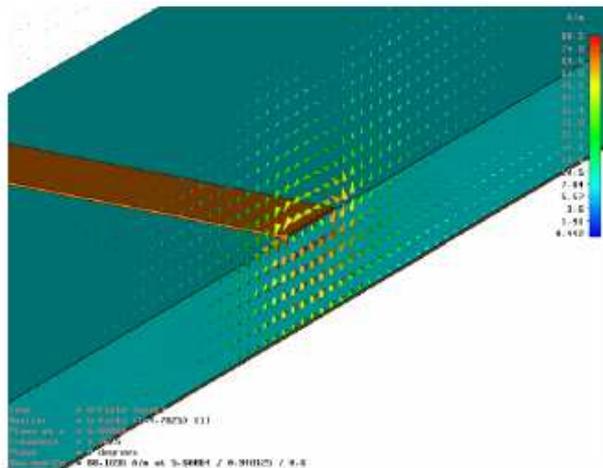


Figura 2.1. Representación de las líneas de campo magnéticas (H) en una línea microtira.

Por lo tanto, para asegurar una correcta excitación de la celda SRR [6], es necesaria situarlas de forma adyacente al conductor central de la microtira como se aprecia en la Fig. 2.2.

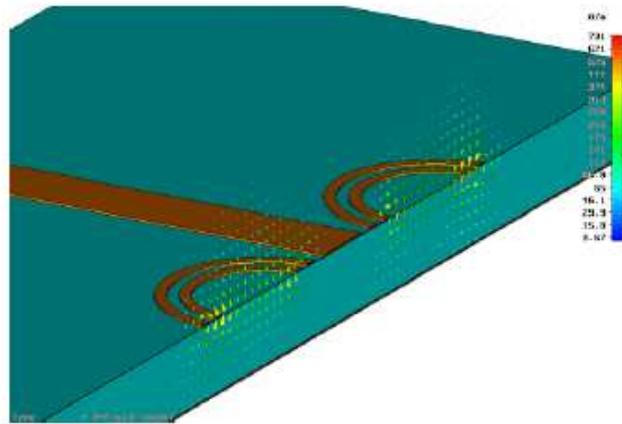


Figura 2.2. Representación de las líneas de campo magnéticas (H) en una línea microtira cargada con SRRs.

El modelo equivalente de la celda SRR está representado en la Fig. 2.3 [7, 13], en el que $C_0 = 2\pi \cdot r_0 \cdot C_{pul}$ siendo C_{pul} la capacidad equivalente por unidad de longitud entre los anillos y la inductancia L , se puede aproximar como la de un anillo sencillo de radio r_0 y anchura C .

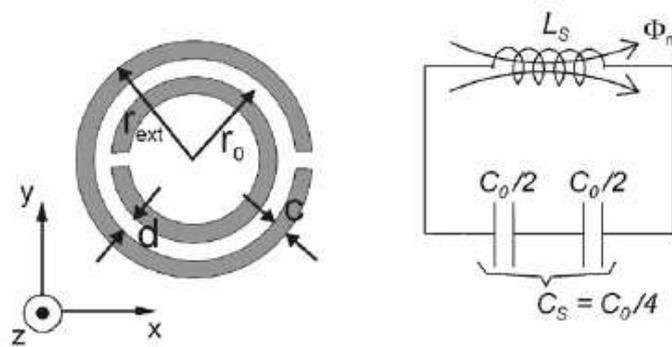


Figura 2.3. Representación del SRR (metal en gris) y modelo circuital equivalente.

Estos datos serán utilizados en el capítulo 3 para diseñar los filtros propuestos en este proyecto.

2.2 celda CSRR.

La celda CSRR (SRR complementario) [6] es una estructura con defecto en el plano de masa (Defect ground Structure, DGS). La estructura DGS fue introducido por J. I. Park et al. [8] y la idea era realizar una estructura de bandas prohibidas para fotones, con los que se obtenían circuitos planares y filtros paso-bajos. La principal característica de una estructura DGS consiste en modificar el campo eléctrico sobre el plano de masa. Estas perturbaciones (Fig 2.4) pueden variar los valores característicos de las líneas de transmisión tales como su capacidad o su inductancia provocando efectos de ralentización de onda y de rechazo-banda.

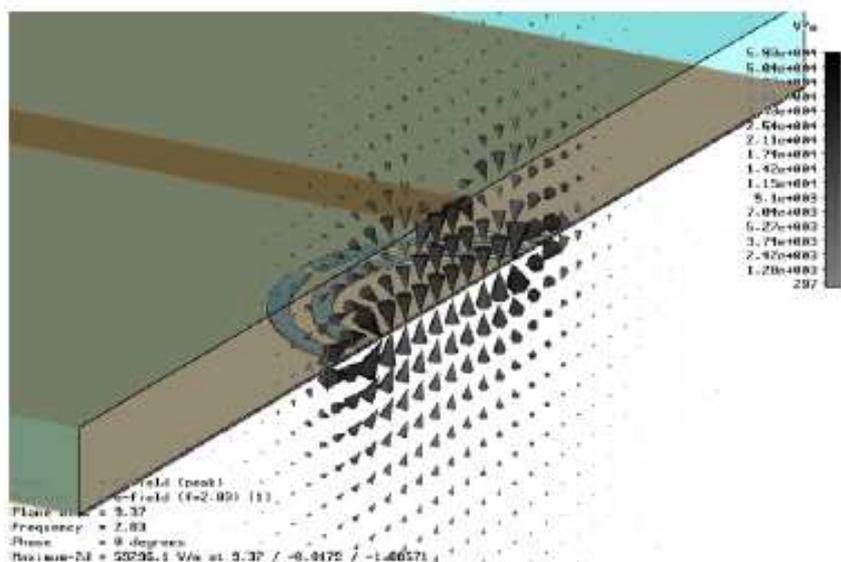


Figura 2.4. Representación de las línea de campo eléctricas (E) en una línea microtira cargada con CSRR.

El modelo equivalente del CSRR está representado en la Fig. 2.5 [7]. En este circuito, la inductancia L que aparecía en la Fig. 2.3 es sustituida por C_c , correspondiente a la capacidad de un disco de radio $r_0-C/2$ rodeado de masa a una distancia C . Por otro lado, la conexión serie de las dos capacidades que componen C_s (Fig. 2.3) se transforma en dos inductancias en paralelo en donde $L_0 = 2\pi \cdot r_0 \cdot L_{pul}$ (Fig. 2.5).

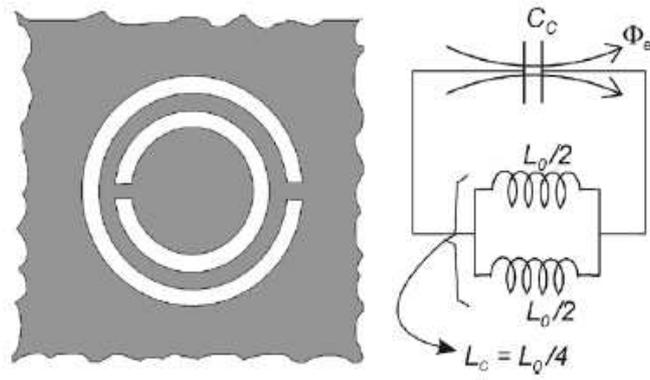


Figura 2.5. Representación del CSRR (metal en gris) y modelo circuital equivalente.

2.3 celda ORR.

El ORR (open ring resonator) o resonador de anillo abierto, presenta una estructura similar al SRR pero con variaciones de comportamiento del campo electromagnético en su superficie distinto [9].

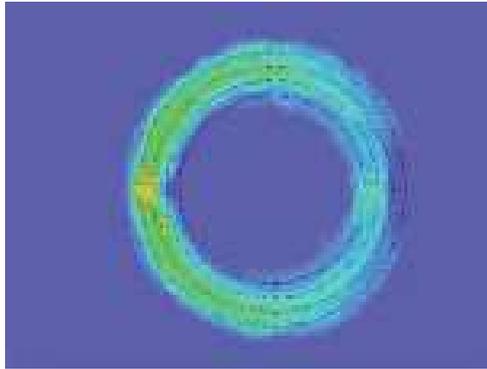


Figura 2.6. Representación del campo electromagnético en la superficie de un SRR.

En la Fig. 2.6, se observa la representación uniforme del campo electromagnético sobre la superficie del SRR a diferencia del ORR donde en la Fig. 2.7 se aprecia importantes variaciones del campo electromagnético sobre el mismo.

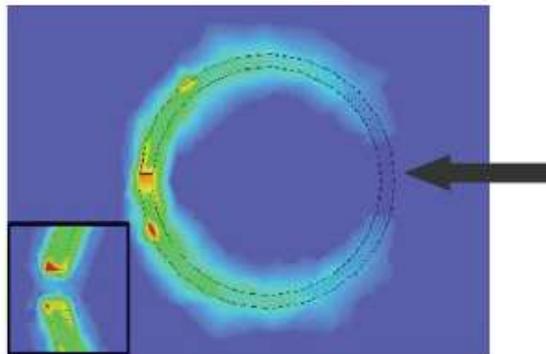


Figura 2.7. Representación del campo electromagnético en la superficie de un ORR.

2.4 celda OSRR.

El OSRR (open split ring resonator) o resonador abierto de anillos partidos, es una evolución de las estructuras SRR y ORR propuesta por Martel y otros [11]. La estructura consiste en la inserción dentro de la microtira de los propios anillos resonantes como se muestra en la Fig. 2.8.

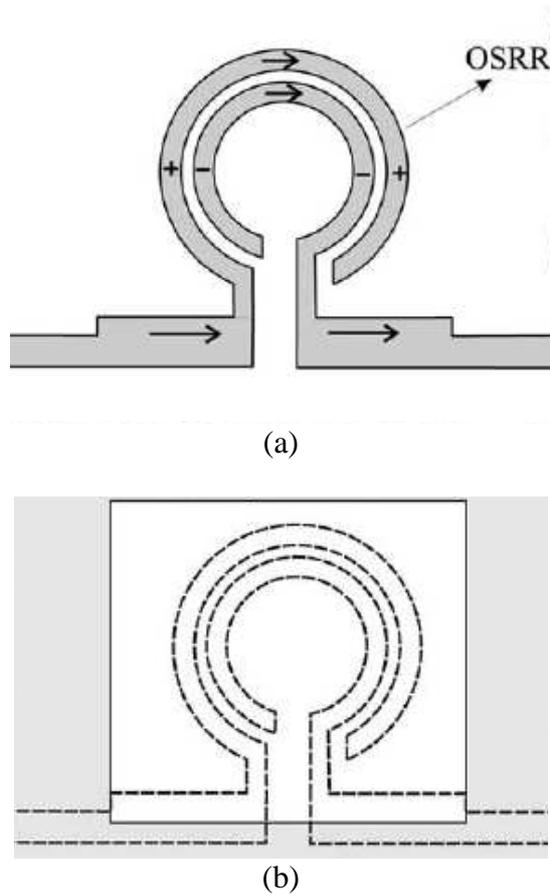


Figura 2.8. OSRR (open split ring resonator) (a) Vista superior (b) vista inferior

La introducción de una ventana en el plano de masa transforma el dispositivo en un circuito serie LC. Dicha ventana corresponde a un dispositivo DGS referido en el apartado 2.2.

El modelo equivalente de esta estructura está representado en la Fig. 2.9 [12], donde los valores de R y L se calculan según Baena [7] igual que en una celda SRR, mientras que lo que varía es el valor de la capacidad. Su valor es cuatro veces mayor que la de la celda SRR:

$$C_{SRR} = \frac{1}{2} \pi \cdot r_0 \cdot C_{pul} \quad (2.1)$$

$$C_{OSRR} = 2\pi \cdot r_0 \cdot C_{pul} \quad (2.2)$$

Siendo la frecuencia quasi-resonante para una celda OSRR:

$$\omega_{0,OSRR} = \sqrt{\frac{1}{2\pi \cdot r_0 \cdot LC_{pul}}} \quad (2.3)$$

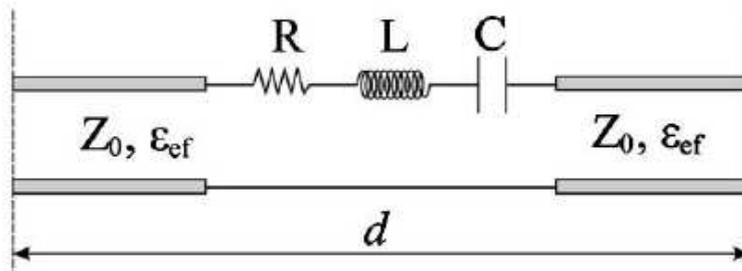


Figura 2.9. Modelo equivalente para una celda OSRR.

Este tipo de celda tiene como ventaja de implementarse fácilmente en cascada sobre una línea microtira como se puede apreciar en la Fig. 2.10.

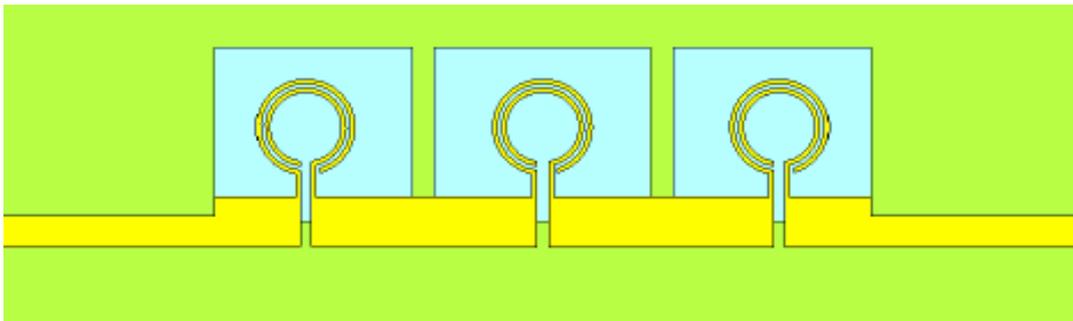


Figura 2.10. Esquemático de una línea microtira cargada con 3 celdas OSRR en cascada.

3. Diseño de filtros compactos con metamateriales y tecnología planar.

Este capítulo muestra las estructuras adoptadas junto con sus modelos equivalentes de dos filtros de tipo paso banda y paso banda de banda doble, a partir de las estructuras zurdas planteadas en el capítulo anterior.

3.1 Filtro Paso Banda DOSRR y Circuito Equivalente

La estructura de este filtro paso banda está basada en una línea microtira cargada con un OSRR en serie y un OSRR dual en paralelo con respecto al anterior (Fig. 3.1). El OSRR está grabado en la parte superior de la línea microtira y está en serie de manera descentralizada con respecto a la tira conductora [10-12]. En la parte inferior (correspondiente a la masa), hemos abierto una ventana sin metalizar paralelamente al OSRR. En dicha ventana, hemos grabado el OSRR dual [14-15] con aperturas de los anillos opuestas al OSRR. Esta estructura la denominaremos DOSRR. Las Figs. 3.2 y 3.3 representan, respectivamente, la simulación del campo eléctrico en una línea microtira cargada con una celda DOSRR y su circuito equivalente. En la figura 3.2 se puede apreciar como la máxima actividad se centra en las zonas de *split*, aunque de forma más homogénea que en el ORR de la figura 2.7.

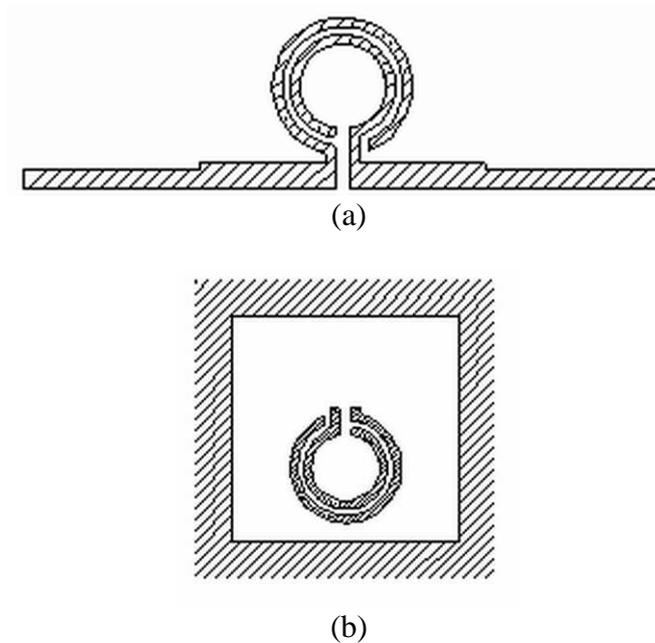
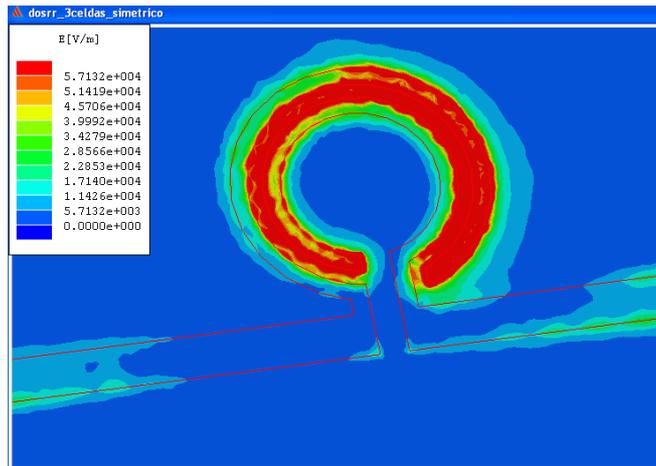
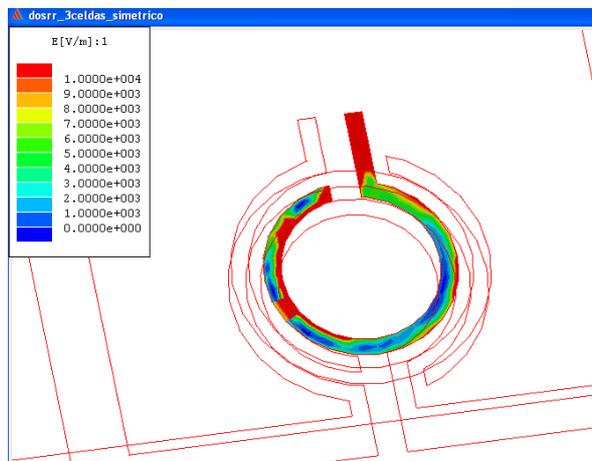


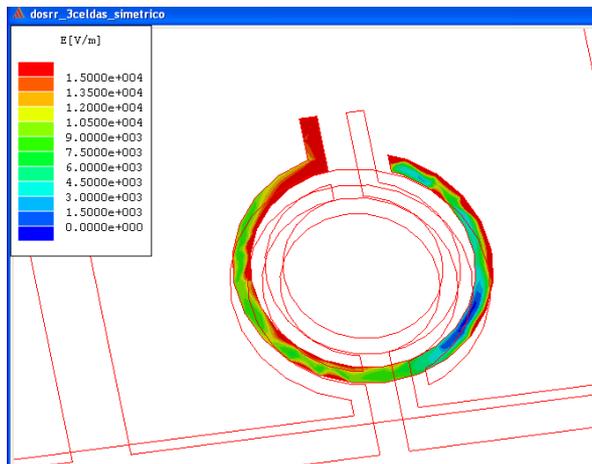
Figura 3.1. Estructura del filtro paso banda DOSRR. (a) Vista superior (OSRR). (b) Vista inferior (OSRR dual).



(a)



(b)



(c)

Fig. 3.2. Representación del campo eléctrico (E) en una microtira cargada con una celda DOSRR. (a) Vista superior. (b) y (c) Vistas inferiores

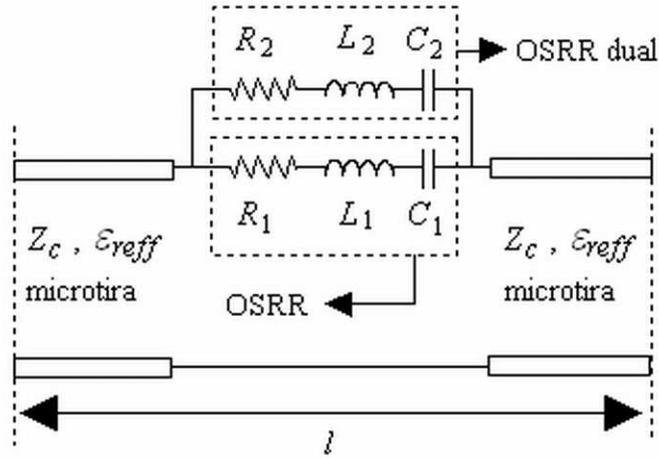


Figura 3.3. Circuito equivalente de la celda DOSRR.

Los valores de R_1 y L_1 del OSRR, como se ha indicado en el apartado 2.4, son los mismos que aquellos que se puede obtener para el SRR ($R_1 = R_{SRR}$, $L_1 = L_{SRR}$) de la Fig. 2.3 con las mismas dimensiones (r , c y d) y el mismo substrato (ϵ_r). Sin embargo, el valor de C_1 es 4 veces el valor del SRR correspondiente ($C_1 = 4 \times C_{SRR}$), debido a la conexión en serie del OSRR con la línea microtira [10-12]. Por otro lado, debido a la configuración paralela del OSRR dual con respecto al OSRR, el valor de C_2 es la misma que para el SRR correspondiente (Fig. 2.3) ($C_2 = C_1/4 = C_{SRR}$). Sin embargo, los valores R_2 y L_2 son la mitad de los valores obtenidos para el OSRR ($R_2 = R_1/2$, $L_2 = L_1/2$). A partir del circuito equivalente del DOSRR de la Fig. 3.3, podemos obtener las posiciones de los polos de transmisión y del cero de transmisión. Estas se obtienen a las frecuencias que anulan la impedancia y la admitancia, respectivamente. Las frecuencias de los polos de transmisión vienen dadas por:

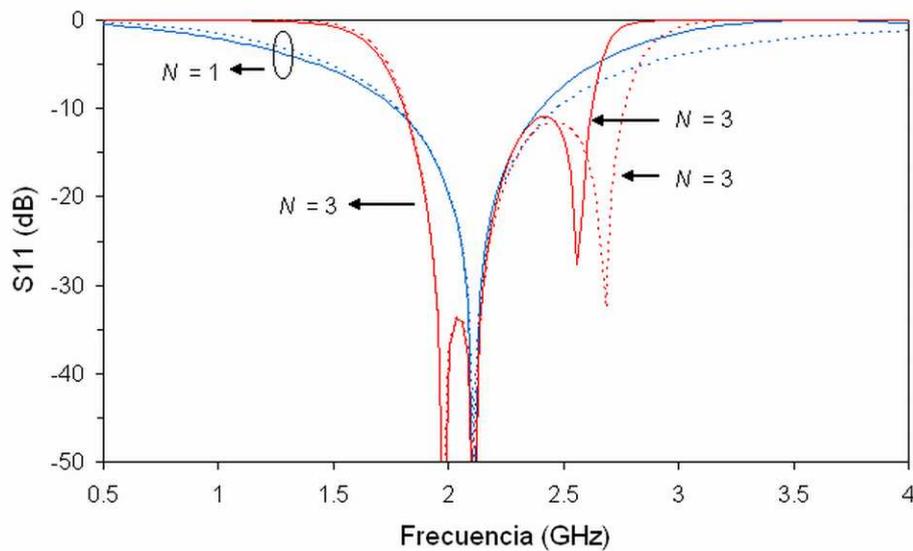
$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad \text{y} \quad f_{p2} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{8}{L_1 C_1}} \quad (3.1)$$

y la frecuencia del cero de transmisión por:

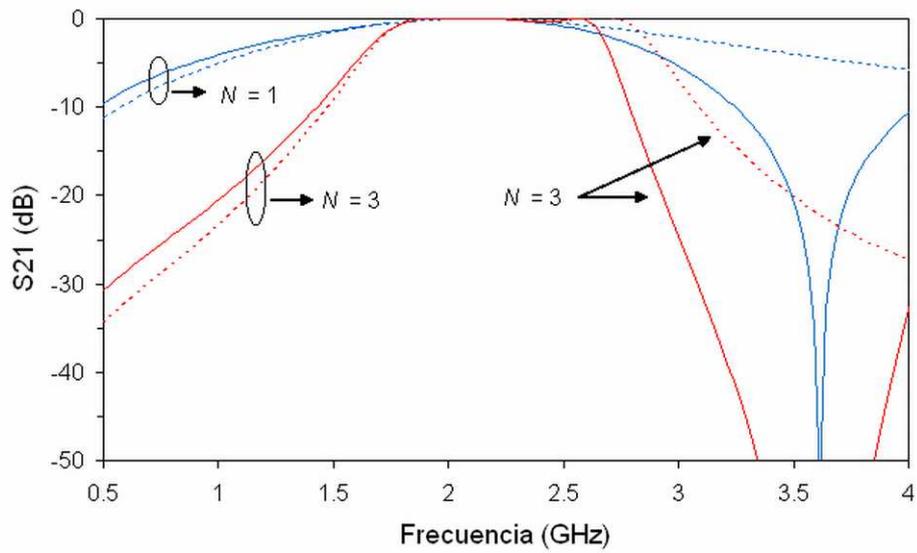
$$f_{c0} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{10}{3 L_1 C_1}} \quad (3.2)$$

La Fig. 3.4 presenta los resultados de simulación (S_{11} (dB), S_{21} (dB)) del circuito equivalente del DOSRR (Fig. 3.3) para una celda ($N = 1$) y tres celdas en cascada ($N = 3$) entre 0.5 GHz y 4 GHz. En las mismas gráficas, hemos representado también los resultados de simulación obtenido

para un filtro paso banda OSRR (sin OSRR dual) [12] con las mismas dimensiones y mismo sustrato que para el DOSRR. La línea microtira presenta un sustrato de permitividad $\epsilon_r = 10.2$ ($\epsilon_{reff} = 6.79$) y una impedancia característica $Z_c = 50\Omega$. Hemos considerado que la línea microtira, los OSRRs y los DOSRRs son sin pérdidas ($R = 0$). Como había de esperar, podemos observar que el primer polo de transmisión (f_{p1}) ocurre aproximadamente a la mitad de una celda SRR ($f_{0,SRR} = 3.95$ GHz) para el DOSRR y el OSRR cuando $N = 1$, mientras que el cero de transmisión sucede a 3.61 GHz para el DOSRR, disminuyendo considerablemente la atenuación de la banda de rechazo superior con respecto al OSRR. Aunque no está representado en la Fig. 3.4, hemos verificado que el segundo polo de transmisión (f_{p2}) ocurre también a la frecuencia deseada (5.59 GHz). Cuando aumentamos el número de celdas en cascada ($N = 3$) del OSRR, el número de polo transmisión pasa a ser igual que el número de celdas en cascada, el ancho de banda se reduce ligeramente y las atenuaciones en las bandas de rechazo disminuyen considerablemente. Estas mismas observaciones se pueden también hacer para el DOSRR con 3 celdas, resaltando que el ancho de banda se ha reducido en una proporción mayor. Además, el cero de transmisión del DOSRR mejora la atenuación en la banda superior de rechazo con respecto al OSRR, permitiendo un mayor aislamiento entre la banda de paso y las frecuencias superiores a 3 GHz.



(a)



(b)

Figura 3.4. Respuestas en frecuencia de los filtros DOSRR y OSRR mediante circuitos equivalentes (Fig. 3 y [10]) con los siguientes datos: $Z_c = 50 \Omega$, $\epsilon_{\text{reff}} = 6.79$ ($\epsilon_r = 10.2$), $R = 0 \Omega$, L (SRR) = 7.487 nH, C (SRR) = 0.216 pf, $l = 9.5\text{mm}$ y $N =$ número de celdas en cascada. — DOSRR y --- OSRR.

3.2 Filtro Paso Banda SOSRR y Circuito Equivalente

El siguiente filtro está basado en la celda SORR (Single Open Split Resonator) [15] (o anillo resonador de apertura única) (Fig. 3.5) conectado en serie con la microtira y correspondiente a una variedad del SRR (Fig. 2.3). Para realizar dicha celda, es necesario abrir una ventana (sin metal) en el plano de masa al igual que se realizó con en el OSRR (Fig. 2.8). La Fig. 3.6 representa la simulación del campo eléctrico del SORR en la que se aprecia un comportamiento similar al indicado en el apartado anterior para la fiugra 3.2. El modelo equivalente del SORR está representado en la Fig. 3.7.

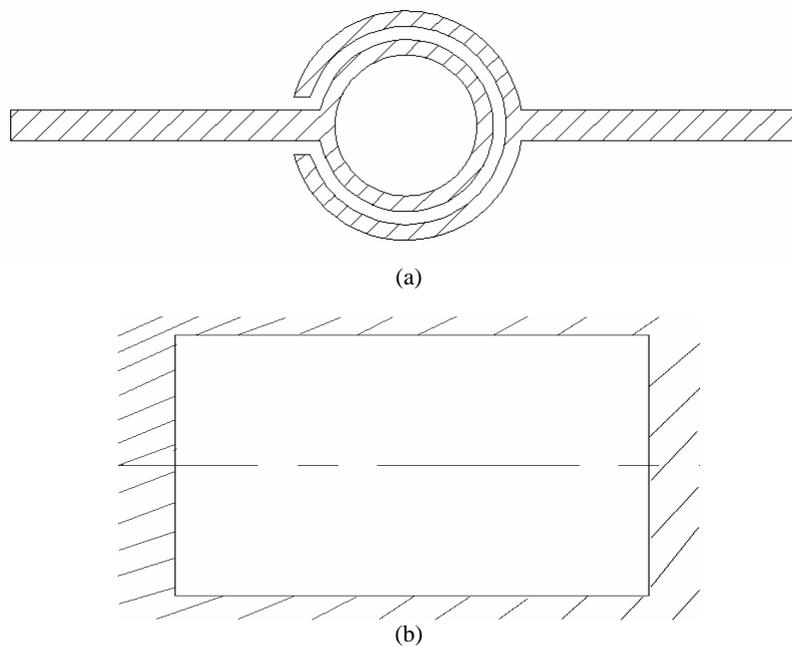


Figura 3.5. SORR conectado a una línea microstrip. (a) Vista superior. (b) Vista inferior (plano de masa).

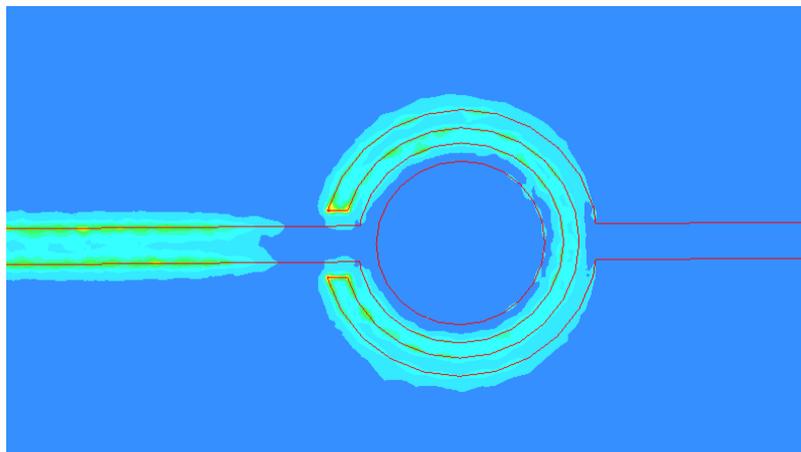


Figura 3.6. Representación del campo eléctrico (E) en un SORR conectado a una línea microtira.

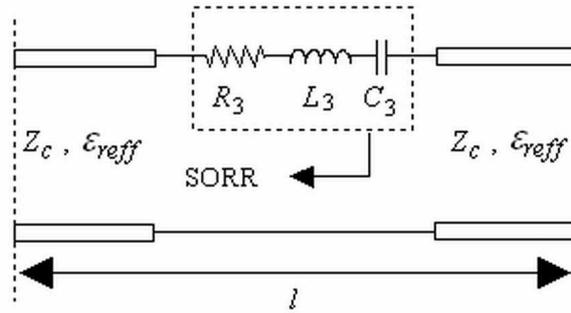
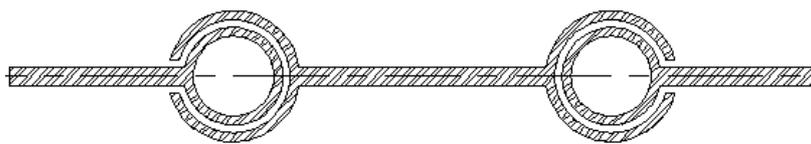


Figura 3.7. Circuito equivalente del SORR.

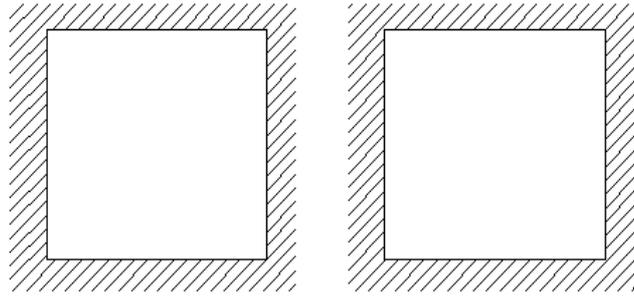
Los valores L_3 y C_3 que aparecen en la Fig. 3.7 son aproximadamente 0.8 veces de los valores L_1 y C_1 reflejados en el modelo de OSRR (Fig. 3.3). La frecuencia de resonancia quedaría como:

$$\omega_{0,SOSRR} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot 0,64 \cdot \pi \cdot r_0 \cdot L \cdot C_{pul}}} = \frac{1}{1,6} \omega_{0,SRR} \quad (3.3)$$

Sin embargo esta estructura no es simétrica, detalle que se deberá de tener en cuenta a la hora de construir el filtro. Por ello, la estructura de partida será la mostrada en la Fig. 3.8:



(a)



(b)

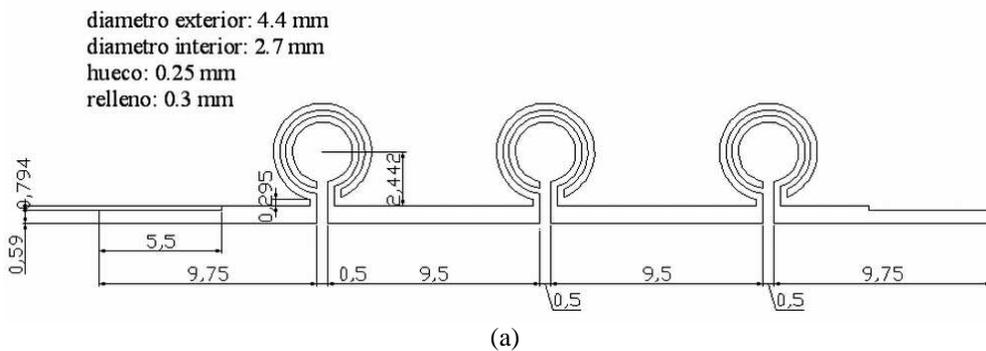
Figura 3.8. Doble celda SORR conectadas en serie a una microstrip. (a) Vista superior. (b) Vista del plano de masa.

4. Resultados.

En este capítulo, presentamos los resultados de simulaciones de dos filtros de tipo paso banda de 3 polos y un cero de transmisión basados en las celdas DOSRR y SORR desarrolladas en el capítulo 3. Las simulaciones se realizaron mediante herramientas comerciales de tipo circuital (Advanced Design System, ADS) y electromagnético (High Frequency Structural Simulator, HFSS) basado en elementos finitos. Para las simulaciones circuitales, se utilizaron los modelos equivalentes de los resonadores en anillo (DOSRR y SORR) y, para las simulaciones electromagnéticas, se diseñó los dos filtros en tres dimensiones mediante la herramienta HFSS con el fin de poder ser posteriormente simulados.

4.1 Filtro Paso Banda DOSRR

Este filtro paso banda se construye insertando un OSRR en paralelo con un DOSRR entre dos OSRRs. Fue diseñado con la ayuda del circuito equivalente de la Fig. 3.3 y de aquel desarrollado por J. Martel [11]. La estructura y las dimensiones de este filtro están representadas en la Fig. 4.1. Las características del sustrato son: Espesor $h = 0.635$ mm, constante dieléctrica relativa $\epsilon_r = 10.2$ y espesor del conductor $t = 0$ mm. La impedancia característica de la línea microtira fue optimizada para que sea $Z_c = 50\Omega$.



Plano de masa.
 Diametros iguales a los de la capa superior

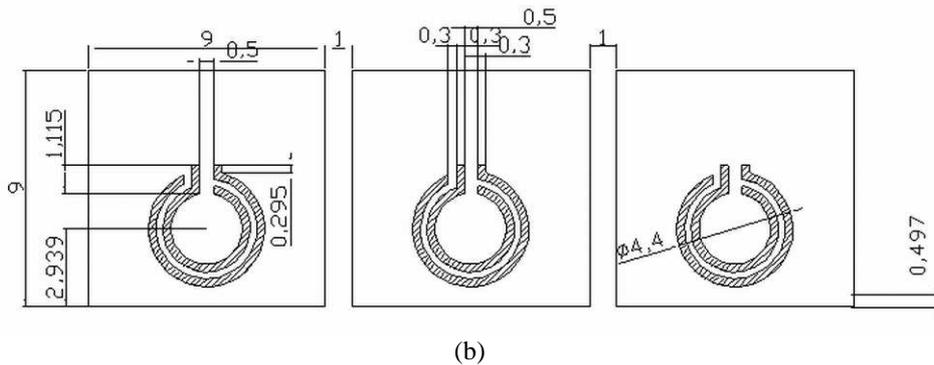
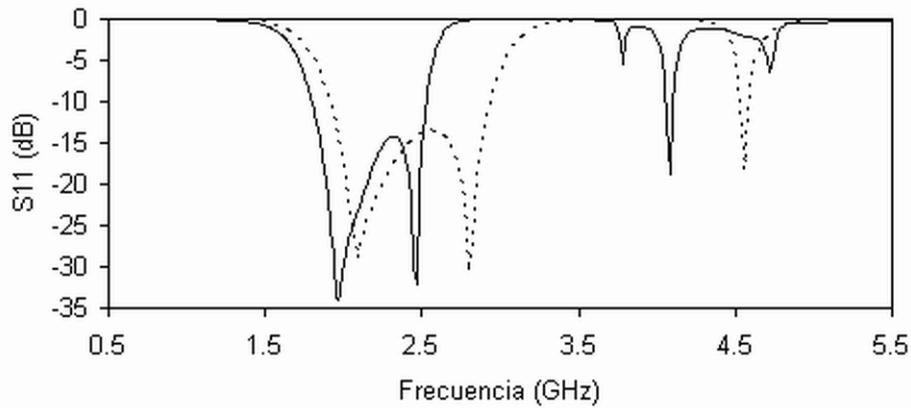


Figura 4.1. Estructura y dimensiones de un filtro paso banda DOSRR de 3 polos y un cero de transmisión. (a) Vista superior. (b) Vista inferior.

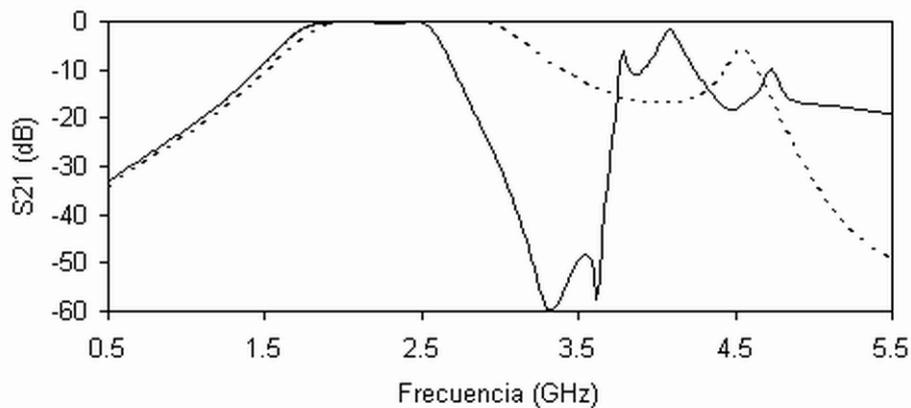
La Fig. 4.2 presenta los resultados del DOSRR de la Fig. 4.1. Se obtiene un filtro de Chebyshev con tres polos y un cero de transmisión con las siguientes características:

- Rizado de 0,12 dB,
- Ancho de banda de 1 GHz,
- y frecuencia central de 2,35 GHz.

Si comparamos los resultados del DOSRR con aquellos obtenidos con el OSRR de 3 polos de transmisión respetando las mismas dimensiones (Fig. 4.1), podemos confirmar las premisas del segundo apartado relativas a las simulaciones con circuitos equivalentes. Cuando añadimos los tres OSRRs duales, el ancho de banda se reduce aproximadamente de un 30% con respecto al ancho de banda del filtro OSRR con 3 polos. Por otro lado, el cero de transmisión que surge de los tres OSRRs duales permite atenuar considerablemente la banda de rechazo superior entre 2.6 GHz y 3.7 GHz sin necesidad de aumentar el tamaño del filtro. Sin embargo, los espurios del filtro DOSRR a frecuencias superiores a 3.75 GHz son más importantes que los del filtro OSRR.



(a)



(b)

Figura 4.2 Respuestas en frecuencia del filtro DOSRR de la Fig. 4.1 y OSRR de 3 polos fig. 2.10 ——— Simulaciones electromagnéticas DOSRR de 3 polos y un cero. - - - Simulaciones electromagnéticas OSRR de 3 polos.

Con el fin de intentar disminuir estos espurios, hemos retirado dos OSRR duales y simulado de nuevo el filtro DOSRR con un sólo OSRR dual situado en la ventana central de las tres celdas en cascada. La Fig. 4.3 muestra la vista inferior de este filtro. La vista superior es la misma que la Fig. 4.1 (a). Las dimensiones son iguales que aquellas representadas en la Fig. 4.1. Los resultados de simulación del filtro DOSRR con tres celdas OSRRs en cascada y un OSRR dual (fig. 4.3), se pueden visualizar en la Fig. 4.4. Cuando tenemos un único OSRR dual, el ancho de banda ya no se reduce un 30% como en el caso del filtro DOSRR anterior de la Fig. 4.1, si no aproximadamente un 23% con respecto al filtro OSRR con 3 polos. Se observa que la atenuación del parámetro de reflexión S_{11} en la banda de paso (1.725 GHz - 2.765 GHz) se ve afectada negativamente con respecto al filtro DOSRR anterior y el filtro OSRR con 3 polos. Aunque, la atenuación mínima es inferior a -11 dB y es de la misma magnitud que para los filtros DOSRR de la Fig. 4.1 y OSRR con 3 polos (fig 2.10). Por otro lado, el cero de transmisión que surge del único OSRR dual sigue atenuando considerablemente la banda de rechazo superior entre 2.8 GHz y 3.85 GHz sin necesidad

de aumentar el tamaño del filtro y realizar tantos procesos tecnológicos como para los tres OSRRs duales de la Fig. 4.1. Finalmente, hemos conseguido atenuar los espurios. Los parámetros S del filtro DOSRR con un OSRR dual tienen las mismas formas que el filtro OSRR con 3 polos a frecuencias superiores a 4.9 GHz (Fig. 4.3).

Plano de masa.

Diametros iguales a los de la capa superior

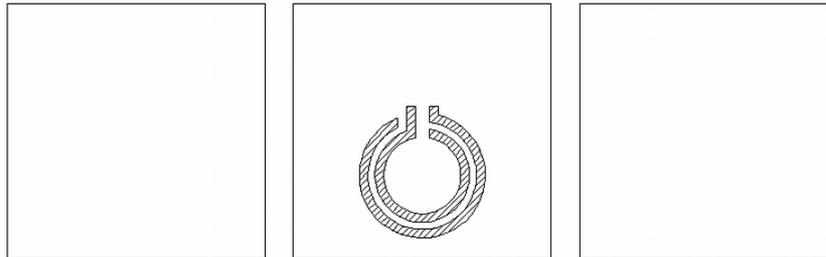
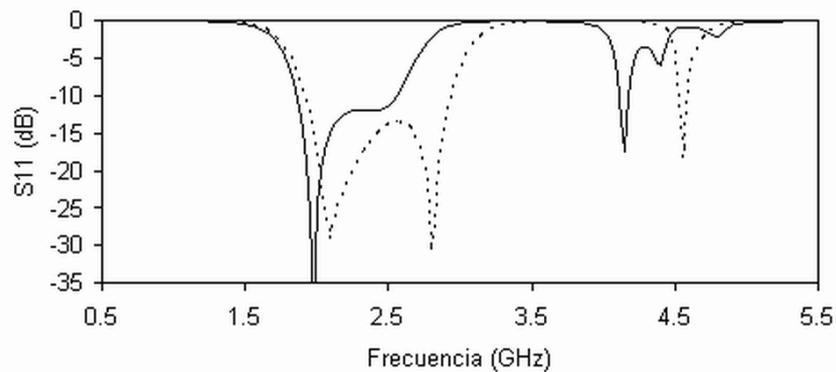
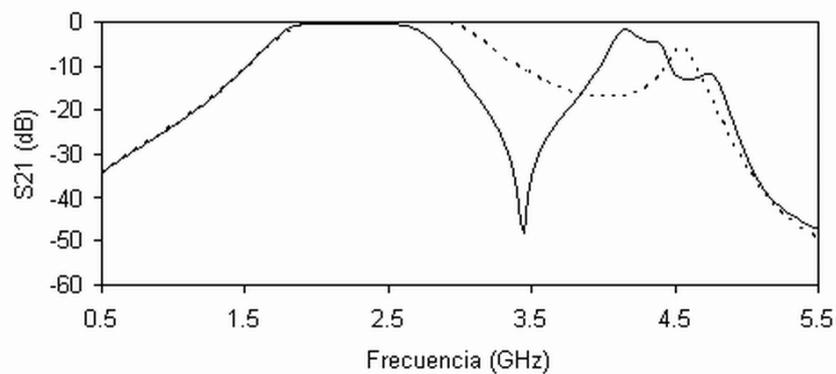


Figura 4.3. Vista inferior del filtro paso banda DOSRR con tres polos y un cero de transmisión situado en el medio de las tres ventanas.



(a)

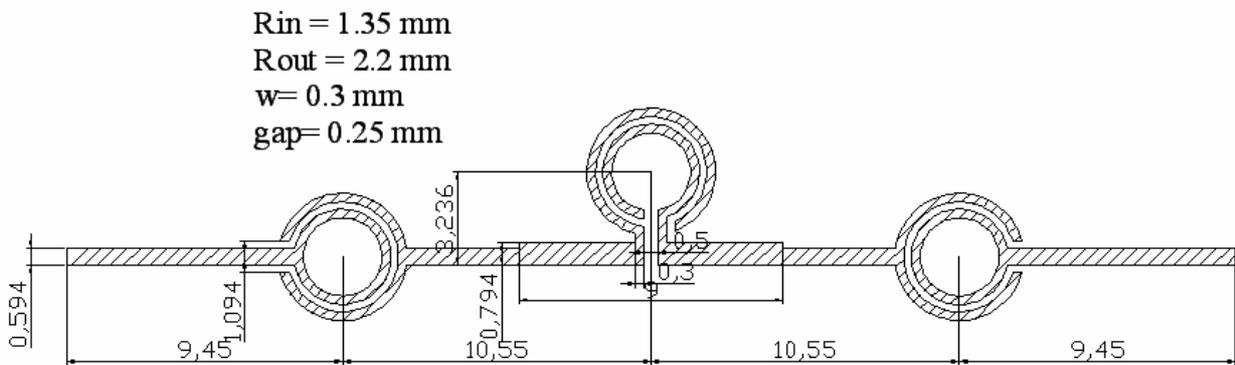


(b)

Figura 4.4. Respuestas en frecuencia del filtro DOSRR de la Fig. 4.3 y OSRR de 3 polos. — Simulaciones electromagnéticas DOSRR de 3 polos y un cero. - - - Simulaciones electromagnéticas OSRR de 3 polos.

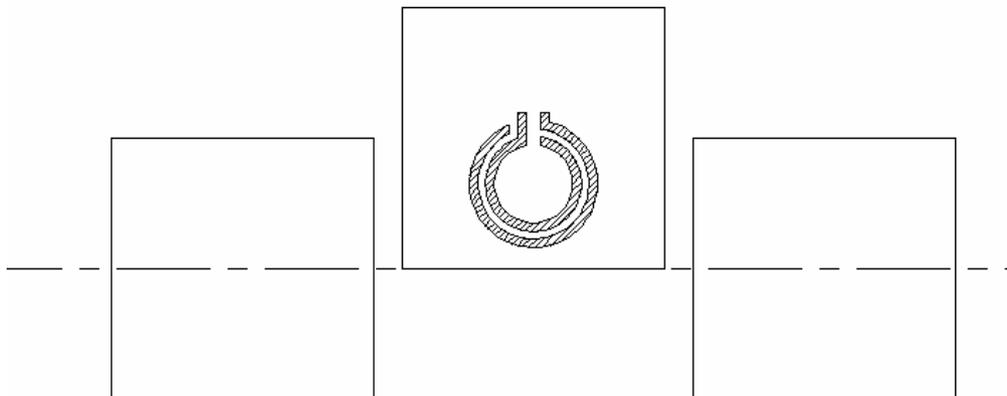
4.2 Filtro Paso Banda SOSRR y DOSRR

Este filtro paso banda se obtiene insertando un OSRR en paralelo con un DOSRR entre dos SORRs con una línea microtira [15]. Este filtro se diseñó con la ayuda de los circuitos equivalentes de las Figs. 3.3 y 3.7, y del OSRR desarrollado por J. Martel [11] con fin de obtener un filtro paso banda de banda doble. La estructura y las dimensiones de este filtro aparecen en la Fig. 4.5. Las características del sustrato son: Espesor $h = 0.635$ mm, constante dieléctrica relativa $\epsilon_r = 10.2$ y espesor de conductor $t = 0$ mm. La impedancia característica de la línea microtira fue optimizada para que sea $Z_c = 50\Omega$. Los resultados de las simulaciones electromagnéticas se muestran en las Figs. 4.6(b) y 4.6(c). Dichas simulaciones se comparan con los resultados teóricos obtenidos de los modelos representados en las Figs. 3.6 y 3.10.



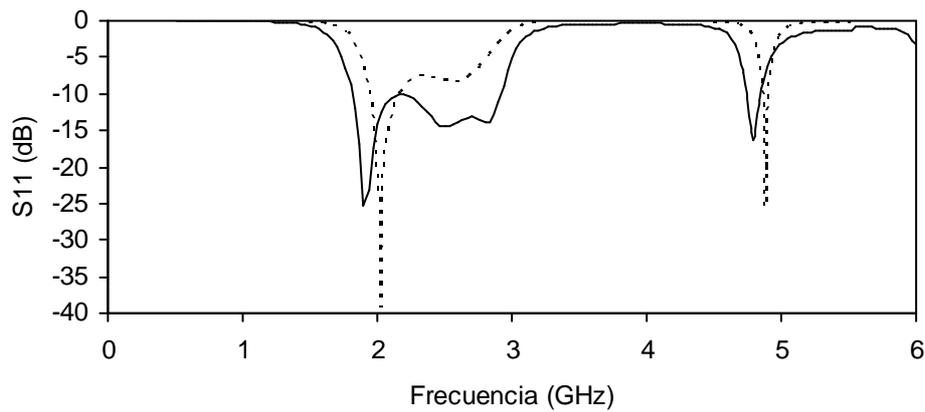
a)

Ground View.
 Diameters are as top view

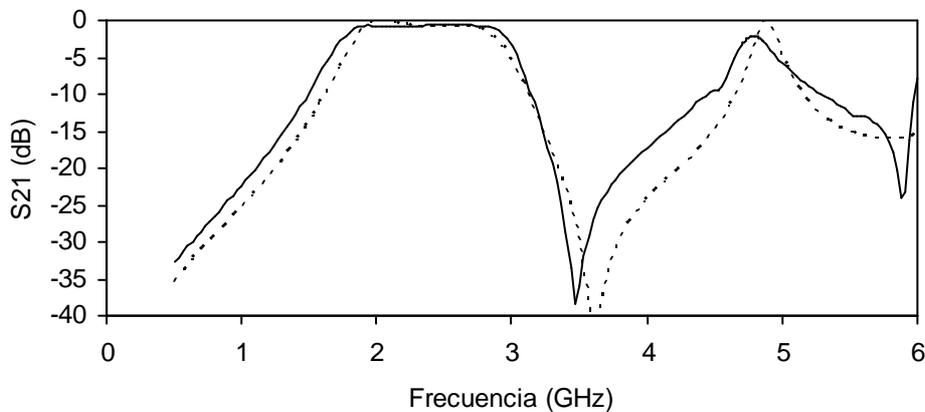


(b)

Figura 4.5. Filtro pasabanda dual-band propuesto. (a) Vista superior. (b) Vista del plano de masa. Datos: $R = 0\Omega$, $C_1 = 0.864$ pf, $L_1 = 7.48$ nH.



(a)



(b)

Figura 4.6. Respuesta del filtro pasabanda doble de la Fig. 4.5. (a) S11. (b) S21. — y--- Simulación electromagnética y circuital, respectivamente.

Podemos comprobar en la Fig. 4.6 que la respuesta del filtro de la Fig. 4.5 presenta dos bandas de paso como inicialmente planteado. Sin embargo, se observa un pequeño desacople entre las simulaciones circuital y electromagnética. Este desacople es principalmente debido a efectos adicionales no tenidos en cuenta en la aproximación circuital. Los dos pasa bandas se sitúan en la banda comprendida entre 1.75 GHz - 3 GHz y la banda localizada entre 4.7 – 4.8 GHz. Por otro lado, el cero de transmisión obtenido por el DOSRR central atenúa considerablemente la zona rechaza banda situada entre 3GHz - 4.7GHz con respecto al mostrado en la Fig. 4.6. El cero de transmisión se encuentra aproximadamente a 3.5 GHz. Si estos resultados se comparan con la Fig. 4.6(a) que representa la simulación sin la celda OSRR-DOSRR (Fig. 3.11) que aísla las dos bandas mencionadas, se observa como al intercalar dicho elemento fuerza ese cero en la transmisión a 3.5GHz. El filtro obtenido es un filtro de Chebyshev cuyas características son las siguientes:

- Rizado 0,176 dB,
- Ancho de banda 1,20 GHz,
- y frecuencia central de 2,35 GHz.

5. Conclusiones y actuaciones futuras.

En este proyecto, se ha desarrollado dos tipos de filtro compactos basados en metamateriales. El primero es un filtro paso banda con resonadores SRRs abiertos (OSRRs) acoplados a una línea microtira y OSRRs duales en paralelo con respecto a los anteriores y denominado DOSRR. Los OSRRs generan una banda de paso con distintos polos de transmisión, los cuales dependen del número de OSRRs en cascada. Por otro lado, los OSRRs duales generan un cero de transmisión que permite atenuar considerablemente la banda de rechazo superior con el fin de aislar los espurios. Con respecto a un filtro paso banda basado únicamente en OSRRs, hemos podido comprobar que no es necesario aumentar las dimensiones del filtro para añadir un cero de transmisión. El segundo filtro, consiste en un filtro paso banda de banda doble. Este filtro intercala un OSRR modificado con un DOSRR en paralelo entre dos SOSRR. Las dos franjas pasa banda son generadas mediante los resonadores, mientras que el aislamiento entre dichas franjas se produce por el cero de transmisión inducido por el DOSRR. Las respuestas y las características de los dos filtros fueron obtenidas mediante simulaciones circuitales y electromagnéticas. Se observó un pequeño desacople entre las simulaciones circuitales y electromagnéticas, debido principalmente a efectos adicionales no tenidos en cuenta en la aproximación circuital.

Las futuras actuaciones serán fabricar y medir los dispositivos propuestos con la intención de validar los resultados. Además, se desarrollará algoritmos de síntesis y diseño optimizado para obtener nuevos dispositivos compactos (filtros y diplexores) mediante metamateriales.

Referencias.

- [1] V. G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of epsilon and mu," *Sov. Phys. Uspelkhi*, vol. 10, pp. 509-514, 1968.
- [2] E. Yablanovitch, "Inhibited Spontaneous Emission in Solid State Physics and Electronics", *Physical Review Letters*, Vol 58, No 20, pp 2059-2062, May 1987.
- [3] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz, "Experiemtal verification of a negative index of refraction," *Science*, vol. 292, pp. 77-79, April 2001.
- [4] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Ribbins and W. J. Stewart, Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena, *IEEE trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, p. 2075-2084, 1999.
- [5] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic metamaterials: Transmission line Theory and microwave applications*, Hoboken, USA: John Wiley & Sons, 2006.
- [6] F.J. Falcone Lamas. "Shynthesis and applications of Microwave Metamaterials in Planar Circuit Technology: From Electromagnetic Bandgaps to Left Handed Materials". Tesis doctoral de la Universidad Pública de Navarra.
- [7] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martin, et al., "Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, n° 4, pp. 1451-1461, April 2005.
- [8] Park, J. I., C. S. Kim, J. Kim, et al., "Modeling of a photonic bandgap and its application for the low-pass filter design," Singapore: Asia Pacific Microwave Conference, 1999.
- [9] L.J. Rogla , J. Carbonell and V.E. Boria. "Study of equivalent circuits for open-ring and split-ring resonators in coplanar waveguide technology". *IET Microw. Antennas Propag.*, Vol. 1, No. 1, February 2007
- [10] J. Bonache and I. Gil, "Complementary split ring resonators for microstrip diplexer design," *Electronics Letters*, vol. 41, n°14, July 2005.
- [11] J. Martel, R. Marqués, F. Falcone, et al., "A new LC series element for compact bandpass filter design," *IEEE Microw. And Wireless Comp. Letters*, vol. 14, n°5, pp. 210-212, May 2004.
- [12] J. D. Baena, J. Bonache, *et al.*, "Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines," *IEEE Trans. Microw. Th. Tec.*, vol. 53, n°4, April 2005.
- [13] R. Marqués, J. Martel, F. Mesa, and F. Medina, "Comparative análisis of edge and broadside coupled split rinf resonators for metamaterial design. Theory and experiments," *IEEE Trans.*

Antenas Propagat., vol. 51, nº10, Oct. 2003.

- [14] J de Dios Ruiz, J. Hinojosa, “DISEÑO DE UN FILTRO PASO BANDA CON RESONADORES DE ANILLOS ABIERTOS DUALES (DOSRRs)” URSI 2008.
- [15] J de Dios Ruiz, J Hinojosa, “Design of Dual-band Bandpass Filter with Single Open Ring Resonators (SORRs), Open Split Ring Resonator (OSRR) and Dual Open Split Ring Resonator (DOSRR)” METAMATERIALS 2008

ANEXO

DISEÑO DE UN FILTRO PASO BANDA CON RESONADORES DE ANILLOS ABIERTOS DUALES (DOSRRs)

J. de Dios. Ruiz⁽¹⁾ y J. Hinojosa⁽¹⁾

E-mail juandios.ruiz@educarm.es, juan.hinojosa@upct.es.

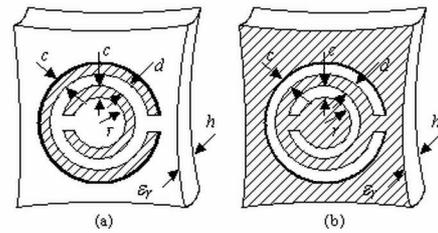
⁽¹⁾ Dpto. de Electrónica, Tecnología de Computadoras. Universidad Politécnica de Cartagena. Plaza del Hospital, 1 – 30202 Cartagena (Murcia).

Abstract- The open split ring resonator (OSRR) connected in series with microstrip line has shown a great interest for the design of compact bandpass filters. The performance of the passband filter is principally related with the number of cascaded OSRRs, which give the pole order of the filter. In this paper, we propose a bandpass filter, named DOSRR, based on a microstrip line loaded in series with open split ring resonators (OSRRs) and dual OSRRs in the ground structure. It allows to add a transmission zero to the OSRR filter. Compact size and high attenuation in the rejection bands are realized with this type of filter structure.

INTRODUCCIÓN

Durante esta última década, la comunidad científica ha suscitado un gran interés por el estudio de estructuras artificiales (metamateriales) que presentan permitividades y permeabilidades simultáneamente negativas y usualmente denominados materiales zurdos (left-handed material: LHM). Este concepto fue inspirado por V. G. Veselago [1], quien presentó un trabajo teórico sobre la existencia de tales propiedades y, posteriormente, por R. A Shelby y asociados [2], quienes demostraron experimentalmente un índice de refracción negativo mediante un metamaterial basado en resonadores con anillos abiertos (SRRs). Recientemente, los SRRs y sus complementarios (CSRRs) (Fig. 1) han ganado en interés debido a sus aplicaciones potenciales en circuitos microondas y a la posibilidad de aplicar tales estructuras a la tecnología planar [3-5]. Por un lado, los SRRs producen campos magnéticos cuyas direcciones se oponen al campo magnético incidente y, como consecuencia, proporcionan permeabilidades efectivas negativas. Por otro lado los CSRRs, basados en el principio de Babinet y el concepto de dualidad, son las imágenes negativas de los SRRs o sus homólogos duales. Por lo tanto, los CSRRs suministran permitividades negativas. Gracias a sus propiedades electromagnéticas, los SRRs y CRRs permiten disminuir el tamaño de los dispositivos microondas planar y/o mejorar las prestaciones.

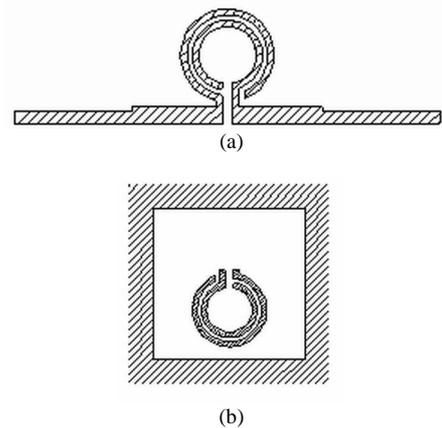
En este sentido, proponemos el diseño de un filtro compacto paso banda de tres polos, al cual hemos añadido un cero de transmisión con el objetivo de aislar la banda de paso de los espurios. Este filtro paso banda, denominado DOSRR, está basado en una versión dual al SRR abierto (OSRR) acoplado a una línea microtira [6]. De este modo, no es necesario aumentar las dimensiones del filtro para añadir el cero de transmisión. El artículo está organizado de la manera siguiente. El segundo apartado presenta la estructura del DOSRR, su modelo equivalente y la respuesta en frecuencia entre 0.5 GHz – 4 GHz. El tercer apartado muestra los resultados del DOSRR con tres polos y un cero de transmisión. Finalmente, presentaremos las conclusiones en el cuarto apartado.



(a) Topología de un resonador con anillos abiertos (SRR). (b) Topología de un resonador con anillos abiertos complementados (CSRR)

FILTRO PASO BANDA DOSRR Y CIRCUITO EQUIVALENTE

La estructura del filtro paso banda está basada en una línea microtira cargada con un OSRR en serie y un OSRR dual en paralelo con respecto al anterior (Fig. 2). El OSRR está grabado en la parte superior de la línea microtira y está en serie de manera descentralizada con respecto a la tira conductora [6]. En la parte inferior (correspondiente a la masa), hemos abierto una ventana sin metalizar paralelamente al OSRR. En dicha ventana, hemos grabado el OSRR dual con aperturas de los anillos opuestas al OSRR. De este modo, se obtiene un filtro paso banda que denominaremos DOSRR. La Fig. 3 representa el circuito equivalente del DOSRR.



Estructura del filtro paso banda DOSRR. (a) Vista superior (OSRR). (b) Vista inferior (OSRR dual).

Los valores de R_1 y L_1 del OSRR son los mismos que aquellos que se puede obtener para el SRR ($R_1 = R_{SRR}$, $L_1 = L_{SRR}$) de la Fig. 1(a) con las mismas dimensiones (r , c y d) y el mismo sustrato (ϵ_r). Sin embargo, el valor de C_1 es 4 veces el valor del SRR correspondiente ($C_1 = 4 \times C_{SRR}$), debido a la

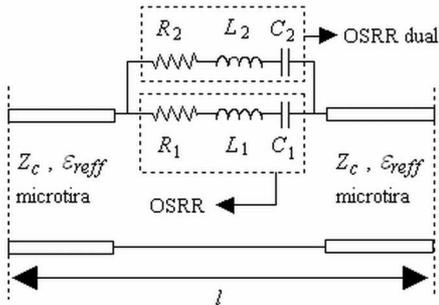
conexión en serie del OSRR con la línea microtira [6-7]. Por otro lado, debido a la configuración paralela del OSRR dual con respecto al OSRR, el valor de C_2 es la misma que para el SRR correspondiente (Fig. 1(a)) ($C_2 = C_1/4 = C_{SRR}$). Sin embargo, los valores R_2 y L_2 son la mitad de los valores obtenidos para el OSRR ($R_2 = R_1/2$, $L_2 = L_1/2$). A partir del circuito equivalente del DOSRR de la Fig. 3, podemos obtener las posiciones de los polos de transmisión y del cero de transmisión. Estas se obtienen a las frecuencias que anulan la impedancia y la admitancia, respectivamente. Las frecuencias de los polos de transmisión vienen dadas por:

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad \text{y} \quad f_{p2} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{8}{L_1 C_1}} \quad (1)$$

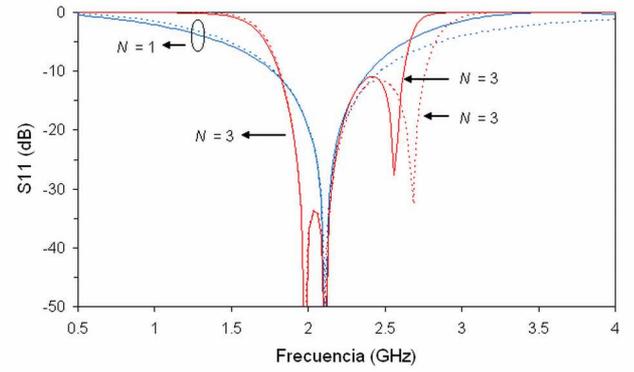
y la frecuencia del cero de transmisión por:

$$f_{c0} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{10}{3 L_1 C_1}} \quad (2)$$

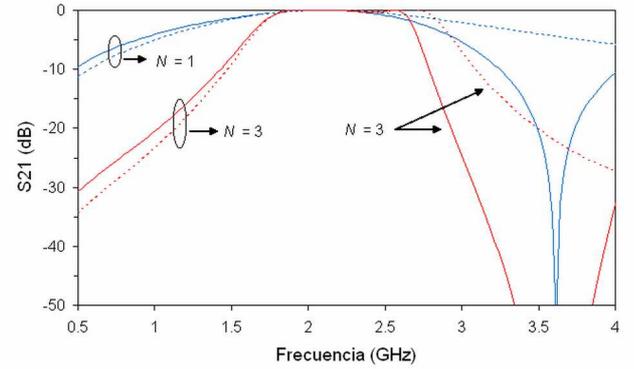
La Fig. 4 presenta los resultados de simulación (S_{11} (dB), S_{21} (dB)) del circuito equivalente del DOSRR (Fig. 3) para una celda ($N = 1$) y tres celdas en cascada ($N = 3$) entre 0.5 GHz y 4 GHz. En las mismas gráficas, hemos representado también los resultados de simulación obtenido para un filtro paso banda OSRR (sin OSRR dual) [6] con las mismas dimensiones y mismo sustrato que para el DOSRR. La línea microtira presenta un sustrato de permitividad $\epsilon_r = 10.2$ ($\epsilon_{reff} = 6.79$) y una impedancia característica $Z_c = 50\Omega$. Hemos considerado que la línea microtira, los OSRRs y los DOSRRs son sin pérdidas ($R = 0$). Como había de esperar, podemos observar que el primer polo de transmisión (f_{p1}) ocurre aproximadamente a la mitad de una celda SRR ($f_{0,SRR} = 3.95$ GHz) para el DOSRR y el OSRR cuando $N = 1$, mientras que el cero de transmisión sucede a 3.61 GHz para el DOSRR, disminuyendo considerablemente la atenuación de la banda de rechazo superior con respecto al OSRR. Aunque no está representado en la Fig. 4, hemos verificado que el segundo polo de transmisión (f_{p2}) ocurre también a la frecuencia deseada (5.59 GHz). Cuando aumentamos el número de celdas en cascada ($N = 3$) del OSRR, el número de polo transmisión pasa a ser igual que el número de celdas en cascada, el ancho de banda se reduce ligeramente y las atenuaciones en las bandas de rechazo disminuyen considerablemente. Estas mismas observaciones se pueden también hacer para el DOSRR con 3 celdas, resaltando que el ancho de banda se ha reducido en una proporción mayor. Además, el cero de transmisión del DOSRR mejora la atenuación en la banda superior de rechazo con respecto al OSRR, permitiendo un mayor aislamiento entre la banda de paso y las frecuencias superiores a 3 GHz.



Circuito equivalente del filtro paso banda DOSRR.



(a)

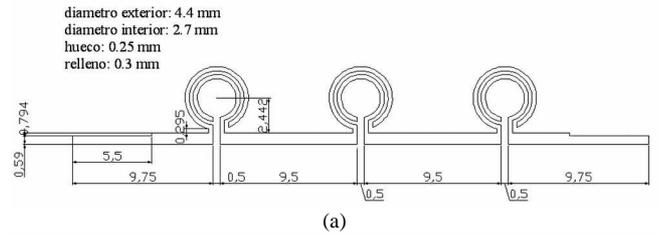


(b)

Respuestas en frecuencia de los filtros DOSRR y OSRR mediante circuitos equivalentes (Fig. 3 y [6]) con los siguientes datos: $Z_c = 50 \Omega$, $\epsilon_{reff} = 6.79$ ($\epsilon_r = 10.2$), $R = 0 \Omega$, L (SRR) = 7.487 nH, C (SRR) = 0.216 pf, $l = 9.5$ mm y N = número de celdas en cascada. — DOSRR y - - - OSRR.

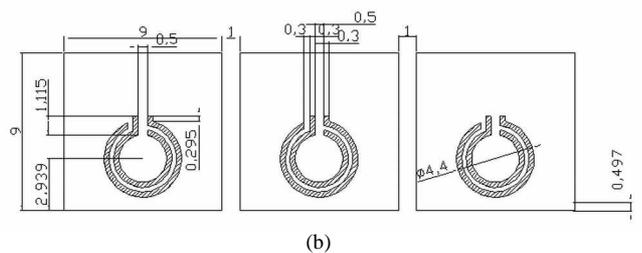
RESULTADOS

Para confirmar y demostrar la respuesta de la función paso banda del filtro de 3 polos y un cero de transmisión propuesto en el apartado 3, hemos diseñado dicho filtro con la ayuda del circuito equivalente de la Fig. 3 y del modelo desarrollado en [8]. La estructura y las dimensiones del filtro están representadas en la Fig. 5. El filtro fue diseñado sobre un sustrato con un espesor $h = 0.635$ mm y una constante dieléctrica relativa $\epsilon_r = 10.2$. La impedancia característica fue optimizada para que sea $Z_c = 50\Omega$.



(a)

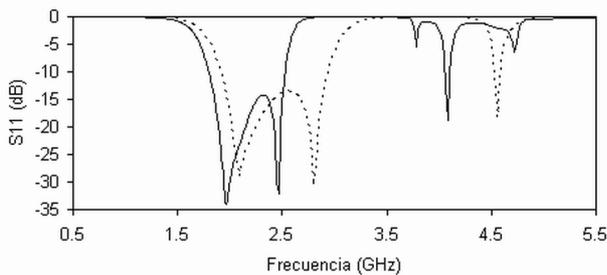
Plano de masa.
Diametros iguales a los de la capa superior



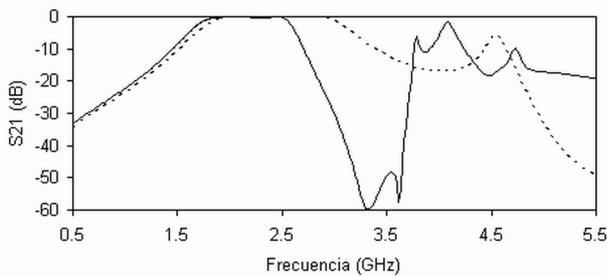
(b)

Estructura y dimensiones de un filtro paso banda DOSRR de 3 polos y un cero de transmisión. (a) Vista superior. (b) Vista inferior.

Las simulaciones fueron obtenidas mediante un simulador electromagnético comercial basado en elementos finitos. La Fig. 6 presenta los resultados del DOSRR de la Fig. 5 con tres polos y un cero de transmisión. Si comparamos los resultados del DOSRR con aquellos obtenidos con el OSRR de 3 polos de transmisión respectando las mismas dimensiones (Fig. 5), podemos confirmar las premisas del segundo apartado relativas a las simulaciones con circuitos equivalentes. Cuando añadimos los tres OSRRs duales, el ancho de banda se reduce aproximadamente de un 30% con respecto al ancho de banda del filtro OSRR con 3 polos. Por otro lado, el cero de transmisión que surge de los tres OSRRs duales permite atenuar considerablemente la banda de rechazo superior entre 2.6 GHz y 3.7 GHz sin necesidad de aumentar el tamaño del filtro. Sin embargo, los espurios del filtro DOSRR a frecuencias superiores a 3.75 GHz son más importantes que los del filtro OSRR.



(a)



(b)

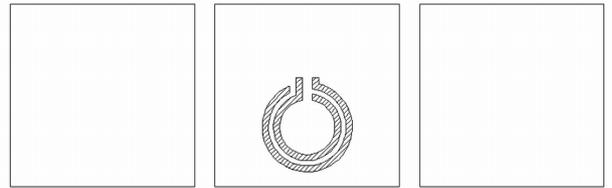
Respuestas en frecuencia del filtro DOSRR de la Fig. 5 y OSRR de 3 polos.
 ——— Simulaciones electromagnéticas DOSRR de 3 polos y un cero. — — —
 Simulaciones electromagnéticas OSRR de 3 polos.

Con el fin de intentar disminuir estos espurios, hemos retirado dos OSRR duales y simulado de nuevo el filtro DOSRR con un sólo OSRR dual situado en la ventana central de las tres celdas en cascada. La Fig. 7 muestra la vista inferior de este filtro. La vista superior es la misma que la Fig. 5(a). Las dimensiones son iguales que aquellas representadas en la Fig. 5. Los resultados de simulación del filtro DOSRR con tres celdas OSRRs en cascada y un OSRR dual (fig. 7), se pueden visualizar en la Fig. 8. Cuando tenemos un único OSRR dual, el ancho de banda ya no se reduce un 30% como en el caso del filtro DOSRR anterior de la Fig. 5, si no aproximadamente un 23% con respecto al filtro OSRR con 3 polos. Se observa que la atenuación del parámetro de reflexión S_{11} en la banda de paso (1.725 GHz - 2.765 GHz) se ve afectada negativamente con respecto al filtro DOSRR anterior y el filtro OSRR con 3 polos. Aunque, la atenuación mínima es inferior a -11 dB y es de la misma magnitud que para los filtros DOSRR de la Fig. 5 y OSRR con 3 polos. Por otro lado, el cero de transmisión que surge del único OSRR dual sigue atenuando considerablemente la banda de rechazo superior entre 2.8 GHz y 3.85 GHz sin necesidad de aumentar el tamaño del filtro y realizar tantos procesos tecnológicos como para los tres OSRRs duales de la Fig. 5. Finalmente, hemos conseguido atenuar los espurios. Los parámetros S del filtro DOSRR con un OSRR dual tienen las

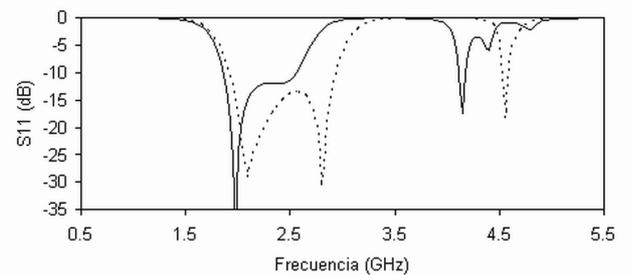
mismas formas que el filtro OSRR con 3 polos a frecuencias superiores a 4.9 GHz (Fig. 8).

Plano de masa.

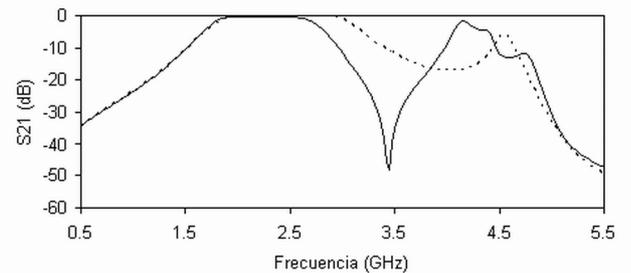
Diametros iguales a los de la capa superior



Vista inferior del filtro paso banda DOSRR con tres polos y un cero de transmisión situado en el medio de las tres ventanas.



(a)



(b)

Respuestas en frecuencia del filtro DOSRR de la Fig. 7 y OSRR de 3 polos.
 ——— Simulaciones electromagnéticas DOSRR de 3 polos y un cero. — — —
 Simulaciones electromagnéticas OSRR de 3 polos.

CONCLUSIONES

En este artículo, hemos presentado un filtro paso banda con resonadores SRRs abiertos (OSRRs) acoplados a una línea microtira y OSRRs duales en paralelo con respecto a los anteriores y denominado DOSRR. Los OSRRs generan una banda de paso con distintos polos de transmisión, los cuales dependen del número de OSRRs en cascada. Por otro lado, los OSRRs duales generan un cero de transmisión que permite atenuar considerablemente la banda de rechazo superior con el fin de aislar la banda de paso de los espurios. Estos resultados fueron verificados mediante simulaciones. Con respecto a un filtro paso banda basado únicamente en OSRRs, hemos podido comprobar que no es necesario aumentar las dimensiones del filtro para añadir un cero de transmisión.

REFERENCIAS

- [1] V. G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of epsilon and mu," *Sov. Phys. Uspekhi*, vol. 10, pp. 509-514, 1968.
- [2] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz, "Experiental verification of a negative index of refraction," *Science*, vol. 292, pp. 77-79, April 2001.

- [3] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic metamaterials: Transmission line Theory and microwave applications*, Hoboken, USA: John Wiley & Sons, 2006.
- [4] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martin, et al., "Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, n° 4, pp. 1451-1461, April 2005.
- [5] J. Bonache and I. Gil, "Complementary split ring resonators for microstrip diplexer design," *Electronics Letters*, vol. 41, n°14, July 2005.
- [6] J. Martel, R. Marqués, F. Falcone, et al., "A new LC series element for compact bandpass filter design," *IEEE Microw. And Wireless Comp. Letters*, vol. 14, n°5, pp. 210-212, May 2004.
- [7] J. D. Baena, J. Bonache, *et al.*, "Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines," *IEEE Trans. Microw. Th. Tec.*, vol. 53, n°4, April 2005.
- [8] R. Marqués, J. Martel, F. Mesa, and F. Medina, "Comparative análisis of edge and broadside coupled split rinf resonators for metamaterial design. Theory and experiments," *IEEE Trans. Antenas Propagat.*, vol. 51, n°10, Oct. 2003.

Design of Dual-band Bandpass Filter with Single Open Ring Resonators (SORRs), Open Split Ring Resonator (OSRR) and Dual Open Split Ring Resonator (DOSRR)

J. de Dios Ruiz and J. Hinojosa

Department of Electronics and Computer Technology, Technical University of Cartagena
Plaza del Hospital, 1, 30202 Cartagena, Spain
Fax: + 34-968326400; emails: juandios.ruiz@educarm.es, juan.hinojosa@upct.es

Abstract

A dual-band bandpass filter with two single ring resonators (SORRs), an open split ring resonator (OSRR) and a dual open split ring resonator (DOSRR) which is etched in the ground plane is proposed in this letter. Microstrip SORs, OSRR and DOSRR generate two passbands and add transmission poles and zero to improve the response of the proposed bandpass filter and isolation between the two passbands.

1. Introduction

Dual-band bandpass filters are essential in modern wireless communication systems. On the other hand, the recent developments and challenges consist in designing and producing high-quality miniature components. Among the possible solutions which allow developed compact components in the most used planar technology, we can cite the metamaterials [1-2]. Thus, in this paper, we present the design of compact dual-band bandpass filter with three transmission pole and one transmission zero. This dual-band bandpass filter is based on two single ring resonators (SORs), an open split ring resonator (OSRR) [3] and a dual open split ring resonator (DOSRR). The two passbands are generated through respective resonators and the transmission zero with the DOSRR.

2. Analysis of the filter

The proposed dual-band bandpass filter is based on variety of split ring resonators (SRRs) [4] connected in series with a microstrip line. The filter requires two single open ring resonators (SORRs) (Fig. 1) and a dual open split ring resonator (DOSRR) connected in parallel with an open split ring resonator (OSRR) [Martel] (Fig. 2). A window located in the ground plane and parallel to each resonator allows to realize the series connexion with the microstrip line. In the case of the Fig. 2, the DOSRR is etched in the window (ground plane) parallel to OSRR. The opens of the split ring resonator related with the DOSRR are opposed to OSRR ones. Fig. 3 depicts the equivalents circuits. R_1 and L_1 values of the OSRR are the same as for the classical SRR ($R_1 = R_{SRR}$, $L_1 = L_{SRR}$) [3-4] with the identical dimension and substrate (ϵ_r) values. However, C_1 value is four times the capacitance of the corresponding SRR circuit model ($C_1 = 4 \times C_{SRR}$) due to the series connections of the OSRR with the microstrip line [3]. On the other hand, the DOSRR being in parallel with the OSRR, C_2 value is the same than the corresponding SRR ($C_2 = C_1 / 4 = C_{SRR}$) and R_2 and L_2 values are the half of the values obtained for the OSRR ($R_2 = R_1 / 2$, $L_2 = L_1 / 2$). On the other hand, we have find that L_3 and C_3 values are approximately 0.8 time the values of L_1 and C_1 of the OSRR.

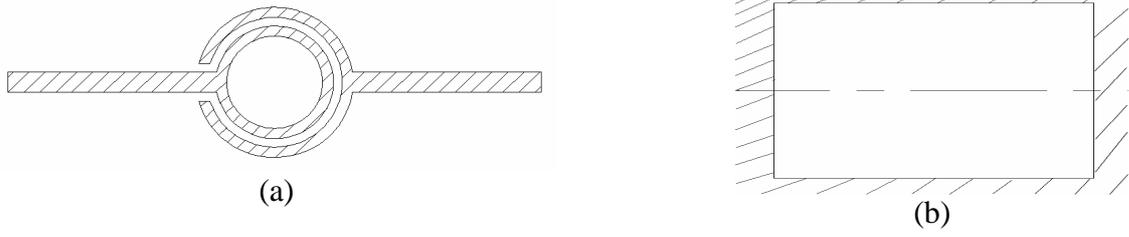


Fig. 1: A single open ring resonator (SORR) connected to a microstrip line. (a) Top view. (b) Bottom (ground plane side) view.

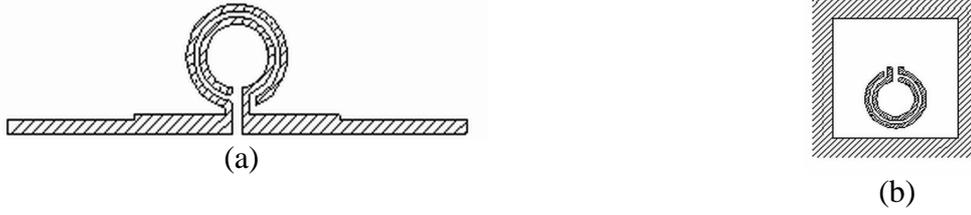


Fig. 2: OSRR and DOSRR connected to a microstrip line. (a) Top view (OSRR). (b) Bottom (ground plane side) view (DOSRR).

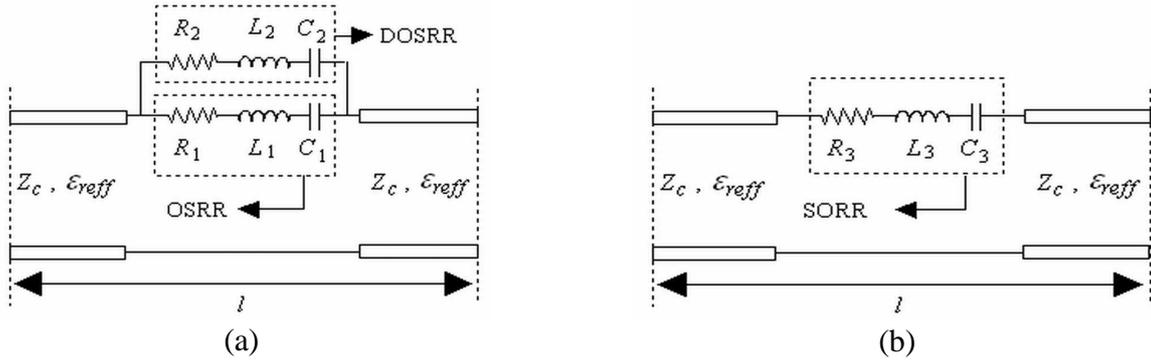


Fig. 3: RLC equivalent circuits of the resonators connected to a microstrip line. (a) DOSRR in parallel with OSRR. (b) SORR.

3. Results

The dual-band bandpass filter is conceived inserting the DOSRR in parallel with the OSRR between two SOSRRs. To confirm and demonstrate the dual-band function of the proposed filter, we have designed this filter with the help of the equivalent circuits of the Fig. 3 and the OSRR model developed in [3]. The structure and the dimensions of the filter are presented in Fig. 4. The filter is designed on a thickness substrate $h=0.635$ mm with a relative dielectric constant $\epsilon_r=10.2$ and a conductor thickness $t=0$ mm. The characteristic impedance of the microstrip line is $Z_0=50\Omega$. The simulated performance was obtained from commercial electromagnetic simulators based on finite element method. The simulation results are shown in Fig. 5. They are compared with the theoretical results obtained from circuit models of Fig. 3.

Fig. 5 shows a little disagreement between theoretical and electromagnetic simulations, which is due to additional effects not taken into account in the circuitual approximation. The two passbands are approximately between 1.75 GHz - 3 GHz and 4.7 GHz - 4.8 GHz. On the other hand, the transmission zero obtained from the unique DOSRR attenuates considerably the stopband between 3 GHz - 4.7 GHz. The resonance frequency of the transmission zero is approximately at 3.5 GHz.

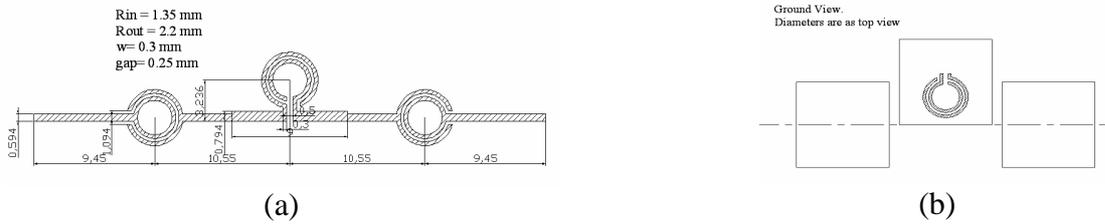


Fig. 4: Proposed dual-band bandpass filter. (a) Top view. (b) Bottom view (ground plane).
Data: $R = 0 \Omega$, $C_1 = 0.864 \text{ pf}$, $L_1 = 7.48 \text{ nH}$ and $l = 9.5 \text{ mm}$.

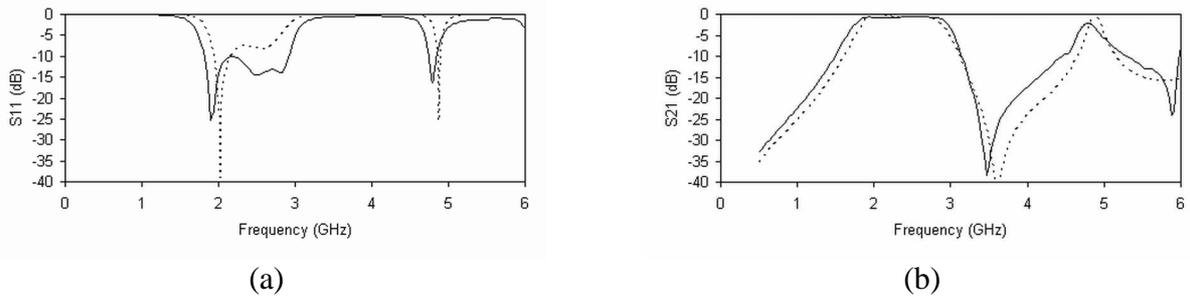


Fig. 5: Responses of the proposed dual-band bandpass filter. — and --- Electromagnetic and circuitual simulations.

4. Conclusion

In this paper, a dual-band bandpass filter with DOSRR in parallel with the OSRR between two SOSRRs is presented. The two passbands are generated through respective resonators. A transmission zero in the stopband is realized with the DOSRR to improve the isolation between the two passbands. In a future work, this dual-band bandpass filter will be fabricated and measured in order to validate the simulation results, which have shown a little disagreement between electromagnetic and circuitual simulations.

References

- [1] V. G. Veselago, The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of epsilon and mu, *Sov. Phys. Uspekhi*, vol. 10, p. 509-514, 1968.
- [2] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz, Experimental verification of a negative index of refraction, *Science*, vol. 292, p. 77-79, 2001.
- [3] J. Martel, R. Marqués, F. Falcone, et al., A new LC series element for compact bandpass filter design, *IEEE Microw. And Wireless Comp. Letters*, vol. 14, p. 210-212, 2004.
- [4] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Ribbins and W. J. Stewart, Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena, *IEEE trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, p. 2075-2084, 1999.