

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Trabajo Fin de Grado

**Diseño de filtros reconfigurables compactos en tecnología
planar de tipo rechazo banda mediante resonadores de anillos
abiertos y diodos varactor**



AUTOR: ADRIÁN SAURA RÓDENAS

DIRECTOR/ES: FELIX L. MARTÍNEZ VIVIENTE Y JUAN HINOJOSA JIMÉNEZ

Septiembre / 2016

Ficha de Trabajo Fin de Grado

Autor	Adrián Saura Ródenas
E-mail del autor	adriansaura92@gmail.com
Directores	Félix L. Martínez Viviente y Juan Hinojosa Jiménez
E-mail de los directores	Felix.martinez@upct.es y juan.hinojosa@upct.es
Título del TFC	Diseño de filtros reconfigurables compactos en tecnología planar de tipo rechazo banda mediante resonadores de anillos abiertos y diodos varactor
Descriptores	Filtros en tecnologías microstrip y coplanar, filtros reconfigurables, metamateriales, resonadores de anillo.
Resumen: <p>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, quien presentó un trabajo teórico sobre la existencia de tales propiedades y, posteriormente, por R. A Shelby y asociados, quienes demostraron experimentalmente un índice de refracción negativo mediante un metamaterial basado en resonadores con anillos abiertos (SRRs). Estos últimos años, los SRRs y sus complementarios (CSRRs) han suscitado un gran interés debido a sus potenciales aplicaciones en circuitos microondas y a la posibilidad de aplicar tales estructuras a la tecnología planar. Gracias a sus propiedades electromagnéticas, los SRRs y CRRs permiten disminuir el tamaño de los dispositivos microondas en tecnología planar y mejorar las prestaciones de éstos.</p> <p>En este proyecto, se propone incrementar el grado de miniaturización de componentes y subsistemas pasivos planares mediante nuevas topologías basadas en metamateriales con un grado de prestaciones igual o mayor a los ya existentes. Los componentes que queremos desarrollar serán filtros pasivos de microondas reconfigurables electrónicamente en tecnología planar. Respecto a las tareas a llevar a cabo, incluirán simulaciones electromagnéticas de filtros con diversas estructuras de anillos abiertos sintonizables mediante capacidades variables (varactores). Una vez conseguida la optimización de las características de los filtros, el trabajo seguirá con la fabricación mediante microfresadora y la caracterización en frecuencia de estos dispositivos mediante un analizador de redes. El alumno encontrará en este proyecto la mayoría de las facetas de la electrónica moderna: materiales innovadores, microondas, electromagnetismo, diseño, fabricación e instrumentación.</p> <p>Las diferentes fases del proyecto son:</p> <ul style="list-style-type: none">- Análisis, diseño y optimización de filtros rechazo banda en tecnología planar y resonadores de anillos mediante un simulador electromagnético comercial. Simulaciones y comparación de resultados.- Fabricación de los diseños de filtros rechazo banda con mayores prestaciones mediante una microfresadora.- Caracterización de los filtros fabricados mediante un analizador de redes.	
Titulación	Grado en Ingeniería en Sistemas de Telecomunicación
Departamento	Electrónica, Tecnología de Computadoras y Proyectos
Fecha de presentación	Septiembre de 2016

Índice general

Índice general	4
Índice de figuras	5
Capítulo 1. Introducción a la tecnología planar	7
1.1 Introducción.....	7
1.2 Tecnología planar: microstrip y coplanar.....	8
1.2.1 Análisis y diseño de la estructura microstrip.....	9
1.2.2 Análisis y diseño de la estructura coplanar.....	11
1.3 Aplicaciones pasivas en tecnología planar.....	13
Capítulo 2. Estructuras Metamateriales	15
2.1 Introducción.....	15
2.2 Medios de Veselago.....	18
Capítulo 3. Análisis y estructura de filtros compactos rechaza banda en tecnología planar y resonadores de anillos abiertos con capacidad de reconfiguración en frecuencia.	20
3.1 Introducción.....	20
3.2 Celda ORR en tecnología microstrip.....	20
3.2.1 Estructura y circuito equivalente de la celda ORR en tecnología microstrip.....	21
3.2.2 Análisis de la celda ORR en tecnología microstrip.....	23
3.2.3 Filtro rechaza banda reconfigurable en tecnología microstrip basado en la celda ORR.....	26
3.3 Celda ORR en tecnología coplanar.....	31
3.3.1 Estructura y circuito equivalente de la celda ORR en tecnología coplanar.....	31
3.3.2 Análisis de la celda ORR en tecnología coplanar.....	33
3.3.3 Filtro rechaza banda reconfigurable en tecnología coplanar basado en la celda ORR.....	35
Capítulo 4. Fabricación y medidas de los filtros rechaza banda	40
4.1 Introducción.....	40
4.2 Fabricación y medida del filtro rechaza banda reconfigurable en tecnología microstrip ...	41
4.3 Fabricación y medida del filtro rechaza banda reconfigurable en tecnología coplanar.....	45
Capítulo 5. Conclusiones y líneas futuras	49
Bibliografía	50

Índice de figuras

Figura 1.1 Espectro electromagnético RF/microondas [1].	7
Figura 1.2 Línea microstrip [1].	10
Figura 1.3 Líneas de campo en la línea microstrip [1].	10
Figura 1.4 Línea coplanar [3].	12
Figura 2.1 Clasificación de los materiales.	17
Figura 2.2 Taxonomía linneana para celdas en resonadores de anillos abiertos [13].	19
Figura 3.1 Estructura de una línea microstrip cargada con una celda ORR: vista superior (izquierda) y vista inferior (derecha).	21
Figura 3.2 Circuito equivalente de una línea microstrip cargada de una celda ORR.	22
Figura 3.3 Frecuencia de resonancia y ancho de banda a 3 dB para la línea microstrip cargada con un ORR en función de los parámetros de diseño: (a) r , (b) c , (c) g .	24
Figura 3.4 Pérdidas de radiación en función de la frecuencia y el tamaño de la ventana en el plano de masa de una línea microstrip cargada de una celda ORR.	25
Figura 3.5 Parámetros S_{11} (rojo) y S_{21} (azul) del filtro rechaza banda con la celda ORR en tecnología microstrip. Dimensiones (mm): $r = 1.9$, $c = 0.3$, $g = 0.2$, $D_1 \times D_2 = 9 \times 9$, $L_1 = 5.5$, $W_1 = 0.594$ y $W_2 = 0.794$.	26
Figura 3.6 Campo eléctrico de la celda ORR en tecnología microstrip a la frecuencia $f=1$ GHz.	28
Figura 3.7 Campo eléctrico de la celda ORR en tecnología microstrip a la frecuencia $f=3$ GHz.	28
Figura 3.8 Campo eléctrico de la celda ORR en tecnología microstrip a la frecuencia $f=3.7$ GHz.	29
Figura 3.9 Campo eléctrico de la celda ORR en tecnología microstrip a la frecuencia $f=4$ GHz.	29
Figura 3.10 Circuito equivalente de una línea microstrip cargada con una celda VLORR.	30
Figura 3.11 Celda ORR en tecnología microstrip junto a los elementos necesarios para introducir los elementos de sintonización y de polarización (vista superior a la izquierda, vista inferior a la derecha).	30
Figura 3.12 Línea coplanar cargada con una celda ORR.	31
Figura 3.13 Circuito equivalente de una línea coplanar cargada de una celda ORR.	32
Figura 3.14 Frecuencia de resonancia y ancho de banda a 3 dB para la línea coplanar cargada con un ORR en función de los parámetros de diseño (a) r , (b) c , (c) g .	34

Figura 3.15 Parámetros S_{11} (rojo) y S_{21} (azul) de la celda ORR en tecnología coplanar. Dimensiones (mm): $r = 1.9$ mm, $c = 0.3$ mm, $g = 0.2$ mm, $D_1 \times D_2 = 9$ mm x 9mm, $L_l = 5.5$ mm, $W = 0.347$ mm y $s = 0.1765$ mm.....	35
Figura 3.16 Campo eléctrico de la celda ORR en tecnología coplanar a la frecuencia $f=1$ GHz	36
Figura 3.17 Campo eléctrico de la celda ORR en tecnología coplanar a la frecuencia $f=3$ GHz.	37
Figura 3.18 Campo eléctrico de la celda ORR en tecnología coplanar a la frecuencia $f=3.5$ GHz	37
Figura 3.19 Campo eléctrico de la celda ORR en tecnología coplanar a la frecuencia $f=4$ GHz.	38
Figura 3.20 Circuito equivalente de la línea coplanar cargada con una celda VLORR	38
Figura 3.21 Celda ORR en tecnología coplanar junto a los elementos necesarios para introducir los elementos de sintonización y de polarización.....	39
Figura 4.1 Microfresadora láser LPKF protolaser S.....	40
Figura 4.2 Celda ORR en tecnología microstrip junto a los elementos necesarios para introducir los elementos sintonizables. Parte superior (izquierda) y parte inferior (derecha).....	41
Figura 4.3 Celda ORR en tecnología microstrip junto a los elementos sintonizables, formando la celda VLORR. Parte superior (izquierda) y parte inferior (derecha).	42
Figura 4.4 Analizador de redes vectorial ZVA 67 y unidad de calibración automática.....	40
Figura 4.5 Medidas del parámetro S_{11} de la celda VLORR en tecnología microstrip con distintas tensiones aplicadas (de 0 V a 30 V).....	43
Figura 4.6 Medidas del parámetros S_{21} de la celda VLORR en tecnología microstrip con distintas tensiones aplicadas (de 0 V a 30 V).....	44
Figura 4.7 Celda ORR en tecnología coplanar junto a los elementos necesarios para introducir los elementos de sintonización y de polarización. Vista superior (izquierda) y vista inferior (derecha).	45
Figura 4.8 Celda ORR en tecnología coplanar junto a los elementos sintonizables, formando la celda VLORR. Vista superior (izquierda) y vista inferior (derecha).....	46
Figura 4.9 Celda VLORR en tecnología coplanar conectada con la transición coaxial a planar Anritsu 3680K.....	46
Figura 4.10 Montaje final para las medidas. Analizador de redes (izquierda), fuente de alimentación variable (derecha) y circuito con transición coaxial a planar (abajo).....	47
Figura 4.11 Medidas del parámetro S_{11} de la celda VLORR en tecnología coplanar con distintas tensiones aplicadas (de 0 V a 30 V).....	47
Figura 4.12 Medidas del parámetro S_{21} de la celda VLORR en tecnología coplanar con distintas tensiones aplicadas (de 0 V a 30 V).....	48

Capítulo 1. Introducción a la tecnología planar

1.1 Introducción

El objetivo de este trabajo es el estudio de circuitos basados en estructuras metamateriales que trabajan en la zona del espectro que se denomina “microondas”. Las frecuencias de microondas corresponden a una zona del espectro electromagnético que se destaca en la figura 1.1. La zona de frecuencias de microondas está comprendida entre 30 MHz y 300 GHz y dividida en diferentes rangos de frecuencias. Cada rango puede tener distintas aplicaciones.

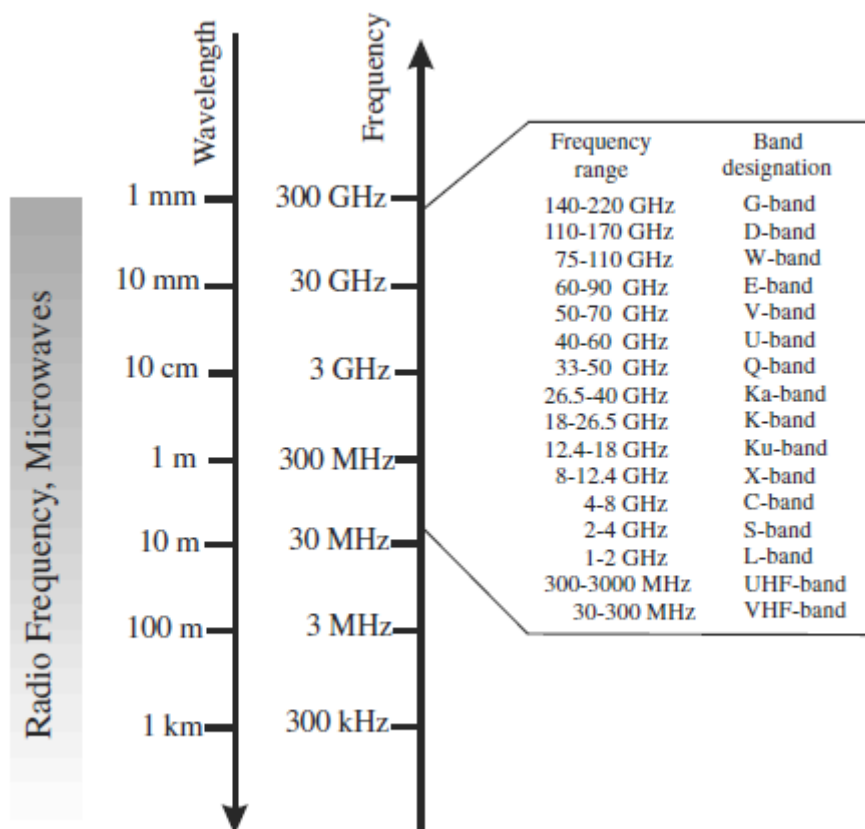


Figura 1.1 Espectro electromagnético RF/microondas [1].

En la mayoría de las aplicaciones de las microondas se requieren líneas de transmisión. Éstas permiten la transmisión de una onda electromagnética de un punto a otro y están generalmente formadas por dos conductores separados por un dieléctrico.

Existen varios tipos de línea de transmisión formados por dos conductores y un dieléctrico, como son la línea coaxial, la línea bifilar, la línea de placas paralelas y las líneas de tecnología planar. Este proyecto está basado en circuitos y líneas de transmisión en tecnología planar: microstrip y coplanar. Con las tecnologías microstrip y coplanar se desarrollarán dos filtros de tipo rechaza banda a frecuencias de microondas. Para ello, se utilizarán estructuras metamateriales resonantes y se introducirá elementos sintonizables en cada circuito para variar la frecuencia de resonancia de cada filtro.

En el apartado 1.2, se realiza una pequeña introducción a las líneas de transmisión en tecnología planar y, a continuación, en el apartado 1.3, se hace una breve presentación de las distintas aplicaciones pasivas que existen en dicha tecnología. En el capítulo 2, se lleva a cabo una introducción a las estructuras metamateriales y, más concretamente, a los medios de Veselago, los cuales utilizaremos para la realización de los filtros resonantes. Las estructuras metamateriales presentan características electromagnéticas que no pueden ser encontradas de manera natural. Estas características permiten reducir los tamaños de los circuitos de microondas tradicionales y conseguir altas prestaciones. En el capítulo 3, se lleva a cabo el análisis de filtros reconfigurables de tipo rechazo banda basados en medios de Veselago. En el capítulo 4, se presentan la fabricación y las medidas de estos circuitos y finalmente, en el capítulo 5, se expone las conclusiones y las futuras líneas de trabajo.

1.2 Tecnología planar: microstrip y coplanar

La tecnología planar es muy utilizada a las frecuencias de las microondas. Estas ondas electromagnéticas se sitúan por debajo del espectro visible (espectro infrarrojo), y por encima del espectro de radiofrecuencia (RF). El límite en frecuencia entre radiofrecuencia y microondas es algo arbitrario, dependiendo del desarrollo de tecnologías para la explotación del rango específico de frecuencias.

Las líneas de transmisión en tecnología planar se basan en la propagación de ondas electromagnéticas en base a dos conductores separados por un dieléctrico. Dependiendo de la colocación de los conductores con respecto al dieléctrico existen varios tipos de líneas de transmisión en la tecnología planar, entre las que destacamos la línea microstrip y la línea coplanar. Existen características que comparten todos los tipos de líneas de transmisión basadas en tecnología planar como el cálculo de la longitud de onda guiada en la línea (1), la constante de propagación (2), la velocidad de fase (3) y la longitud eléctrica (4).

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (1)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (2)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (3)$$

$$\theta = \beta l \quad (4)$$

1.2.1 Análisis y diseño de la estructura microstrip

La línea microstrip es uno de los tipos más comunes de líneas de transmisión planar, principalmente porque puede ser fabricada mediante procesos fotolitográficos y fácilmente integradas con otros dispositivos activos o pasivos de microondas. La estructura general de una línea microstrip está representada en la figura 1.2. Consiste en una tira conductora de ancho W y espesor t en la parte superior del sustrato dieléctrico que tiene una constante dieléctrica relativa ϵ_r y un espesor h , y un plano conductor en la parte inferior del sustrato que hace de masa.

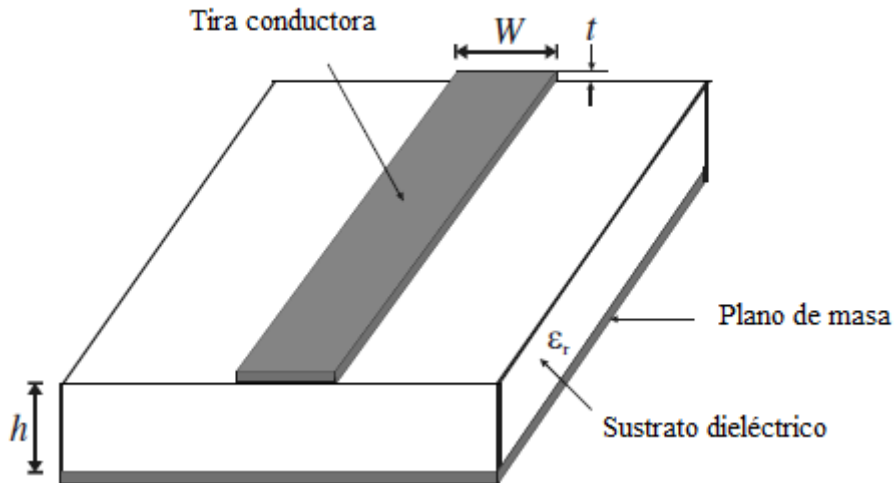


Figura 1.2 Línea microstrip [1].

En la figura 1.3, se puede observar que los campos en la microstrip se extienden a través de dos medios, aire y dieléctrico, por lo que la estructura no es homogénea. Debido a esta inhomogeneidad, la línea microstrip no soporta una onda TEM pura. Esto es porque una onda TEM pura solamente tiene componentes de campos eléctricos y magnéticos transversales y la velocidad de propagación depende de las propiedades del material, siendo éstas la permitividad ϵ y la permeabilidad μ . Sin embargo, con la presencia de dos medios de onda guiada, las ondas en la línea microstrip tendrán componentes de campos eléctricos y magnéticos longitudinales y su velocidad de propagación dependerá no solamente de las propiedades del material sino también de las dimensiones físicas [1].

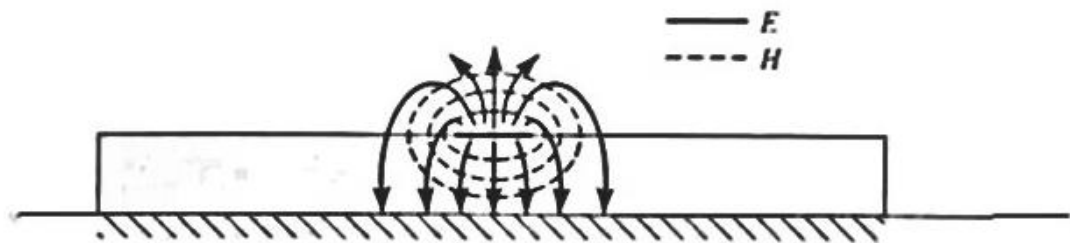


Figura 1.3 Líneas de campo en la línea microstrip [1].

La constante dieléctrica efectiva de una línea microstrip viene dada de forma aproximada por:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (5)$$

Esta constante efectiva puede ser interpretada como la constante dieléctrica de un medio homogéneo que reemplaza el aire y las regiones dieléctricas de la línea microstrip.

Dadas las dimensiones de la línea microstrip, la impedancia característica puede ser calculada según [2]:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & \text{para } \frac{W}{d} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}} \left[\frac{W}{d} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{d} + 1.444 \right) \right]} & \text{para } \frac{W}{d} \geq 1 \end{cases} \quad (6)$$

Por otro lado, para una impedancia característica dada Z_0 y una constante dieléctrica ε_r , la proporción W/d viene dada por [2]:

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } \frac{W}{d} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} (\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r}) \right] & \text{para } \frac{W}{d} > 2 \end{cases} \quad (7)$$

donde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right) \quad (8)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (9)$$

1.2.2 Análisis y diseño de la estructura coplanar

Como se puede observar en la figura 1.4 [3], la estructura convencional de la línea coplanar consiste en una tira conductora de ancho W en la parte superior de un sustrato dieléctrico con planos de masa colocados a ambos lados de la tira separados por una distancia s .

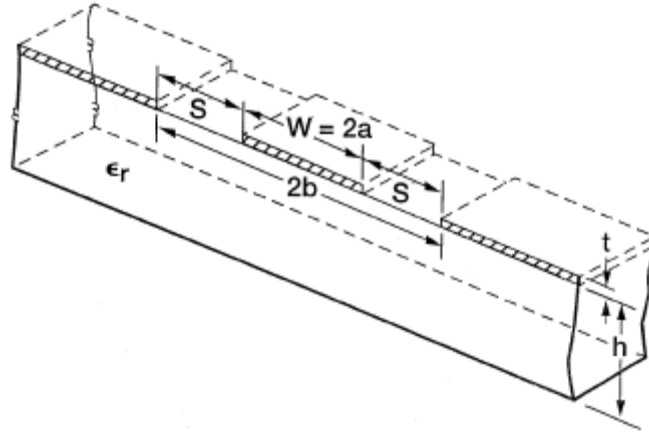


Figura 1.4 Línea coplanar [3].

Esta estructura tiene las mismas propiedades de transmisión que la línea microstrip, pero ofrece ciertas ventajas frente a ésta, como la simplicidad de fabricación, la facilidad de montaje superficial de dispositivos activos y pasivos, la eliminación de la necesidad de hacer agujeros y reduce las pérdidas por radiación.

Los parámetros de esta línea se pueden calcular de manera aproximada a partir de las siguientes ecuaciones [3]:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left[\tanh \left(0.775 \ln \frac{h}{s} + 1.75 \right) + \frac{x \cdot s}{h} (0.04 - 0.7x + 0.01(1 - 0.1\epsilon_r)(0.25 + x)) \right] \quad (10)$$

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{k'(x)}{k(x)} \quad (11)$$

$$\text{donde } x = \frac{w}{w + 2s} \quad (12)$$

Donde $k(x)$ es una integral elíptica de primera especie:

$$k(x) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\phi}{\sqrt{1 - x^2 \sin^2 \phi}} \quad (13)$$

$$k'(x) = k(\sqrt{1 - x^2}) \quad (14)$$

1.3 Aplicaciones pasivas en tecnología planar

En tecnología planar se pueden implementar todos los dispositivos y circuitos conocidos llegando a mayores frecuencias de trabajo, debido a que en los circuitos fabricados con elementos concentrados aparece el llamado “Efecto Pelicular” que aumenta las pérdidas por asimetría en la distribución de corriente en un conductor en función de la frecuencia. Entre todos los circuitos existentes, podemos nombrar los siguientes:

- Antenas. Una antena es el dispositivo fundamental que traduce la energía de la onda guiada en energía radiante. La forma más sencilla de construir una antena en tecnología planar consiste en crear una terminación de la línea en donde el ancho aumenta hasta valores similares a la longitud de la terminación, que será del orden de la mitad de la longitud de onda o múltiplos que recorra la línea. Esto producirá que la onda sea radiada en la dirección perpendicular a la línea.
- Acopladores/Divisores. Los divisores de potencia o los acopladores direccionales son componentes pasivos de microondas usados para la división o combinación de potencia. En la división, una señal entrante es dividida por el acoplador en dos o más señales de menor potencia, que puede ser debida a una división equitativa o no equitativa. Los acopladores direccionales permiten la unión de dos o más señales mediante el desfase que se produce entre los puertos de entrada-salida, que normalmente suele ser de 90° o 180°.
- Filtros. Un filtro es una red de dos puertos usada para el control de la respuesta en frecuencia en un determinado sistema que provee un cierto grado de transmisión a la frecuencia de la banda de paso del filtro y atenuación en la banda atenuada del filtro. Las típicas respuestas de los filtros incluyen paso-bajo, paso-alto, paso-banda y elimina-banda [4].

El objetivo de este trabajo es desarrollar un filtro rechaza banda en tecnología planar mediante un tipo de estructura llamado estructura metamaterial, cuyas características electromagnéticas no pueden ser encontradas de manera natural, consiguiendo mejores respuestas y una disminución considerable del tamaño con respecto a los filtros tradicionales a frecuencia de microondas, que suelen ser del tamaño de $\lambda/4$, siendo λ la longitud de onda de la frecuencia de resonancia. Además, también se busca la

posibilidad de que sean reconfigurables, es decir, de poder modificar la frecuencia de resonancia del filtro sin tener que modificar la estructura del mismo.

Capítulo 2. Estructuras Metamateriales

2.1 Introducción

La teoría electromagnética moderna comienza cuando James Clerk Maxwell formula sus ecuaciones a partir de consideraciones matemáticas llegando a la conclusión de que la energía se propaga en forma de onda en el espacio [5]. Esta hipótesis fue demostrada de manera experimental por Heinrich Hertz en 1888, demostrando también el efecto resonante sintonizado de un oscilador y un detector gracias a un experimento que consistió en la carga de las dos mitades de un dipolo de media onda con una diferencia de potencial muy grande para producir una chispa en la separación de las mitades, produciendo la radiación de energía que llegaba a una espira que se empleó como elemento receptor.

Antes de eso, el físico Oliver Heaviside, en colaboración con Hertz y Josiah Willard Gibbs, simplificaron e hicieron más prácticas las ecuaciones postuladas por Maxwell [6], para que, años más tarde, Marconi encontrara una aplicación práctica a la transmisión vía radio [7].

El gran avance en la teoría de microondas se realizó durante la Segunda Guerra Mundial, ya que se desarrolló por primera vez el radar y, en paralelo, los primeros osciladores de microondas basados en: el magnetrón, el klystron y el tubo de ondas progresivas.

La tecnología siguió avanzando, apareciendo los dispositivos de ferrita, como el girador, el circulador y el aislador, las comunicaciones por satélite en los años 60, junto a los semiconductores, destinados a reemplazar los tubos de vacío como fuentes de potencia baja y media, y la mejora en las técnicas litográficas que permitieron metalizaciones más estrechas y el desarrollo de transistores a frecuencias de microondas, así como la aparición de la tecnología planar.

A día de hoy, las microondas tienen aplicaciones que van desde el calentamiento de materiales hasta la telefonía móvil, pasando por radioenlaces terrestres y comunicaciones vía satélite.

A comienzos del siglo XXI, aparecieron nuevas estructuras artificiales, denominadas metamateriales, que impulsaron las líneas de investigación de diversos campos: electrónica, electromagnetismo, física, óptica, telecomunicaciones, etc.

En la actualidad, debido al reciente descubrimiento de estas estructuras artificiales, aún existen diferencias entre los investigadores acerca de una definición global y única para metamaterial. La propia semántica hace referencia a un material emergente o más allá de la propia definición de material.

El primer intento de explorar el concepto de material artificial aparece en la última parte del siglo XIX cuando en 1898 Jagadish Chandra Bose realizó el primer experimento de microondas sobre estructuras con propiedades de quiralidad. En 1914, Karl Ferdinand Lindman trabajó en un medio artificial con propiedad de quiralidad incrustando muchas pequeñas hélices de alambre orientadas aleatoriamente en un medio único. En 1948, Winston E. Kock diseñó lentes ligeras para microondas disponiendo esferas conductoras, discos y tiras periódicamente y estudiando el índice de refracción efectivo del medio artificial [8]. Desde entonces, estos complejos materiales artificiales han sido objeto de estudio de muchas investigaciones en todo el mundo. En los años más recientes han aparecido nuevos conceptos de síntesis y técnicas de fabricación que han permitido la construcción de estructuras y la composición de materiales que simulan las respuestas conocidas del material o que cualitativamente tienen nuevas funciones de respuesta que no ocurren o no están fácilmente disponibles en la naturaleza.

La respuesta de un sistema ante la presencia de un campo electromagnético es determinada por las propiedades de los materiales involucrados, y es bien conocido que en un medio compuesto de partículas, las ondas electromagnéticas interactúan con éstas, induciendo momentos eléctricos y magnéticos, que afectan a la permitividad y permeabilidad efectiva macroscópica del medio absoluto, que son los parámetros usados para definir las propiedades de éstos materiales. Esto permite una clasificación definida por estos dos parámetros. Los medios con permitividad y permeabilidad mayor que cero ($\epsilon > 0$, $\mu > 0$) son designados como medios doble positivos (Double PoSitive, DPS), conocidos también como materiales dieléctricos. Los medios con permitividad menor que cero y permeabilidad mayor que cero ($\epsilon < 0$, $\mu > 0$) son designados como medios de epsilon negativa (Epsilon NeGative, ENG). A ciertos regímenes de frecuencia, algunos plasmas y metales nobles exhiben estas características. Los medios con una permitividad mayor que cero y permeabilidad menor que cero ($\epsilon > 0$, $\mu < 0$) son designados como medios de mu negativa (Mu NeGative, MNG). En ciertos regímenes

de frecuencia, algunos materiales girotrópicos muestran estas características. Finalmente, los materiales que muestran una permitividad y permeabilidad negativa ($\epsilon < 0, \mu < 0$) son designados como medios doble negativos (Double NeGative), materiales “zurdos” o metamateriales, que no se pueden encontrar en el naturaleza, pero son físicamente posibles. La denominación de medio zurdo (Left-Handed Material, LHM) se debe a que en un material con partes reales negativos, los vectores de los campos eléctricos \vec{E} y magnéticos \vec{H} y el número de onda \vec{K} componen una triada zurda en vez de una triada diestra como en un medio convencional (Right-Handed Material, RHM). En 1967, Veselago [9] investigó de manera teórica sobre la propagación de las ondas planas en un material cuya permitividad y permeabilidad era asumida simultáneamente como negativa.

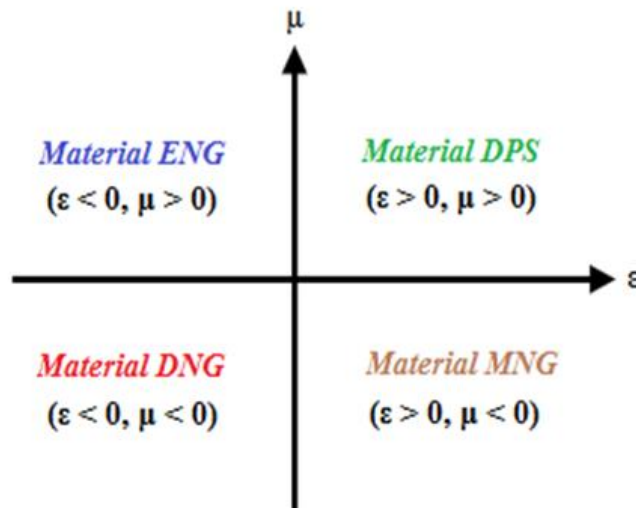


Figura 2.1 Clasificación de los materiales.

En este proyecto, se desarrollan nuevas estructuras metamateriales basadas en medios de Veselago y se aplican al diseño original de filtros de microondas en tecnología planar (microstrip y coplanar). Por ello, nos centraremos en esta clase de metamaterial en el siguiente apartado.

2.2 Medios de Veselago

Victor Georgievich Veselago [9] fue un físico ruso y el primero en publicar un análisis teórico sobre materiales con permitividad y permeabilidad negativa [10]-[12]. Estos medios también se denominan como medios de índice de refracción negativo (negative refractive index, NRI), medios de índice negativo (negative index, NI), medios doble negativos, medios con velocidad de fase negativa (backward, BW) e incluso medios zurdos (left-handed material, LHM). Este tipo de material se denomina de ese modo debido a las propiedades que presenta [13]:

- Velocidad de fase y grupo antiparalelas.
- Cambio de sentido del efecto Doppler.
- Cambio de sentido de la radiación de Vavilov-Cherenkov.
- Inversión de las condiciones de contorno relativas a los componentes normales de los campos eléctricos y magnéticos en la superficie entre un medio diestro ($\epsilon > 0$ y $\mu > 0$) y un medio zurdo ($\epsilon < 0$ y $\mu < 0$).
- Inversión de la ley de Snell.
- Índice de refracción negativo en la superficie entre un medio diestro ($\epsilon > 0$ y $\mu > 0$) y un medio zurdo ($\epsilon < 0$ y $\mu < 0$).
- Focalización mediante una “lente zurda plana”: Aplicando la ley de Snell dos veces a un medio zurdo intercalado entre dos medios diestros, se obtiene un efecto de doble enfoque. Dicho de otro modo, si se aplica una fuente puntual desde un medio diestro a un medio zurdo intercalado entre dos medios diestros, se consigue una transformación de una fuente puntual en una imagen puntual en el segundo medio diestro.
- Cambio de los efectos de convergencia y divergencia en lentes cóncavas y convexas, respectivamente, cuando las lentes están fabricadas con un medio zurdo.
- Fenómenos de tipo resonante ante plasmones.

Los medios de Veselago son medios efectivos. En un medio efectivo, la longitud de onda electromagnética es mayor que la estructura de celdas que componen el metamaterial y, por consiguiente, la señal que viaja a través de ella la percibe como un

medio homogéneo. Por lo tanto, se puede definir una permitividad efectiva ϵ_{eff} y una permeabilidad efectiva μ_{eff} para la totalidad del medio. Cuando estos parámetros tienen valores negativos, es cuando estamos hablando de materiales “zurdos”. El primer medio zurdo se sintetizó en los años noventa y estaba compuesto de dos matrices periódicas superpuestas formadas por varillas metálicas equidistantes que aportaban la permitividad real negativa y resonadores metálicos basados en anillos abiertos metálicos en oposición que aportaban la permeabilidad real negativa [14]-[15]. En la figura 2.2 se pueden observar las diferentes celdas basadas en resonadores de anillos que se han desarrollado desde entonces.

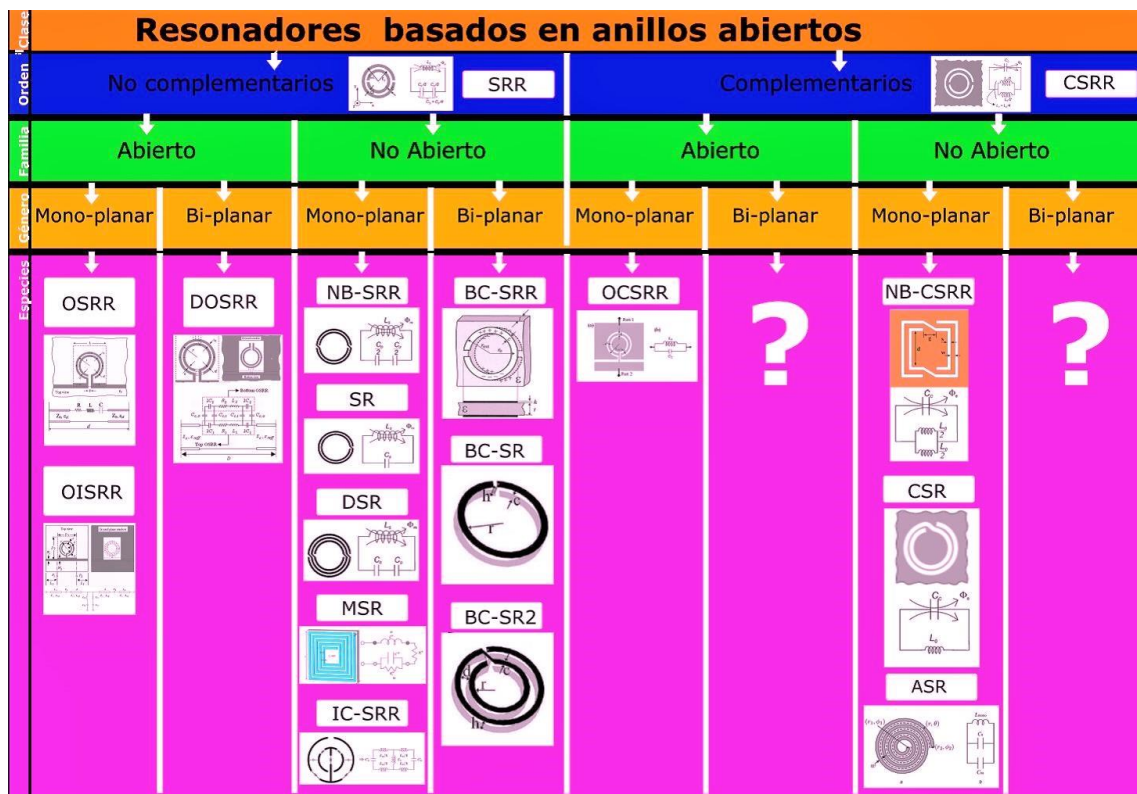


Figura 2.2 Taxonomía lineana para celdas basadas en resonadores de anillos abiertos [13].

La celda utilizada para el desarrollo de los filtros de este proyecto consiste en un resonador no complementario abierto mono-planar, a la que denominaremos celda ORR (Open Ring Resonator).

Capítulo 3. Análisis y estructura de filtros compactos rechaza banda en tecnología planar y resonadores de anillos abiertos con capacidad de reconfiguración en frecuencia.

3.1 Introducción

El objetivo de este trabajo consiste en desarrollar filtros reconfigurables de tipo rechaza banda a frecuencias de microondas en tecnología planar mediante medios de Veselago. Para ello, se hará uso de trabajos anteriores [16] y se llevarán a cabo simulaciones electromagnéticas mediante el software HFSS para determinar los parámetros S de los filtros a desarrollar. Una vez obtenidos los parámetros deseados de los filtros, se procederá a la fabricación de los mismos mediante una microfresadora láser en un sustrato RT/duroid 3010 de permitividad relativa 10.2. Una vez fabricados, se incluirá un diodo varactor a cada filtro. Este diodo varactor nos proporcionará la característica reconfigurable del filtro. Estos filtros se desarrollarán en dos tipos de tecnología planar: microstrip y coplanar.

3.2 Celda ORR en tecnología microstrip

En los siguientes apartados se realizan el análisis y estudio de la celda ORR en tecnología microstrip. En los apartados 3.2.1, 3.2.2 y 3.2.3, se presentan, respectivamente, la estructura y el circuito equivalente de la celda, el análisis de la celda en función de los parámetros de diseño y el estudio del filtro rechaza banda basado en la celda ORR en tecnología microstrip. En este último apartado, se introduce también en el circuito el diodo varactor como elemento reconfigurable.

3.2.1 Estructura y circuito equivalente de la celda ORR en tecnología microstrip

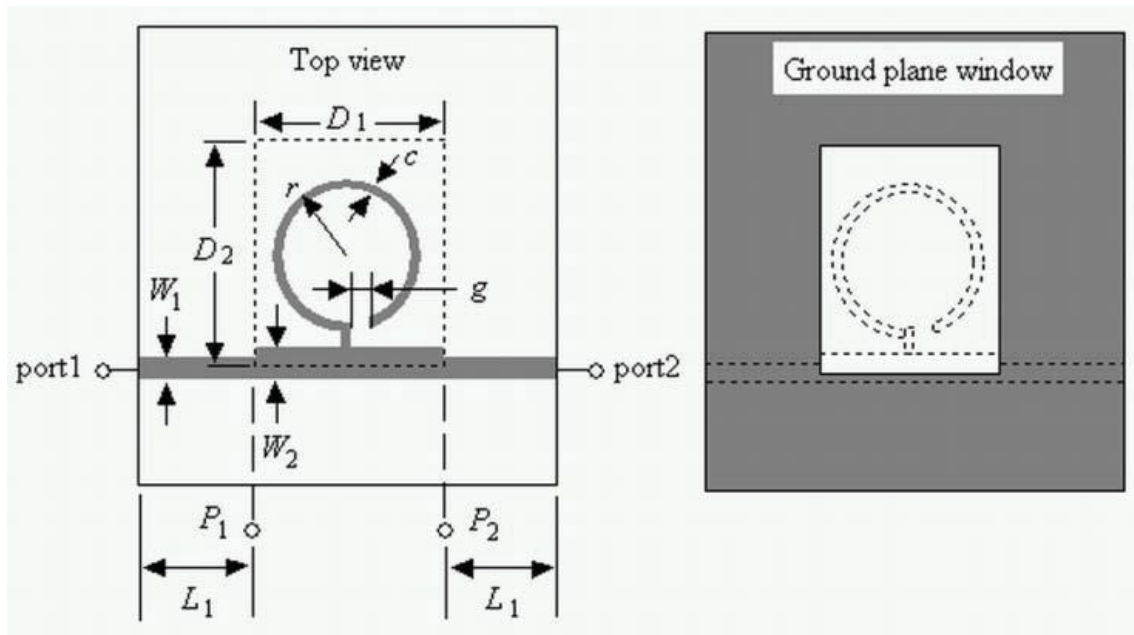


Figura 3.1 Estructura de una línea microstrip cargada con una celda ORR: vista superior (izquierda) y vista inferior (derecha).

La celda ORR, representada en la figura 3.1, se compone de un anillo abierto, interconectado en un punto de una sección de una línea de transmisión microstrip. En la parte superior, las dimensiones de la celda ORR son el radio r , la anchura c del conductor y el hueco g . En la parte inferior, correspondiente al plano de masa, se abre una ventana $D_1 \times D_2$. A lo largo de la ventana, se ajusta la anchura W de la línea de transmisión microstrip con el fin de preservar el valor de la impedancia característica, Z_c . Esta celda genera una resonancia principal que puede ser ajustada mediante las dimensiones del anillo. Sin embargo, una vez fabricado el filtro, esta resonancia no se puede ajustar nuevamente en otra frecuencia de operación diferente. La estructura ORR está basada en estudios previos del anillo resonador abierto interconectado simple OISRR [16] (Open Interconnected Split Ring Resonador) que a su vez es una versión modificada del SRR [17]-[18] y el OSRR [19]. La celda ORR se puede describir mediante elementos concentrados siempre que su tamaño sea eléctricamente pequeño. La conexión de la celda ORR con la línea microstrip presenta una conexión en paralelo. El circuito equivalente se muestra en la figura 3.2 y consiste en un circuito resonante

$R_0L_0C_0$ serie introducido en paralelo entre dos secciones de línea microstrip de longitud $d = D_1/2$, impedancia característica Z_c y permitividad efectiva ϵ_{eff} .

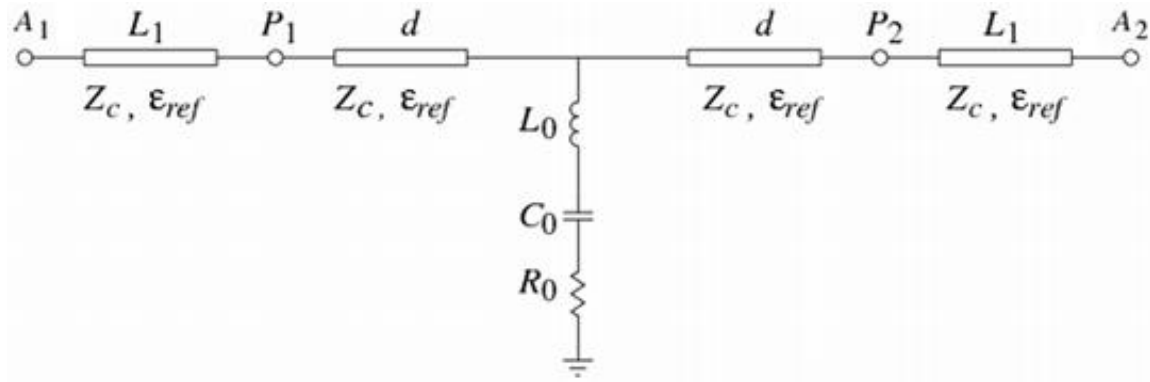


Figura 3.2 Circuito equivalente de una línea microstrip cargada con una celda ORR.

Como se puede observar en la figura 3.2, el circuito resonante L_0C_0 está conectado a masa mediante R_0 . R_0 tiene en cuenta dos resistencias en serie, correspondientes a las pérdidas por radiación y a las pérdidas óhmicas de la celda ORR. La entrada y salida de la estructura es, respectivamente, el puerto 1 y el puerto 2. Las dos secciones L_1 de la línea microstrip conectan los puertos de entrada y de salida con la celda ORR. La frecuencia de resonancia f_0 de la celda ORR se define a partir del circuito L_0C_0 . Los valores de L_0 y C_0 se determinan esencialmente por los parámetros de diseño de la celda ORR y se pueden obtener de las simulaciones electromagnéticas o medidas, considerando el parámetro de transmisión S_{21} de un circuito de dos puertos terminado en una impedancia $Z_0 = 50$ ohm:

$$S_{21} = \frac{1}{1 + \frac{Z_0}{2Z}} \quad (16)$$

donde:

$$Z = j\omega L_0 + \frac{1}{j\omega C_0} \quad (17)$$

es la impedancia en serie de los elementos inductivos y capacitivos con una frecuencia de resonancia:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}} \quad (18)$$

y una pendiente de reactancia:

$$X_0 = \omega_0 L_0 \quad (19)$$

A partir de las siguientes aproximaciones $\Delta f \ll f_0$ y $(f/f_0 - f_0/f) \approx 2 \Delta f / f$, el ancho de banda a 3 dB puede definirse como:

$$\Delta f_{-3dB} = \frac{f_0}{2\left(\frac{X_0}{Z_0}\right)} \quad (20)$$

Y, en consecuencia, los elementos L_0 y C_0 pueden ser definidos como:

$$L_0 = \frac{50}{4\pi\Delta f_0} \quad (21)$$

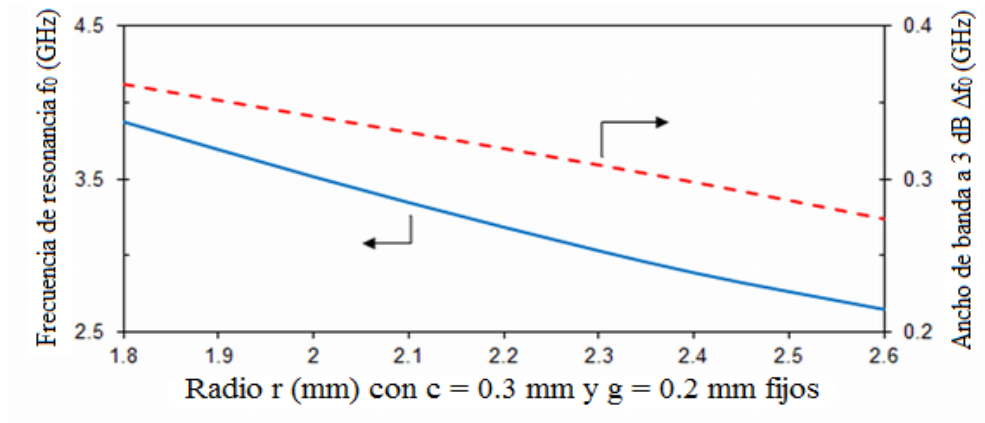
$$C_0 = \frac{1}{L_0} (2\pi f_0)^{-2} \quad (22)$$

Finalmente, la resistencia de radiación se puede ajustar con el tamaño de la ventana D_1 x D_2 .

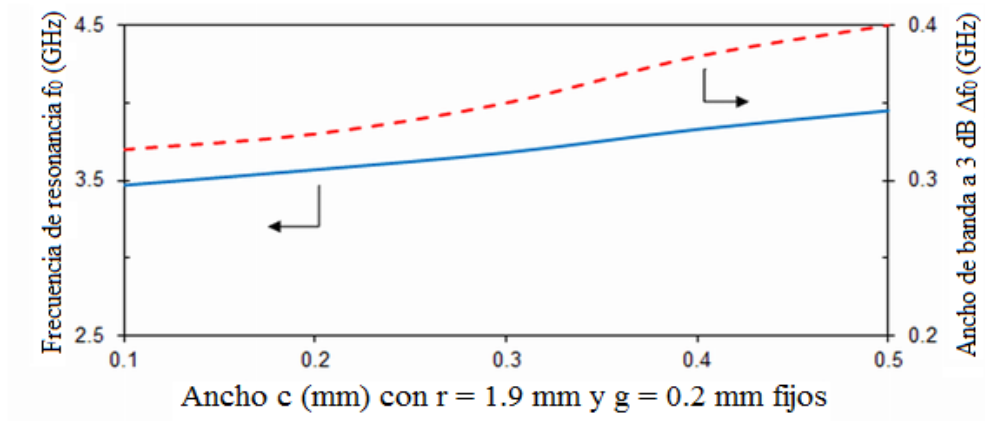
3.2.2 Análisis de la celda ORR en tecnología microstip

Para estudiar los efectos de los parámetros de diseño (r , c y g) sobre la frecuencia de resonancia (f_0) y el ancho de banda a 3dB (Δf_0) del filtro propuesto se realizaron simulaciones electromagnéticas (figura 3.3). En la figura 3.3(a), la frecuencia de resonancia y el ancho de banda a 3dB descienden conforme se incrementa el radio r del anillo, dejando fijados los valores de $c = 0.3\text{mm}$ y $g = 0.2 \text{ mm}$. Esto se debe al incremento de la inductancia L_0 y capacitancia C_0 producido por el aumento del radio r . Esta tendencia se invierte cuando el ancho c o el gap g del anillo abierto se incrementan de 0.1 a 0.5. En la figura 3.3(b), el elemento C_0 es casi constante porque los parámetros de diseño $r = 1.9 \text{ mm}$ y $g = 0.2 \text{ mm}$ de la celda ORR están fijados. Además, el valor del elemento L_0 desciende conforme el ancho c del anillo conductor aumenta. Esta situación es similar a la ocurrida en la figura 3.3(c), donde el valor de gap g es el que varía. L_0 desciende ligeramente mientras que C_0 se incrementa un poco para preservar f_0 casi

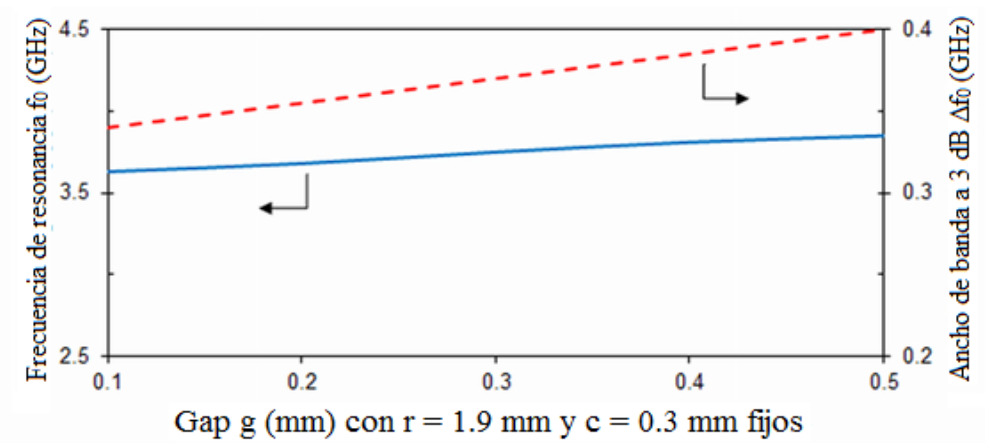
constante. Las dimensiones restantes en estas simulaciones son: $D_1 \times D_2 = 9 \text{ mm} \times 9 \text{ mm}$, $L_1 = 5.5 \text{ mm}$, $W_1 = 0.594 \text{ mm}$ y $W_2 = 0.794 \text{ mm}$.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.3 Frecuencia de resonancia y ancho de banda a 3 dB para la línea microstrip cargada con un ORR en función de los parámetros de diseño: (a) r , (b) c y (c) g .

Para observar los efectos de la radiación del filtro propuesto, se analizaron sus características en función de la frecuencia a partir del factor de pérdidas de transmisión:

$$F_{LF} = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 \quad (15)$$

Para llevar a cabo el análisis, se consideraron las pérdidas metálicas y dieléctricas nulas en las simulaciones electromagnéticas con el fin de aislar los efectos no deseados de radiación. El valor medio de pérdidas de radiación entre 0.01 GHz y 5 GHz fue de 4.3%, alcanzando su mayor valor a la frecuencia de resonancia con un 18.8%. Como se puede observar en la figura 3.4, estas pérdidas de radiación se pueden reducir disminuyendo el tamaño de la ventana $D_1 \times D_2$, a expensas de aumentar la resonancia espuria, que se encuentra en torno a dos veces la frecuencia de resonancia.

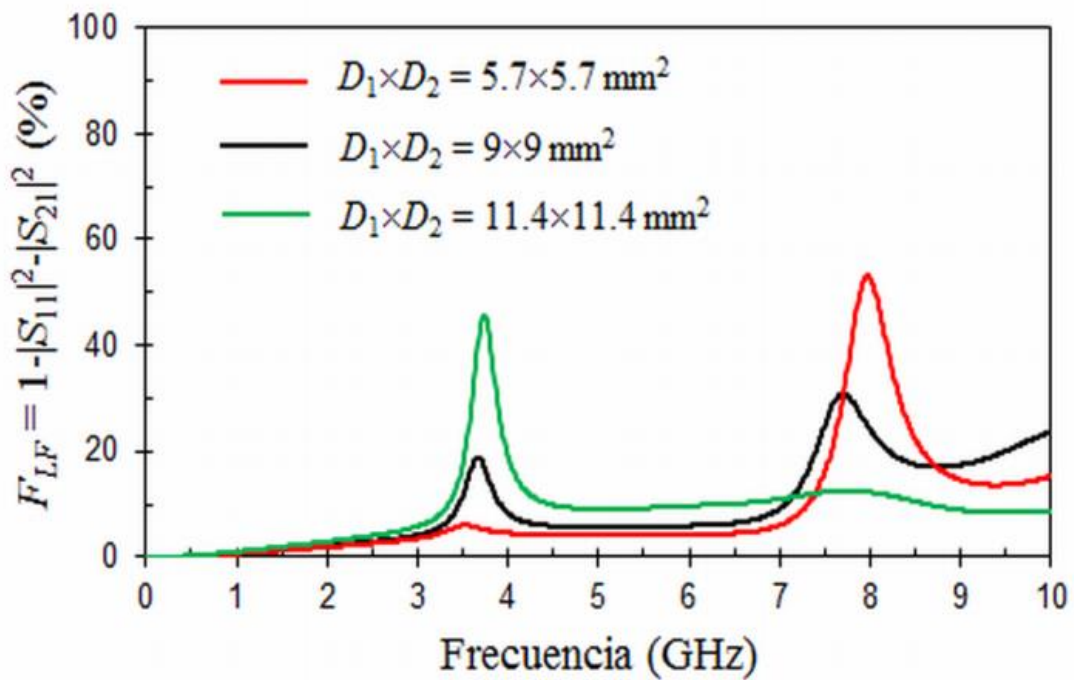


Figura 3.4 Pérdidas de radiación en función de la frecuencia y el tamaño de la ventana en el plano de masa de la línea microstrip cargada con una celda ORR.

3.2.3 Filtro rechaza banda reconfigurable en tecnología microstrip basado en la celda ORR

El efecto resonante puede visualizarse con los parámetros S (parámetros de Scattering), que son los parámetros utilizados para caracterizar un circuito de microondas. Si observamos las gráficas de los parámetros S_{11} (que define el nivel de la señal reflejada con respecto a la señal incidente en el puerto 1) y S_{21} (que define el nivel de señal reflejada en el puerto 2 con respecto a la señal incidente en el puerto 1), veremos que realmente se produce el rechazo de señal a la frecuencia de resonancia definida por la celda ORR. Estos parámetros pueden verse en la figura 3.5. Estas simulaciones electromagnéticas están realizadas en una línea microstrip cargada con una celda ORR y en un substrato con una permitividad $\epsilon_r = 10.2$ ($tg \delta = 0$), espesor $h = 0.635$ mm y espesor de cobre $t = 17.5$ μ m. Las dimensiones (figura 3.1) del filtro rechaza banda fueron optimizadas mediante las herramientas de simulación HFSS y ADS con el fin de conseguir una frecuencia de resonancia a $f_0 = 3.7$ GHz y una impedancia característica de $Z_c = 50$ ohm. Las dimensiones obtenidas son $r = 1.9$ mm, $c = 0.3$ mm, $g = 0.2$ mm, $D_1 \times D_2 = 9$ mm x 9 mm, $L_1 = 5.5$ mm, $W_1 = 0.594$ mm y $W_2 = 0.794$ mm.

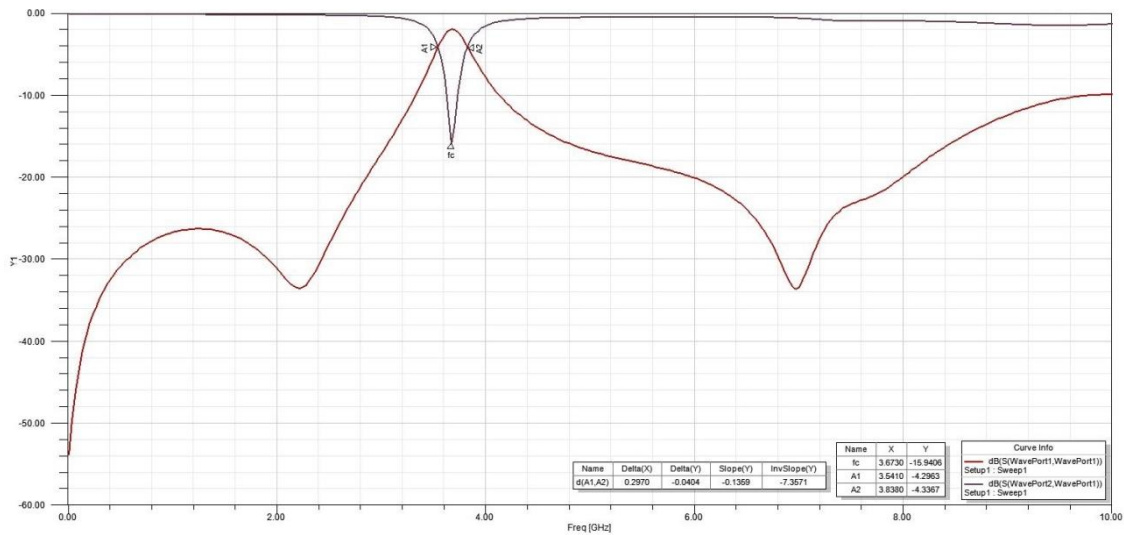


Figura 3.5 Parámetros S_{11} (rojo) y S_{21} (azul) del filtro rechaza banda con la celda ORR en tecnología microstrip. Dimensiones (mm): $r = 1.9$, $c = 0.3$, $g = 0.2$, $D_1 \times D_2 = 9 \times 9$, $L_1 = 5.5$, $W_1 = 0.594$ y $W_2 = 0.794$.

Como se puede ver en las simulaciones de la figura 3.5, el cero de transmisión se produce a la frecuencia de resonancia de la celda ORR a $f_0 = 3.67$ GHz, ya que se produce un cortocircuito a tierra y la potencia inyectada es reflejada de vuelta a la fuente. A la frecuencia de resonancia ($f_0 = 3.67$ GHz), las pérdidas de inserción y el ancho de banda a 3dB son, respectivamente, de 16 dB y 0.265 GHz (7.2%). Los valores de los elementos del circuito equivalente de la celda ORR son: $L_0 = 15.01$ nH y $C_0 = 0.124$ pF. Se obtuvieron mediante las ecuaciones (21)-(22) y las simulaciones electromagnéticas con HFSS. El valor de R_0 se ajustó ($R_0 = 7$ ohm) para que las pérdidas por reflexión del circuito equivalente ($|S_{11}| = -1.9$ dB) coincidan con las de las simulaciones electromagnéticas a la frecuencia de resonancia.

Para el diseño inicial de la celda ORR, se encontró una ecuación aproximada para la frecuencia de resonancia dependiendo del radio r del anillo:

$$2\pi r + 2r = \lambda_{g0} \quad (23)$$

donde λ_{g0} es la longitud de onda guiada a la frecuencia de resonancia f_0 en la línea microstrip [20].

El efecto resonante del filtro propuesto también se puede visualizar si hacemos un cálculo del campo eléctrico a distintas frecuencias y comprobamos los valores del mismo. Estas simulaciones pueden observarse en las figuras 3.6 a 3.9.

Como podemos observar (figuras 3.6 a 3.9), se produce un aumento del campo eléctrico en el anillo a la frecuencia de resonancia (figura 3.8) que impide que pase la señal de un puerto a otro, lo que implica que se produce el efecto de filtro elimina banda.

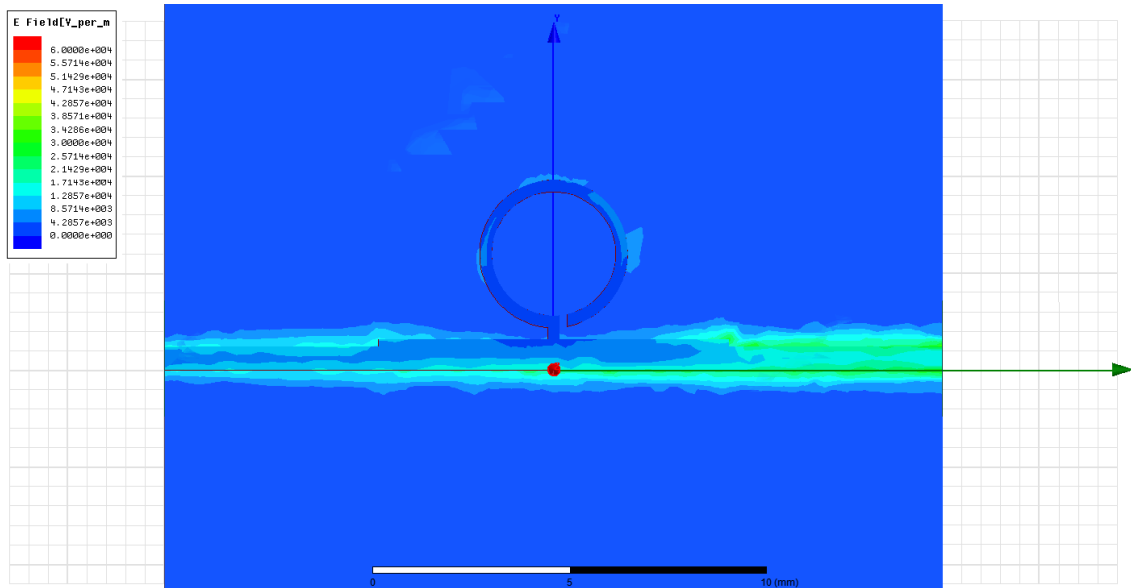


Figura 3.6 Campo eléctrico de la celda ORR en tecnología microstrip a la frecuencia $f=1$ GHz.

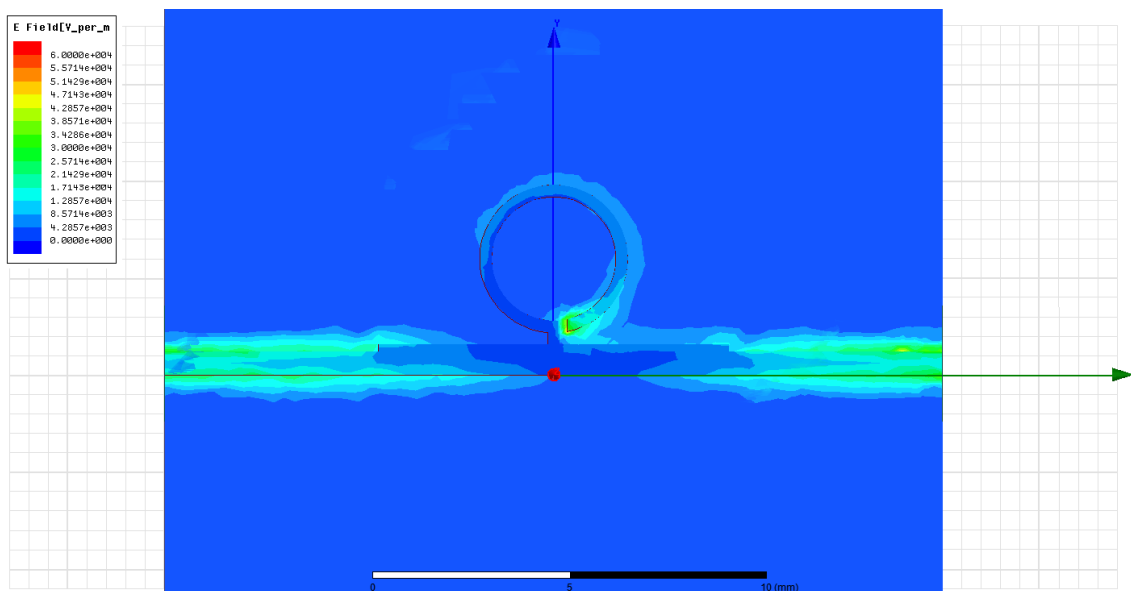


Figura 3.7 Campo eléctrico de la celda ORR en tecnología microstrip a la frecuencia $f=3$ GHz.

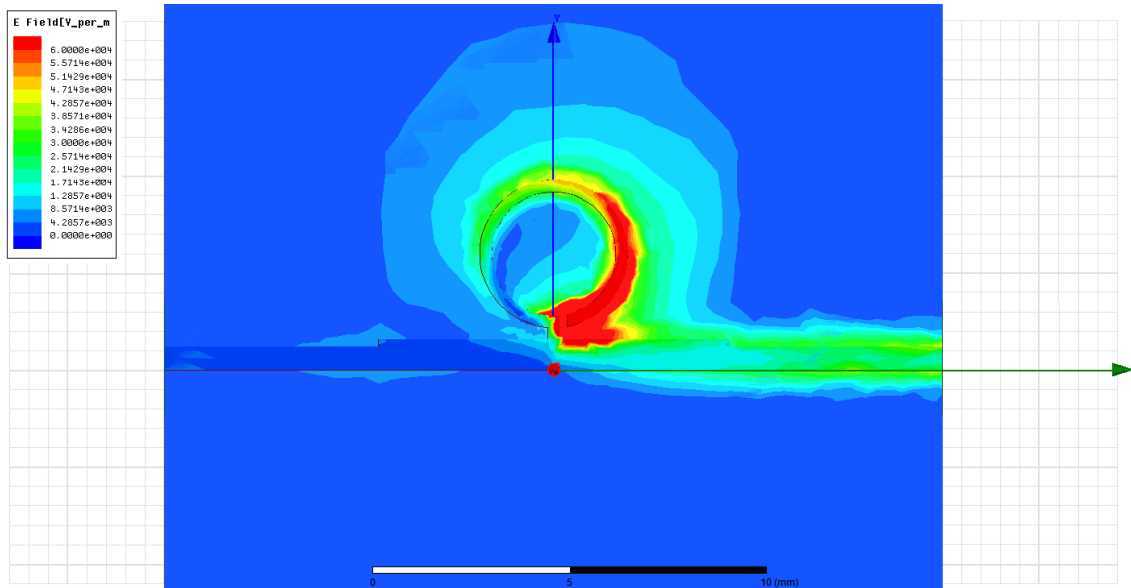


Figura 3.8 Campo eléctrico de la celda ORR en tecnología microstrip a la frecuencia $f=3.7$ GHz.

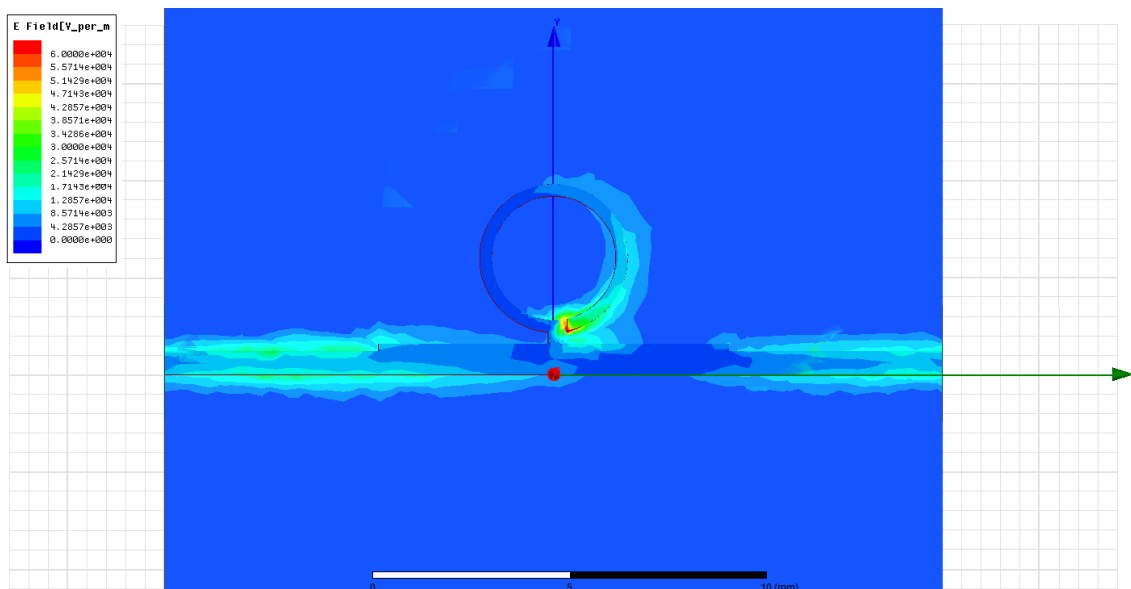


Figura 3.9 Campo eléctrico de la celda ORR en tecnología microstrip a la frecuencia $f=4$ GHz.

Una vez fabricado el filtro, es imposible cambiar su estructura y, por lo tanto, tampoco es posible modificar los valores L_0 y C_0 de los componentes de su circuito equivalente. Sin embargo, si conseguimos introducir un elemento que permita variar la capacidad equivalente como en la figura 3.10, se podrá sintonizar la frecuencia de resonancia. Con este fin, se introdujo un diodo varactor como elemento de sintonía entre la celda ORR y la masa, tal como se muestra en la figura 3.11. Además, se introdujo una red de polarización. Esta nueva celda se denominó VLORR (Varactor Loaded Open Resonator Ring) [21].

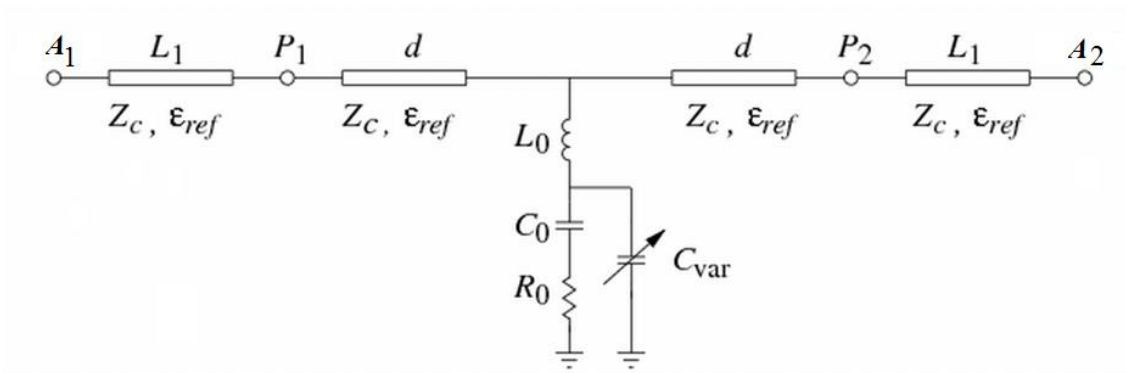


Figura 3.10 Circuito equivalente de una línea microstrip cargada con una celda VLORR.

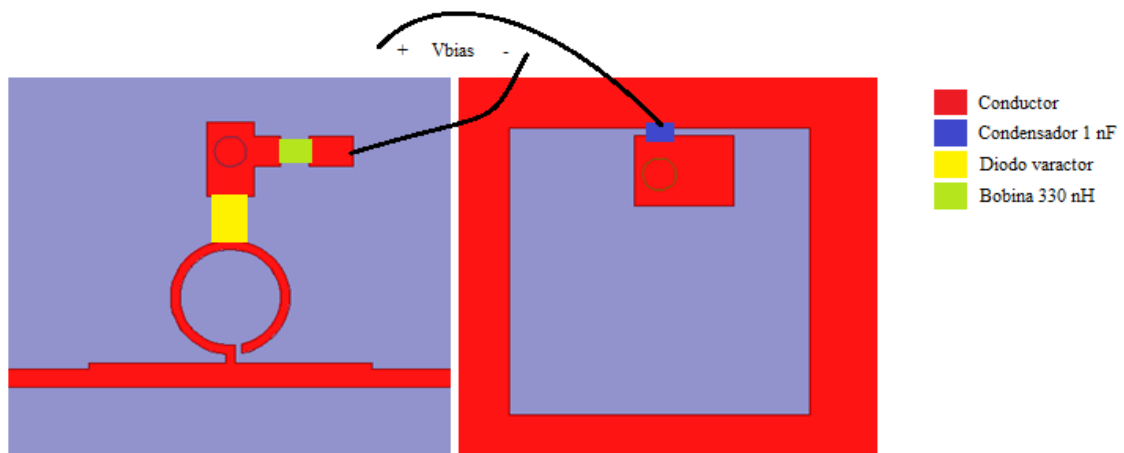


Figura 3.11 Celda ORR en tecnología microstrip junto a los elementos necesarios para introducir los elementos de sintonización y de polarización (vista superior a la izquierda, vista inferior a la derecha).

3.3 Celda ORR en tecnología coplanar

En los apartados 3.3.1, 3.3.2 y 3.3.3, se presentan, respectivamente, la estructura y el circuito equivalente de la celda, el análisis de la celda en función de los parámetros de diseño y el estudio del filtro rechaza banda basado en la celda ORR en tecnología coplanar. En este último apartado, se introduce también en el circuito el diodo varactor como elemento reconfigurable.

3.3.1 Estructura y circuito equivalente de la celda ORR en tecnología coplanar

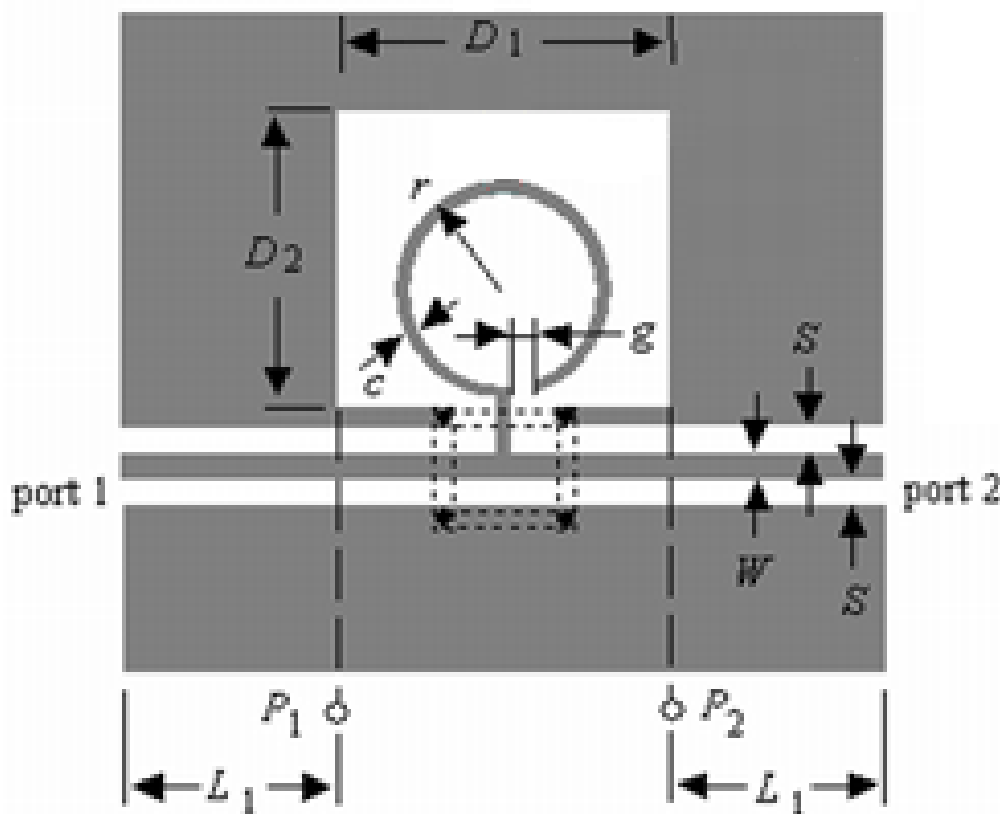


Figura 3.12 Línea coplanar cargada con una celda ORR.

La celda ORR en tecnología coplanar difiere en algunos aspectos con la celda ORR en tecnología microstrip. La primera diferencia se debe a las propias características de la tecnología coplanar, ya que los planos de masa están en la parte superior de la línea. Por

lo tanto, la celda ORR está situada en uno de los dos planos laterales de masa y conectada en un punto común del conductor central de la línea coplanar, como puede verse en la figura 3.12. Los planos laterales están interconectados entre sí mediante unas vías metalizadas (via holes) y unas líneas conductoras situadas en la parte inferior de la línea coplanar. Las dimensiones de la celda ORR son el radio r , la anchura c del conductor, el hueco g , una ventana $D1 \times D2$, mientras que las dimensiones de la línea coplanar son la anchura de la línea principal W y la separación entre el conductor principal y los planos de masa s [22].

El circuito equivalente de la celda ORR en tecnología coplanar es similar a la descrita en el apartado 3.2.1, donde se realiza el análisis del circuito equivalente de la celda ORR en tecnología microstrip. La estructura puede describirse mediante elementos concentrados siempre que su tamaño sea eléctricamente pequeño [23]. La conexión de la celda con la línea coplanar presenta una conexión en paralelo como se muestra en el circuito equivalente de la figura 3.13. La celda ORR consiste en un circuito resonante $R_0L_0C_0$ serie conectado en paralelo entre dos secciones de línea coplanar de longitud $d = D1/2$, impedancia característica Z_c y permitividad efectiva ϵ_{eff} .

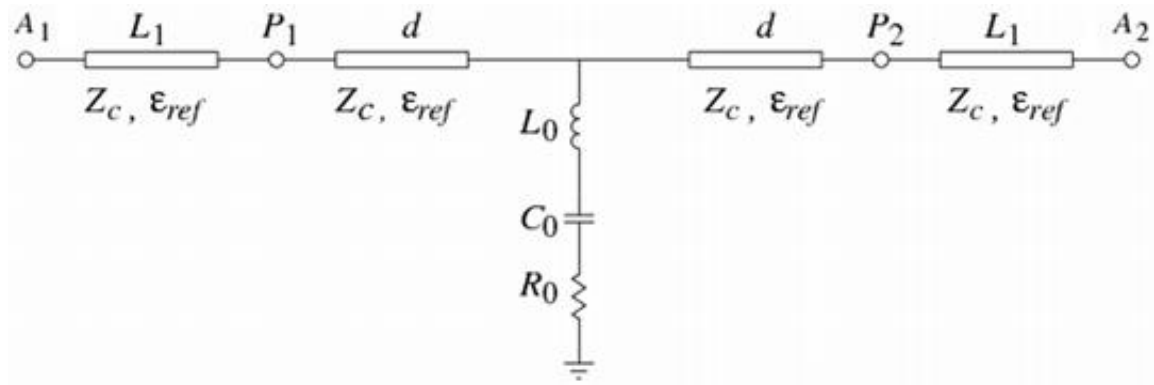
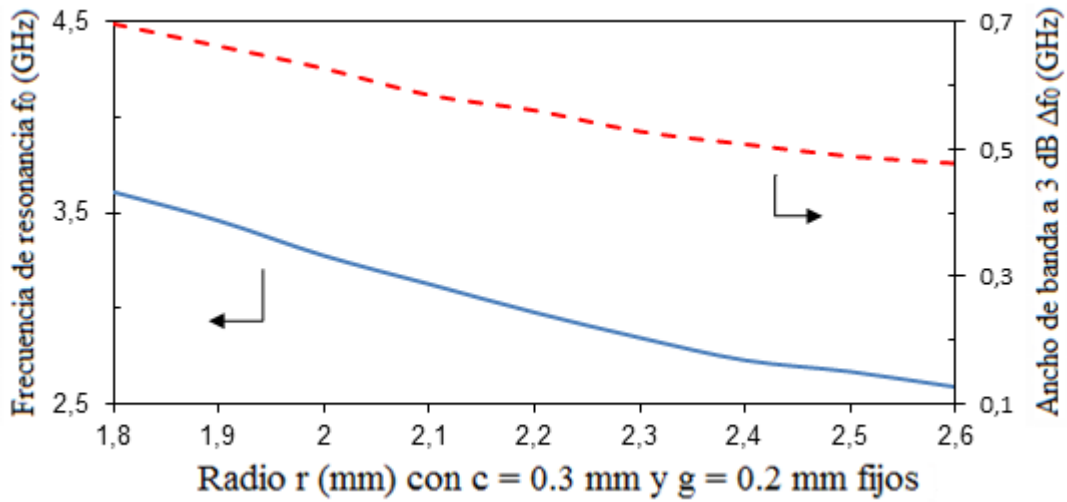


Figura 3.13 Circuito equivalente de una línea coplanar cargada de una celda ORR.

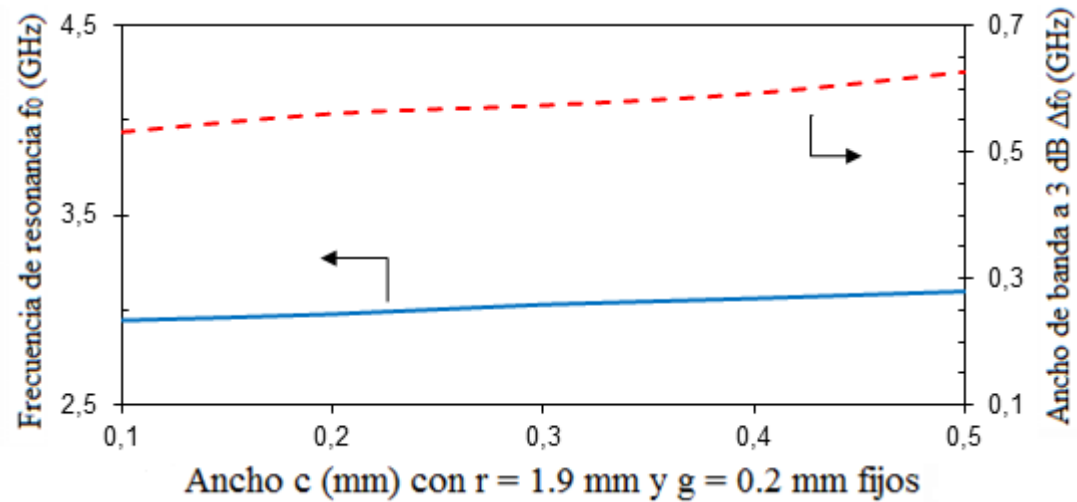
Las dos secciones L_1 de la línea coplanar conectan los puertos de entrada y de salida con la celda ORR. La frecuencia de resonancia f_0 de la celda ORR se obtienen a partir del circuito resonante L_0C_0 . Los valores de L_0 y C_0 se determinan con las ecuaciones (16)-(22) descritas en el apartado 3.2.1.

3.3.2 Análisis de la celda ORR en tecnología coplanar

Para la celda en tecnología coplanar también se realizó un estudio basado en simulaciones electromagnéticas en HFSS para ver la variación existente en la frecuencia de resonancia y el ancho de banda con respecto a los parámetros de diseño del anillo ORR.



(a)



(b)

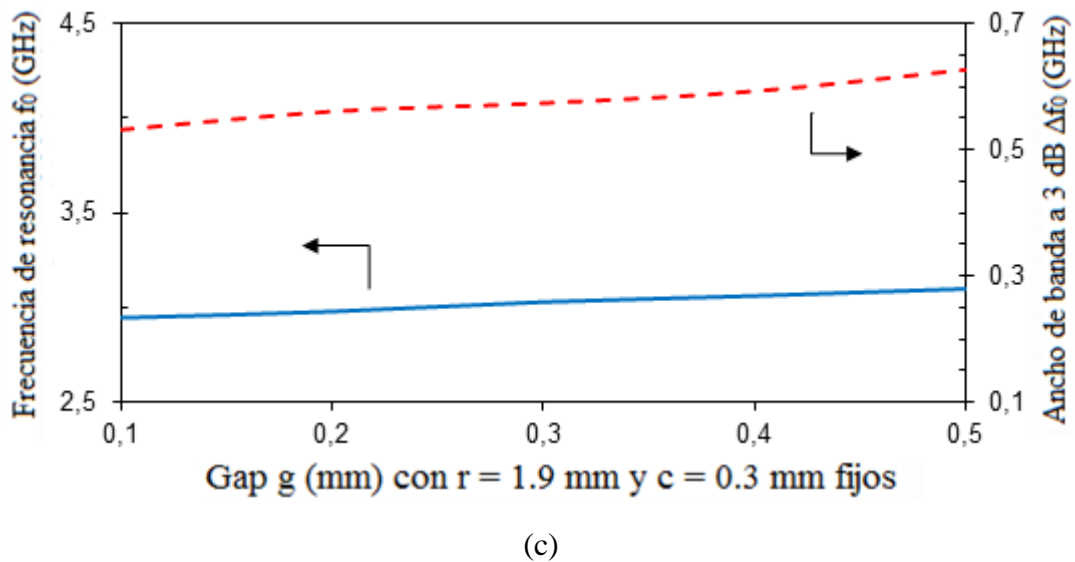


Figura 3.14 Frecuencia de resonancia y ancho de banda a 3 dB para la línea coplanar cargada con un ORR en función de los parámetros de diseño: (a) r , (b) c y (c) g .

En la figura 3.14(a), la frecuencia de resonancia y el ancho de banda a 3 dB descienden conforme se incrementa el valor del radio r del anillo. Esto se debe al incremento de la inductancia L_0 y capacitancia C_0 producido por el aumento del radio r , al igual que pasaba en la línea microstrip cargada con un ORR. En las figuras 3.14(b) y 3.14(c), podemos observar valores casi idénticos, dando a entender que la variación del gap y del ancho del anillo afectan de igual manera a los valores de la frecuencia de resonancia y del ancho de banda a 3 dB. La tendencia que siguen los valores en este caso es positiva conforme aumenta el tamaño del gap o del ancho del anillo. Las dimensiones restantes en estas simulaciones son: $D_1 \times D_2 = 9 \text{ mm} \times 9 \text{ mm}$, $L_I = 5.5 \text{ mm}$, $W = 0.347 \text{ mm}$ y $s = 0.1765 \text{ mm}$. Los efectos de las pérdidas de radiación son similares a los producidos en tecnología microstrip (figura 3.4).

3.3.3 Filtro rechaza banda reconfigurable en tecnología coplanar basado en la celda ORR

El filtro rechaza banda reconfigurable en tecnología coplanar se basa en la resonancia producida por la celda ORR. Esta resonancia puede visualizarse en los parámetros S del circuito representados en la figura 3.15. Las dimensiones de la celda utilizadas para el simulaciones electromagnético de los parámetros S son las siguientes: $r = 1.9$ mm, $c = 0.3$ mm, $g = 0.2$ mm, $D_1 \times D_2 = 9\text{mm} \times 9\text{mm}$, $L_1 = 5.5$ mm, $W = 0.347$ mm y $s = 0.1765$ mm. El diámetro de los vías metalizadas es de 0.5 mm y la anchura de las líneas que realizan las conexiones entre vías es también de 0.5 mm. El substrato tiene una permitividad de $\epsilon_r = 10.2$ ($tg \delta = 0$), un espesor $h = 0.635\text{mm}$ y espesor del conductor (cobre) $t = 17.5 \mu\text{m}$.

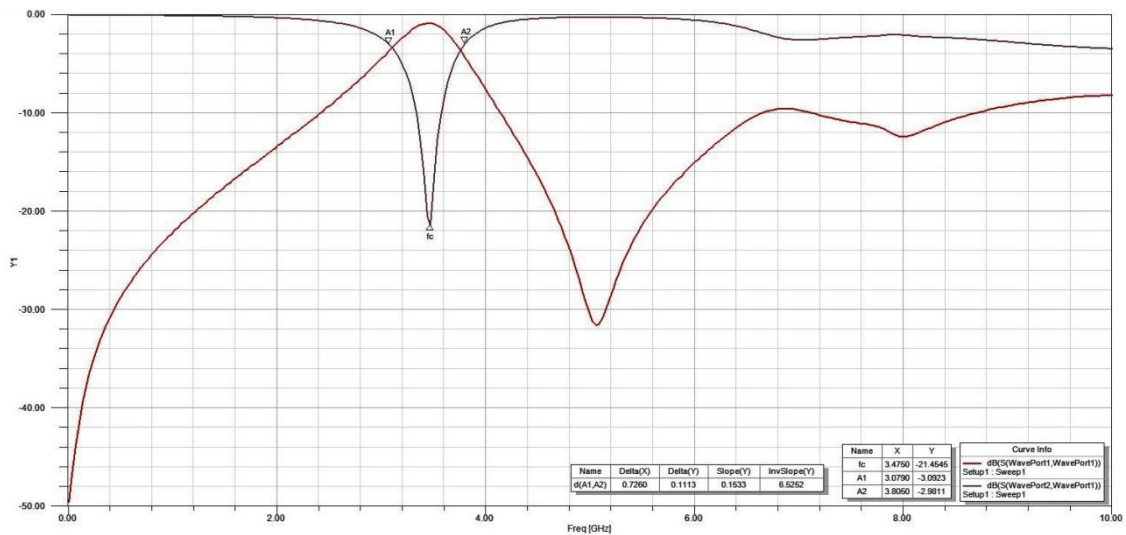


Figura 3.15 Parámetro S_{11} (rojo) y S_{21} (azul) de la celda ORR en tecnología coplanar.

Dimensiones (mm): $r = 1.9$ mm, $c = 0.3$ mm, $g = 0.2$ mm, $D_1 \times D_2 = 9\text{mm} \times 9\text{mm}$, $L_1 = 5.5$ mm, $W = 0.347$ mm y $s = 0.1765$ mm.

Como se puede ver en la figura 3.15, el cero de transmisión se produce a la frecuencia de resonancia de la celda ORR, que en este caso es $f_0 = 3.5$ GHz ($f_0 = 3.47$ GHz), ya que se produce un cortocircuito a tierra y la potencia entrante es reflejada hacia la fuente. A la frecuencia de resonancia, las pérdidas de inserción y el ancho de banda a 3 dB son, respectivamente, de 21 dB y 0.726 GHz. Los valores de los elementos de la celda ORR

son: $L_0 = 5.48$ nH y $C_0 = 0.384$ pF. Se obtuvieron mediante las ecuaciones (21)-(22) y las simulaciones electromagnéticas con HFSS.

Del mismo modo que para la línea microstrip cargada con una celda ORR, si realizamos un estudio del nivel de campo eléctrico a distintas frecuencias, podemos observar, en las figuras 3.16-3.19, como aparece una resonancia en el anillo conforme nos acercamos a la frecuencia de resonancia de la celda (figura 3.18). Con respecto a la línea de transmisión microstrip cargada con una celda ORR, la frecuencia de resonancia con la línea coplanar con las mismas dimensiones de celda ORR varía ligeramente, siendo de 3.47 GHz.

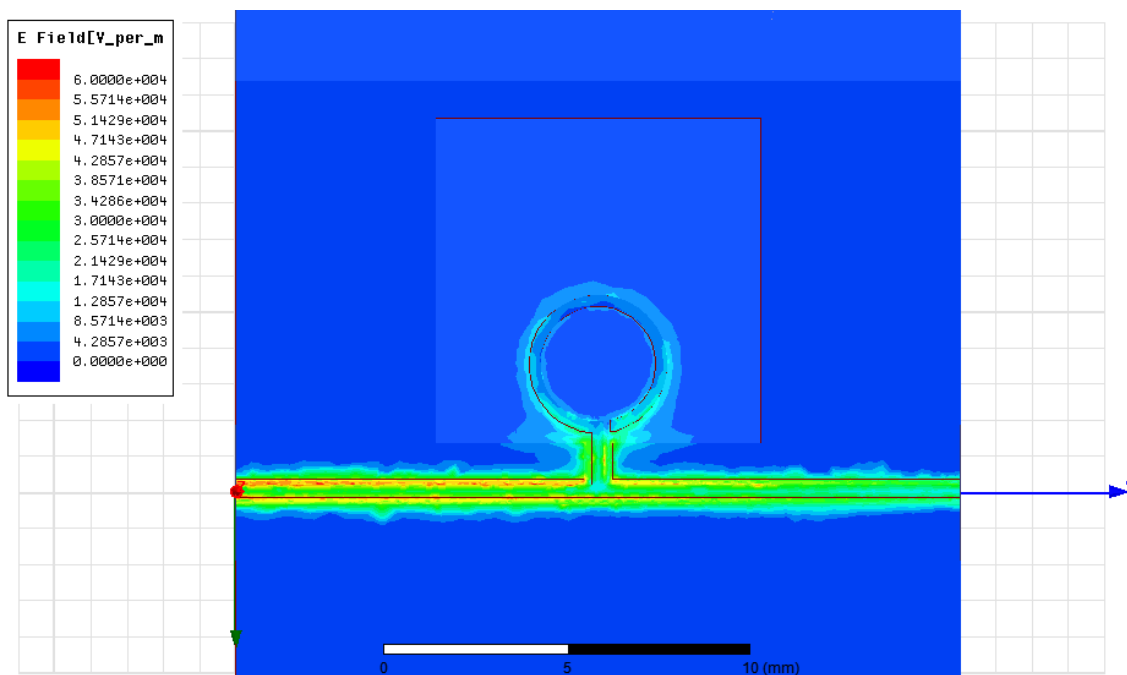


Figura 3.16 Campo eléctrico de la celda ORR en tecnología coplanar a la frecuencia $f=1$ GHz

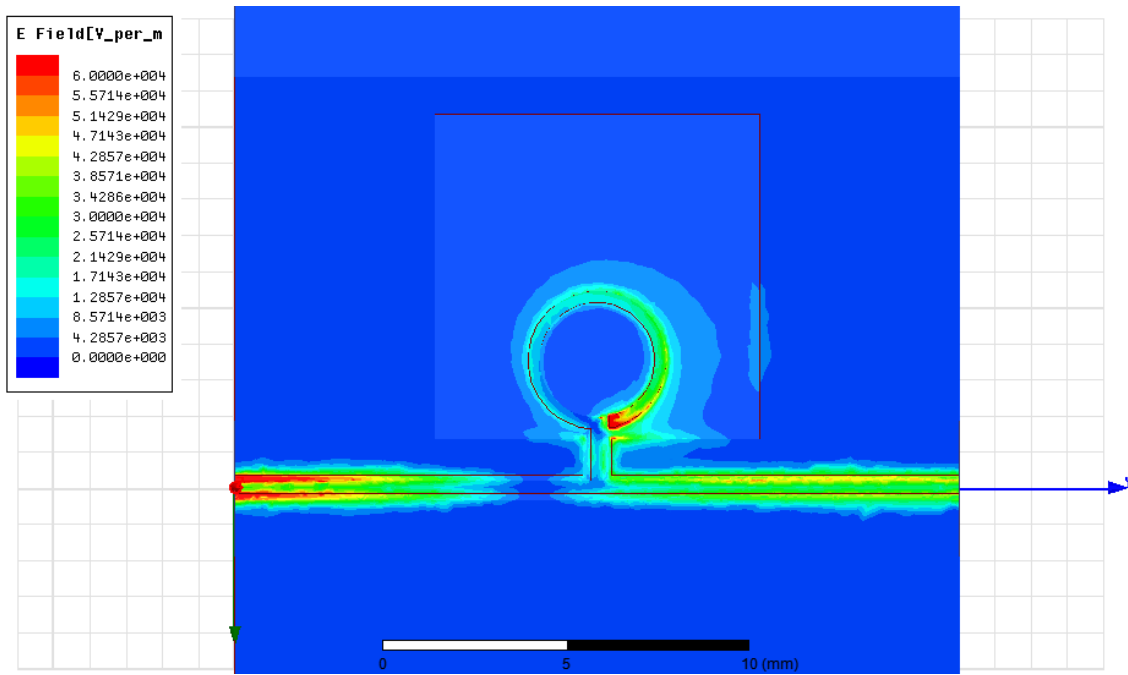


Figura 3.17 Campo eléctrico de la celda ORR en tecnología coplanar a la frecuencia $f=3$ GHz.

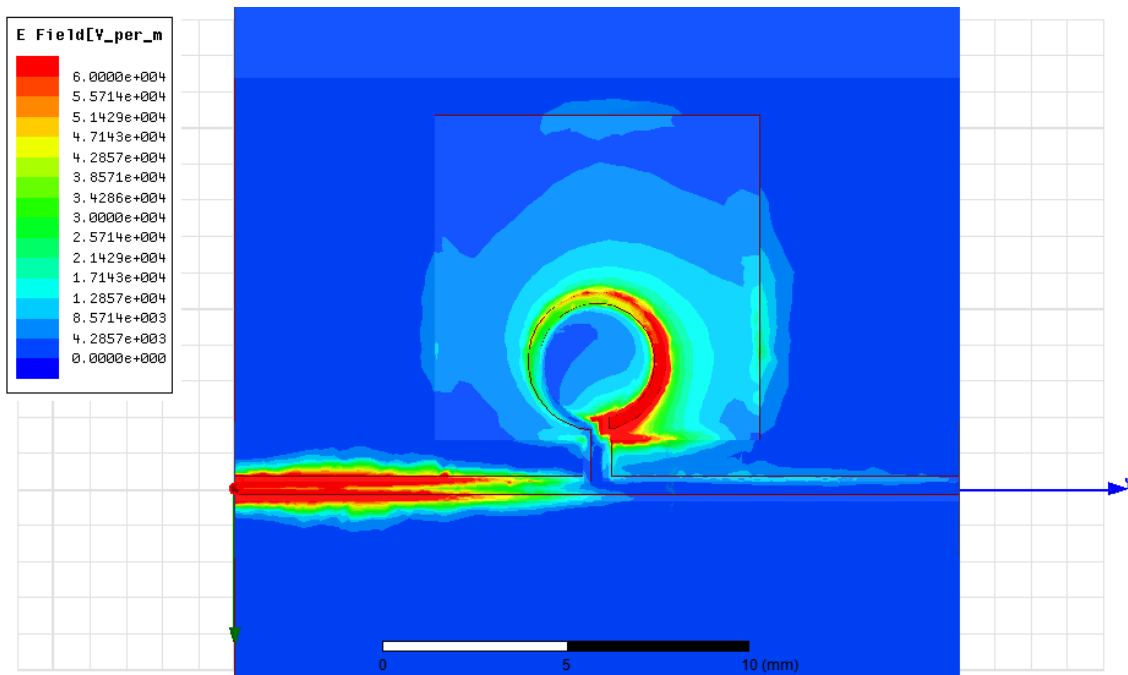


Figura 3.18 Campo eléctrico de la celda ORR en tecnología coplanar a la frecuencia $f=3.5$ GHz

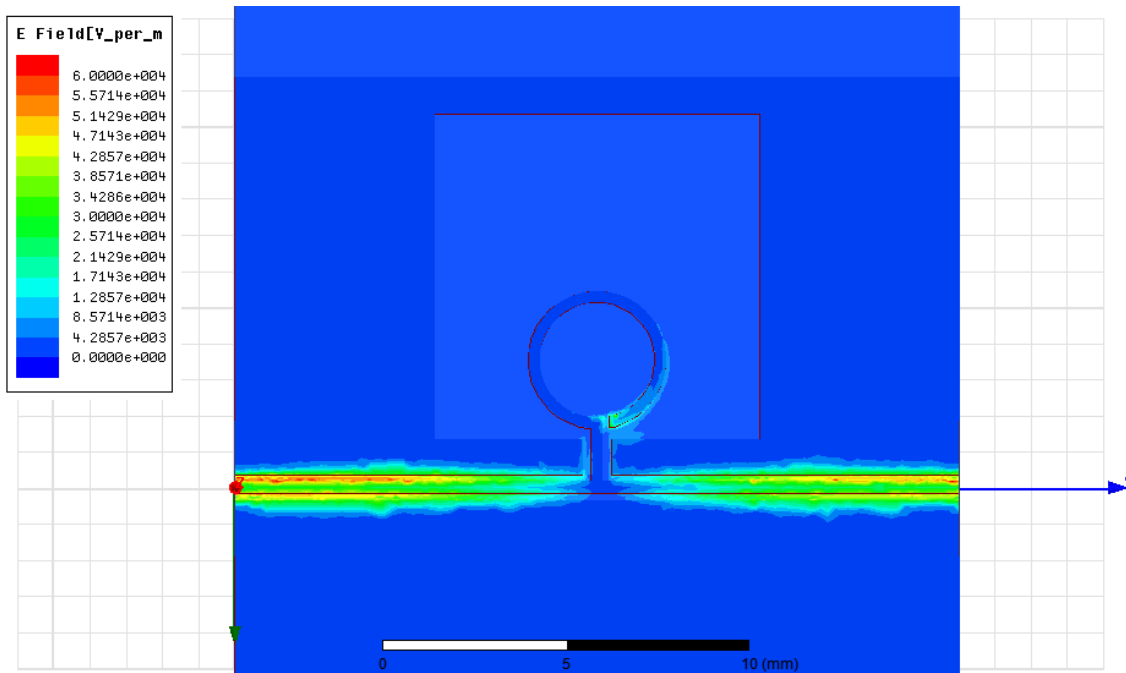


Figura 3.19 Campo eléctrico de la celda ORR en tecnología coplanar a la frecuencia $f=4$ GHz.

Como para la línea microstrip, una vez fabricado el filtro, es imposible cambiar su estructura y, por lo tanto, tampoco se pueden modificar los valores L_0 y C_0 de los componentes de su circuito equivalente. Sin embargo, si conseguimos introducir un elemento que permita variar la capacidad equivalente como en la figura 3.20, se podrá sintonizar la frecuencia de resonancia. Con este fin, se introdujo un diodo varactor como elemento de sintonía entre la celda ORR y la masa, tal como se muestra en la figura 3.21. Además, se introdujo una red de polarización. Esta nueva celda se denominó VLORR (Varactor Loaded Open Resonator Ring) [21].

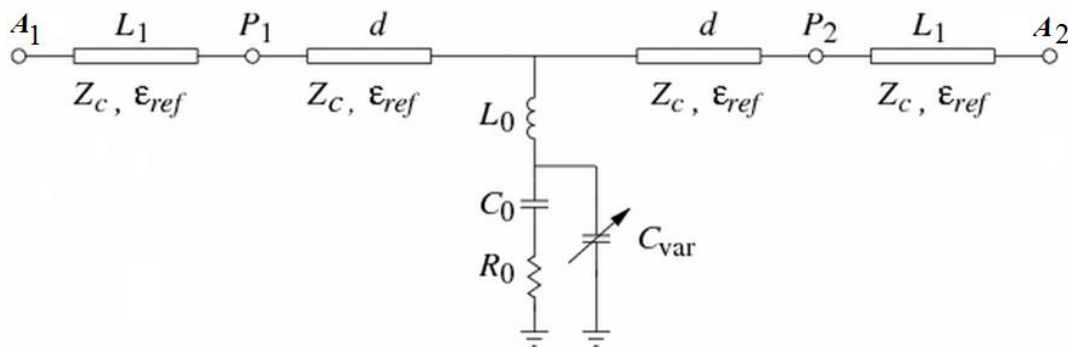


Figura 3.20 Circuito equivalente de una línea coplanar cargada con una celda VLORR.

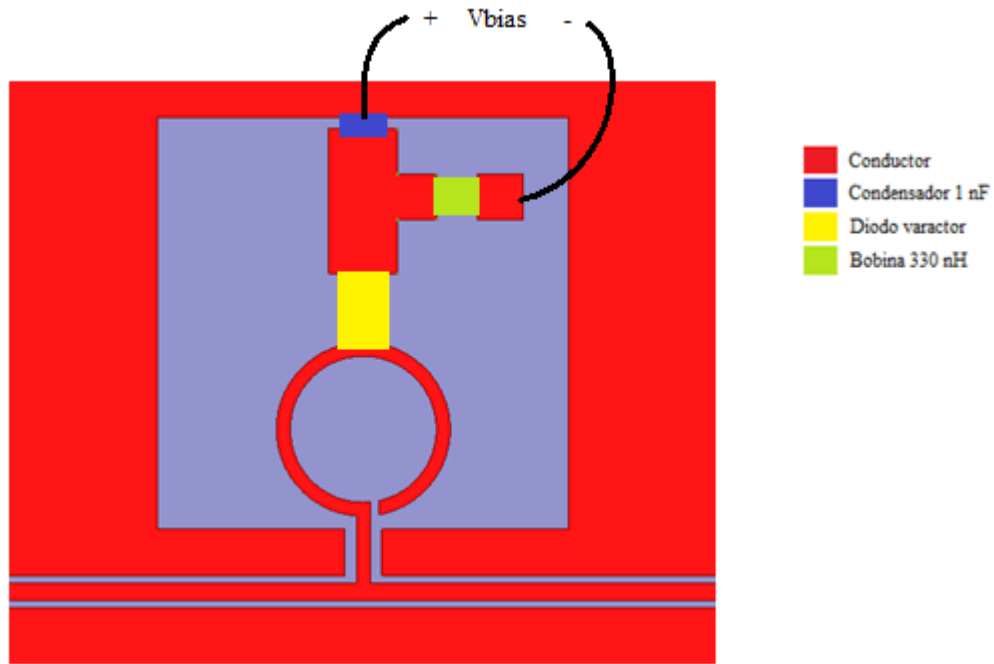


Figura 3.21 Celda ORR en tecnología coplanar junto a los elementos necesarios para introducir los elementos de sintonización y de polarización.

La red de polarización consistirá en una bobina de bloqueo o bobina de Choke de 330nH y un condensador de desacoplo de 1nF, permitiendo la polarización del diodo varactor sin influir de manera significativa en la transmisión de las señales de microondas.

Capítulo 4. Fabricación y medidas de los filtros rechaza banda

4.1 Introducción

La fabricación de los circuitos previamente estudiados en el capítulo 3 se realizó con una microfresadora láser Protolaser S de la marca LPKF (figura 4.1). Para poder realizar el diseño de nuestro circuito con la microfresadora, se hizo uso de los programas CircuitCam y Circuit Master. Gracias a ellos se puede importar el diseño realizado en el programa HFSS donde se realizaron las simulaciones en un formato de archivo entendible por la microfresadora.



Figura 4.1 Microfresadora láser LPKF Protolaser S.

Después de obtener el circuito fabricado en el sustrato RT/duroid 3010, se soldaron los elementos necesarios para la sintonización del filtro y la red de polarización. Para

sintonizar el filtro, se utilizó un diodo varactor hiperabrupto de arseniuro de galio, Aeroflex/Metelics MGV125-08, que presenta un rango de capacidad entre 0.6 pF y 0.07 pF para una polarización inversa desde 2 V hasta 22 V, respectivamente. Para la red de polarización, se emplearon un condensador de desacoplo de 1 nF y una inductancia de bloqueo de 330 nH.

4.2 Fabricación y medida del filtro rechaza banda reconfigurable en tecnología microstrip

En la figura 4.2, se puede observar el circuito del filtro rechaza banda reconfigurable en tecnología microstrip fabricado y, en la figura 4.3, se pueden visualizar los elementos adicionales (diodo varactor, bobina de bloqueo, condensador de desacoplo) soldados en el mismo.

Las dimensiones de la celda ORR y de la línea microstrip son las siguientes: $r = 1.9$ mm, $c = 0.3$ mm, $g = 0.2$ mm, $D_1 \times D_2 = 9\text{mm} \times 9\text{mm}$, $L_1 = 5.5$ mm, $W_1 = 0.594$ mm y $W_2 = 0.794$ m. El diámetro del vía metalizada para la conexión entre los elementos de la capa superior e inferior es de 0.5 mm.

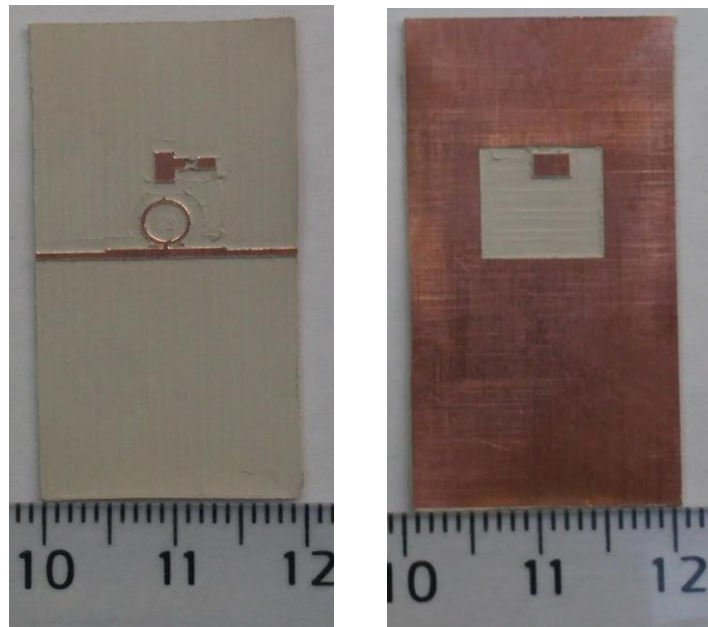


Figura 4.2 Celda ORR en tecnología microstrip junto a los elementos necesarios para introducir los elementos sintonizables. Vista superior (izquierda) y vista inferior (derecha).

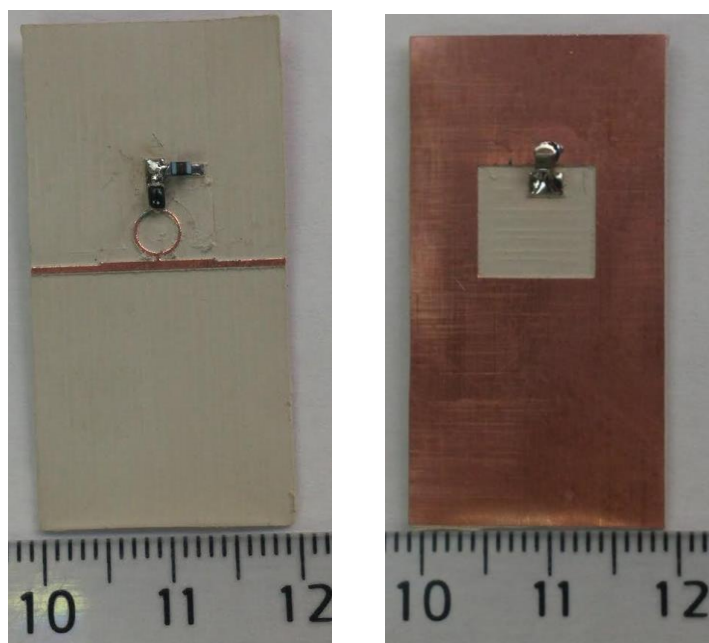


Figura 4.3 Celda ORR en tecnología microstrip junto a los elementos sintonizables, formando la celda VLORR. Vista superior (izquierda) y vista inferior (derecha).

Para poder comprobar y medir los filtros fabricados con la microfresadora, hemos utilizado un analizador de redes vectorial junto con una transición coaxial a microstrip de 50Ω (Anritsu 3680K). La transición coaxial a microstrip permite realizar la conexión del filtro en tecnología microstrip con el analizador de redes con puertos coaxiales. El analizador de redes emite una señal conocida por uno de los puertos conectados al circuito y recibe la señal modificada por el circuito por el otro puerto también conectado, mostrando por pantalla la señal recibida, donde se puede apreciar las modificaciones que introduce el circuito y pudiendo conocer los parámetros que lo caracterizan. En la figura 4.4 puede verse el analizador de redes utilizado, el ZVA 67 de la marca Rohde & Schwarz, junto con la unidad de calibración automática utilizada para conseguir una mayor fiabilidad en las medidas posteriores. Gracias a esto, podemos comprobar como las medidas realizadas con el analizador se asemejan a las medidas conseguidas con el simulador electromagnético. Las figuras 4.5 y 4.6 muestran los parámetros S_{11} y S_{21} en función de la tensión aplicada al diodo varactor para producir la modificación de la capacidad de la celda ORR (figura 3.10).

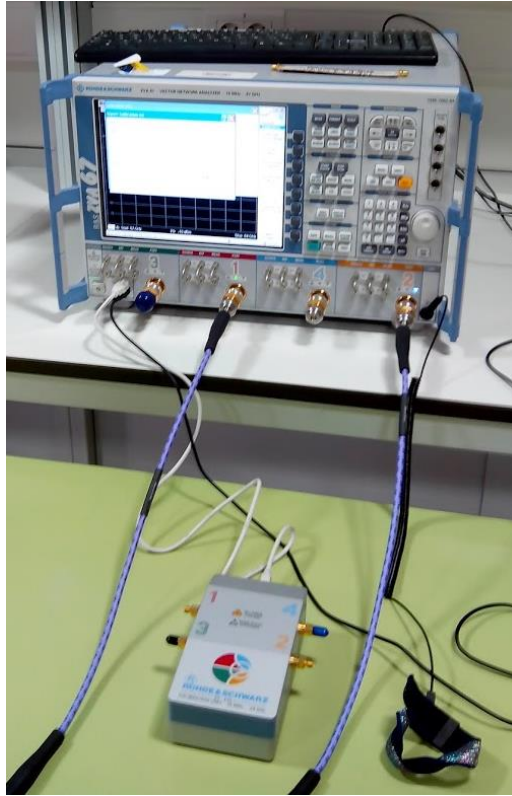


Figura 4.4 Analizador de redes vectorial ZVA 67 y unidad de calibración automática.

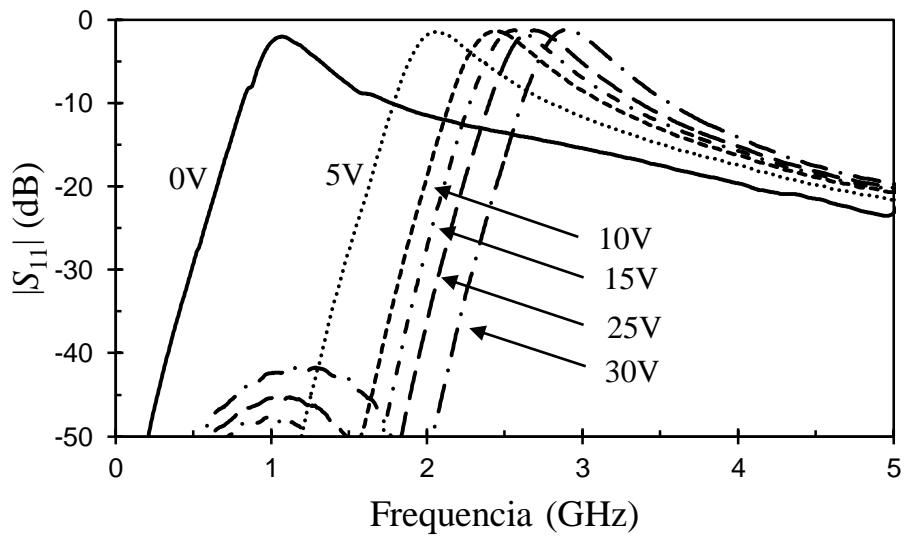


Figura 4.5 Medidas del parámetro S_{11} de la celda VLORR en tecnología microstrip con distintas tensiones aplicadas (de 0 V a 30 V).

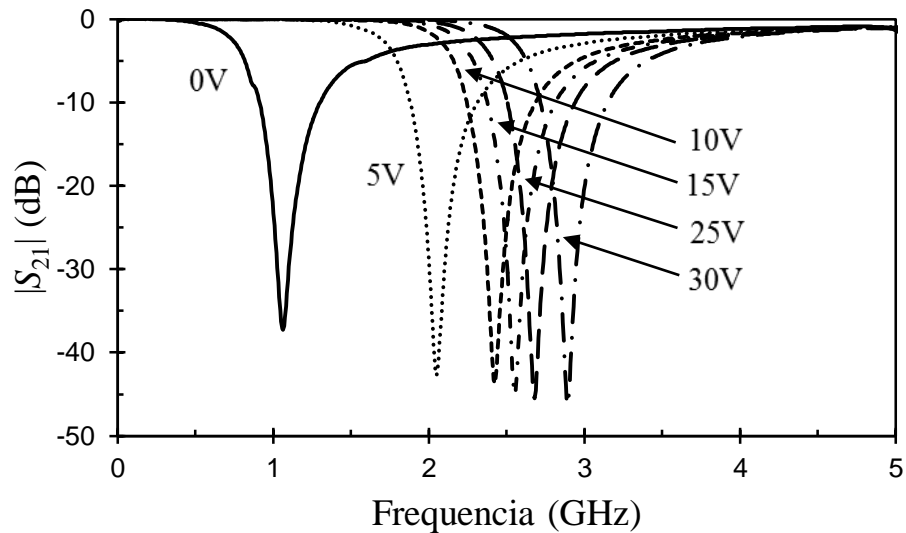


Figura 4.6 Medidas del parámetros S_{21} de la celda VLORR en tecnología microstrip con distintas tensiones aplicadas (de 0 V a 30 V).

Tal como se esperaba y como se puede observar en las figuras 4.5 y 4.6, se ha conseguido sintonizar la frecuencia de resonancia del VLORR. La contribución del varactor a la capacidad de la celda es, respectivamente, grande para voltajes de polarización pequeños y pequeños para polarizaciones elevadas. Conforme la polarización inversa aplicada disminuye en valor absoluto, la capacidad del varactor aumenta y la frecuencia de resonancia se desplaza desde 2.89 GHz hasta 1.06 GHz, debido al incremento de la capacidad total, manteniendo niveles de rechazo por encima de 37 dB. Para la máxima polarización inversa aplicada (30 V), la frecuencia de resonancia ($f_0 = 2.89$ GHz) no alcanza el valor de la estructura sin varactor (3.7 GHz), debido a la mínima contribución de la capacidad del varactor.

El máximo ancho de banda de rechazo a -15 dB es de 0.29 GHz para la frecuencia de resonancia $f_0 = 2.89$ GHz ($V_{bias} = -30$ V). En el otro extremo, para $f_0 = 1.06$ GHz ($V_{bias} = 0$ V), la longitud de onda es de $\lambda = 111$ mm ($\epsilon_{ef} = 6.4$), por lo que la longitud del filtro de banda rechazada ($D_I = 9$ mm) resulta inferior a $\lambda/12$. Esto confirma el pequeño tamaño eléctrico de la celda VLORR propuesta, comparada con un resonador microstrip convencional que requiere de una longitud de $\lambda/2$.

4.3 Fabricación y medida del filtro rechaza banda reconfigurable en tecnología coplanar

La fabricación de la línea coplanar es un poco más difícil, dado que la dimensión entre conductores de la línea es menor que en cualquier otra región de la línea microstrip. Sin embargo, este problema se solventa al utilizar la microfresadora láser, como se puede observar en la figura 4.7, correspondiente a la línea coplanar cargada con la celda VLORR.

Las dimensiones de la celda y de la línea coplanar son las siguientes: $r = 1.9$ mm, $c = 0.3$ mm, $g = 0.2$ mm, $D_1 \times D_2 = 9$ mm x 9mm, $L_1 = 5.5$ mm, $W_1 = 0.594$ mm y $W_2 = 0.794$ m.

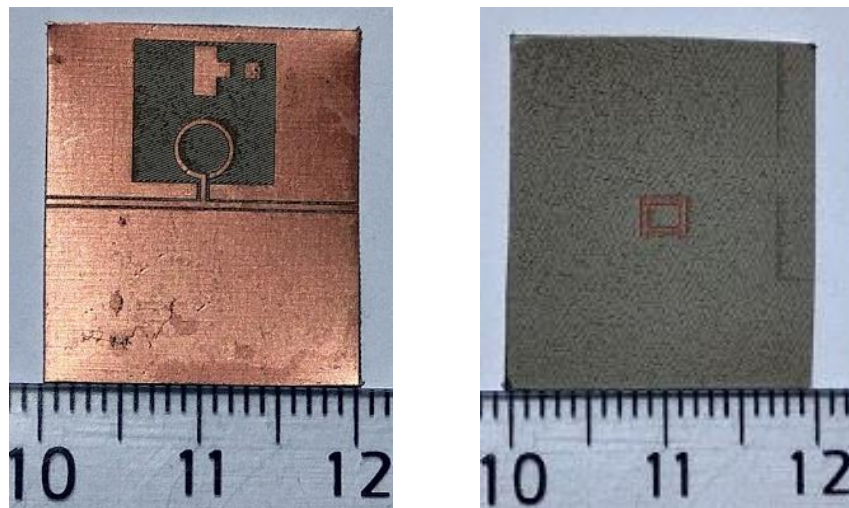


Figura 4.7 Celda ORR en tecnología coplanar junto a los elementos necesarios para introducir los elementos de sintonización y polarización. Vista superior (izquierda) y vista inferior (derecha).

En la figura 4.8, se puede ver la estructura con los vías metalizadas (via holes) ya realizadas y soldadas para interconectar entre sí las masas.

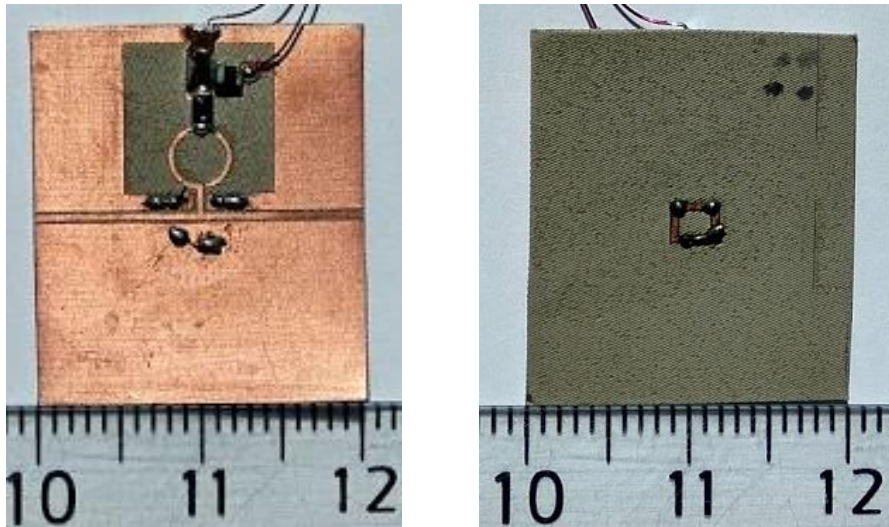


Figura 4.8 Celda ORR en tecnología coplanar junto a los elementos sintonizables, formando la celda VLORR. Vista superior (izquierda) y vista inferior (derecha).

Para realizar la conexión del filtro rechaza banda reconfigurable en tecnología coplanar con el analizador de redes con puertos coaxial, se utilizó una transición coaxial a coplanar de 50Ω (Anritsu 3680K). Esta transición se puede ver con más detalle en la figura 4.9, quedando la conexión final con el analizador como en la figura 4.10. La fuente de tensión variable sirve para realizar la sintonización del diodo varactor.

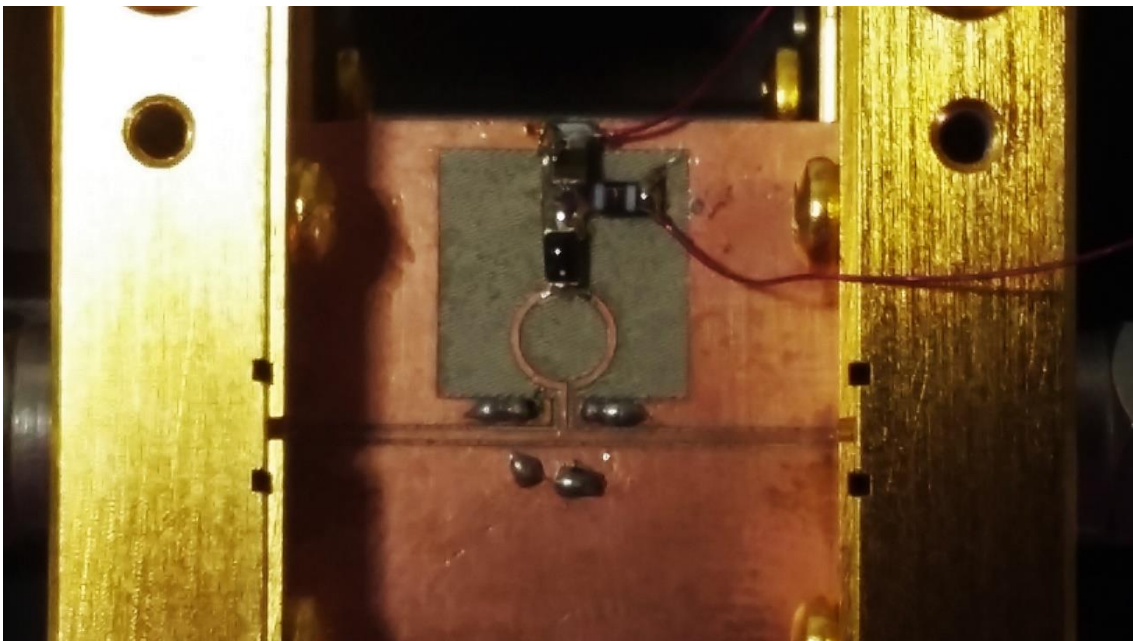


Figura 4.9 Celda VLORR en tecnología coplanar conectada a la transición coaxial coplanar Anritsu 3680K.

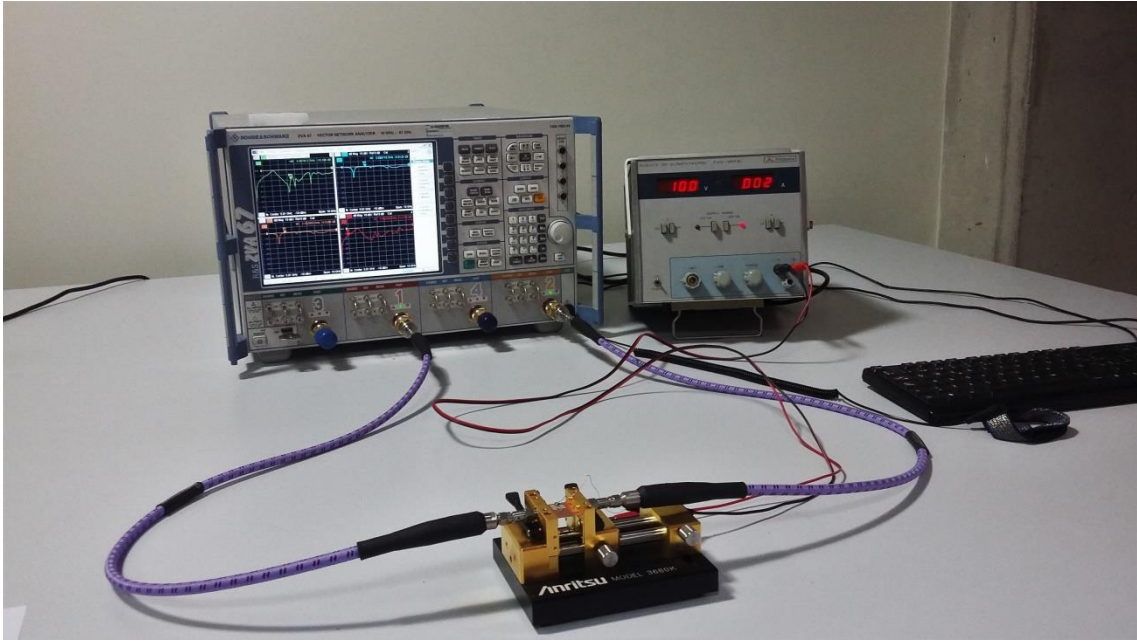


Figura 4.10 Montaje final para las medidas: analizador de redes (izquierda), fuente de alimentación variable (derecha) y circuito con transición coaxial a coplanar (abajo).

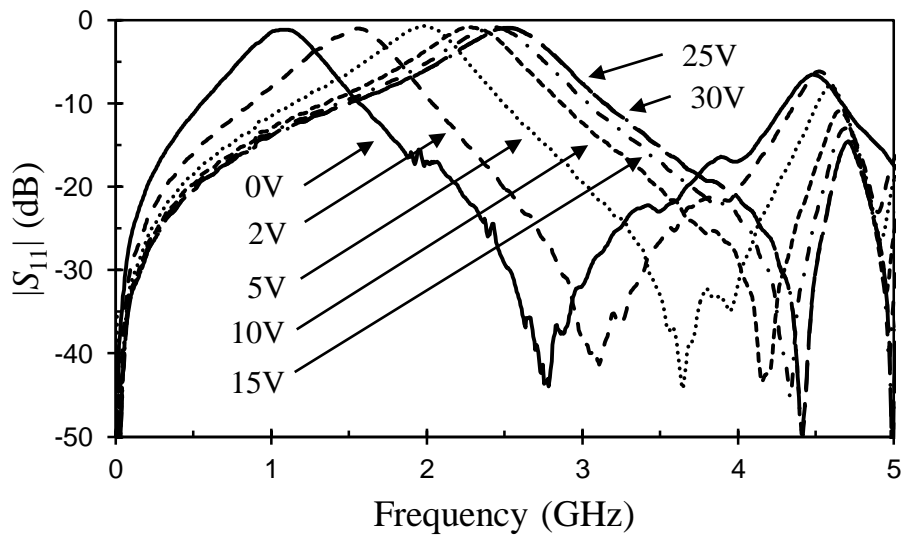


Figura 4.11 Medidas del parámetro S_{11} de la celda VLORR en tecnología coplanar con distintas tensiones aplicadas (de 0 V a 30 V).

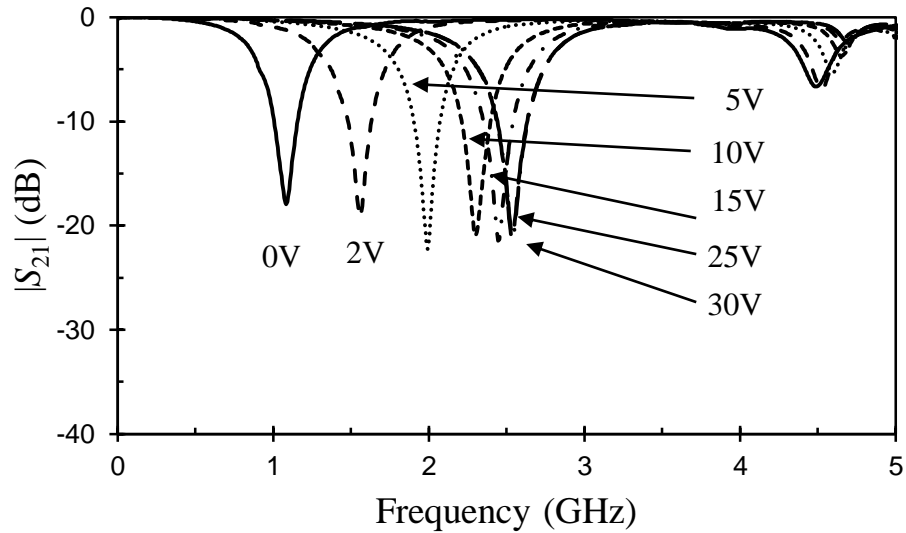


Figura 4.12 Medidas del parámetros S_{21} de la celda VLORR en tecnología coplanar con distintas tensiones aplicadas (de 0 V a 30 V).

De manera similar a la línea microstrip cargada con la celda VLORR, podemos observar, en las figuras 4.11 y 4.12, como la frecuencia de resonancia varía entre 2.53 GHz y 1.06 GHz con un nivel de rechazo por encima de los 18 dB, debido al incremento de la capacidad de la celda VLORR. También se puede comprobar que el ancho de banda a 10 dB se mantiene constante, independientemente del valor de tensión aplicado en el diodo varactor, como con la línea microstrip cargada con la celda VLORR, aunque su valor en este circuito es: $\Delta f_{0(10\text{dB})} = 0.24$ GHz. Para $f_0 = 1.06$ GHz ($V_{bias} = 0$ V), la longitud de onda es de $\lambda = 119$ mm ($\epsilon_{ef} = 5.6$), por lo que la longitud del filtro de banda rechazada ($D_I = 9$ mm) sigue siendo inferior a $\lambda/13$. Esto confirma el pequeño tamaño eléctrico de la celda VLORR propuesta, tanto en tecnología microstrip como con tecnología coplanar, comparada con un resonador microstrip convencional que requiere de una longitud de $\lambda/2$.

Capítulo 5. Conclusiones y líneas futuras

En este proyecto se ha desarrollado e implementado dos filtros a frecuencias de microondas de tipo rechazo banda basados en tecnología planar (microstrip y coplanar) y una estructura metamaterial. La estructura metamaterial de estos filtros es un medio de Veselago, realizado mediante un resonador de anillo denominado ORR (Open Ring Resonator). Además, se ha añadido un diodo varactor como elemento de sintonía entre la celda ORR y la masa con el fin de conseguir filtros sintonizables de tipo rechazo banda en tecnologías microstrip y coplanar.

Los resultados han mostrado respuestas en frecuencia con altas prestaciones, consiguiendo un rango de sintonía superior a 138 % y un nivel de rechazo superior a 18 dB para ambas tecnologías microstrip y coplanar. También, se ha podido comprobar que en el rango de sintonía el ancho de banda a 10 dB es constante: 0.4 GHz en tecnología microstrip y la mitad en tecnología coplanar. Con respecto a filtros resonadores tradicionales microstrip y coplanar con una longitud de $\lambda/2$, las estructuras de los filtros propuestas pueden llegar a ser inferiores a $\lambda/12$.

Las futuras líneas de trabajo estarán encaminadas en los filtros propuestos de las cuales destacamos las siguientes:

- La introducción de uno o más anillos adicionales, añadiendo de ésta manera más frecuencias de resonancia al filtro. También se añadiría diodos varactores a cada uno de los anillos, lo que permitiría la variación de las frecuencias de resonancias.
- La introducción de un anillo en la parte inferior de la celda ORR, de manera que mejore el retorno a masa. Este tipo de tecnología se denominaría biplanar.

Estas futuras líneas permitirán reducir mucho más aún el tamaño de los filtros, ya que estas soluciones no implica añadir circuitos en cascada para introducir nuevas frecuencias de resonancias, tal y como pasa con los filtros tradicionales de tipo rechaza banda $\lambda/2$.

Bibliografía

- [1] Jia-Shenghong y M. J. Lancaster, “Microstrip Filters for RF/Microwave Applications”, John Wiley & Sons, pp. 1-3; 77-84, Inc., 2001.
- [2] Alejandro Díaz Morcillo y Juan Monzó Cabrera, “Líneas de Transmisión, Guías de Onda y Cavidades Resonantes”, Universidad Politécnica de Cartagena, pp. 1-6, 2007.
- [3] Rainee N. Simons, “Coplanar Waveguide Circuits, Components and Systems”, John Wiley & Sons. pp.1-3, Inc, 2001.
- [4] David M. Pozar, “Microwave Engineering”, John Wiley & Sons, Inc, pp. 422-497, 1998.
- [5] James Clerk Maxwell , “A Treatise on Electricity and Magnetism” , Clarendon Press, 1873.
- [6] Oliver Heaviside, “Electromagnetic waves, the propagation of potential, and the electromagnetic effects of a moving charge”, The Electrician, 1888.
- [7] Guglielmo Marconi, “Wireless Telegraphic Communication”, Nobel Lectures, Physics, 1909.
- [8] Winston E. Kock, “Metallic Delay Lenses”, The Bell System Technical Journal, 1948.
- [9] Victor Georgievich Veselago, “The Electrodynamics Of Substances With Simultaneously Negative Values Of ϵ And μ “, P.N. Lebedev Physics Institute, 1964.
- [10] Victor Veselago, Leonid Braginsky, Valery Shklover y Christian Hafner, “Negative Refractive Index Materials”, Journal of Computational and Theoretical Nanoscience, 2006.
- [11] D. R. Smith, Willie J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, y S. Schultz. “Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity”, Physical Review Letters, Volume 84, Number 18, 2000.
- [12] Nader Engheta, Richard W Ziolkowski, “Metamaterials: Physics y Engineering Explorations”, John Wiley & Sons, pp. 1-37, 2006.
- [13] Juan de Dios Ruiz Martínez, “Análisis y diseño de filtros compactos de microondas basados en cristales electromagnéticos y resonadores metamateriales”, Tesis de la Universidad Politécnica de Cartagena, 2015.

- [14] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, and W.J. Stewart, "Low frequency plasmons in thin-wire structures," *Journal of Phy. Condens. Matter*, vol. 10, no.22, 1998.
- [15] R.A. Shelby, D.R. Smith, and S. Schultz, "Experimental Verification of a Negative Index of Refraction," *SCIENCE*, vol. 292, no. 5514, 2001.
- [16] J. D. Ruiz, J. Hinojosa, y A. Alvarez-Melcon, "Microstrip notch filters based on open interconnected split ring resonators (OISRRs)," *Appl. Phys. A*, vol. 112, no.2, pp. 263-267, August 2013.
- [17] Jesús Martel, Ricardo Marqués, Francisco Falcone, Juan D. Baena, Francisco Medina, Ferran Martín y Mario Sorolla, "A New LC Series Element for Compact Bandpass Filter Design", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2004.
- [18] V. Delgado, O. Sydoruk, E. Tatartschuk, R. Marqués, M.J. Freire, y L. Jelinek, "Analytical circuit model for split ring resonators in the far infrared and optical frequency range", *ScienceDirect Elsevier*, 2009.
- [19] Juan de Dios Ruiz Martinez y Juan Hinojosa, "Double-sided open split ring resonator for compact microstrip band-pass filter design", *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2012.
- [20] E. Hammerstad, y R. H. Jansen, "Accurate model for microstrip computer-aided design," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, pp. 407-409, 1980.
- [21] Félix L. Martínez-Viviente, Adrián Saura Ródenas, Alejandro Alvarez-Melcon y Juan Hinojosa, "Filtro de banda eliminada reconfigurable electrónicamente en tecnología microtira basado en un resonador de anillo abierto", *XXXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio URSI*, 2016.
- [22] Juan de Dios Ruiz Martinez y Juan Hinojosa, "Shunt series LC circuit for compact coplanar waveguide notch filter design", *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2014.
- [23] Vélez, F. Aznar, M. Durán-Sindreu, J. Bonache, y F. Martín, "Stop-band and band-pass filters in coplanar waveguide technology implemented by means of electrically small metamaterial-inspired open resonators," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 4, no. 6, pp. 712-716, 2010.