



Escola Tècnica Superior d'Enginyeria

Departament d'Enginyeria Electrònica

Filtros de microondas basados en metamateriales y en resonadores concentrados

Tesis doctoral realizada por
Jordi Bonache Albacete

Bajo la dirección del
Dr. Ferran Martín Antolín

Bellaterra, diciembre de 2006



Escola Tècnica Superior d'Enginyeria

Departament d'Enginyeria Electrònica

Filtros de microondas basados en metamateriales y en resonadores concentrados

Memoria presentada por
Jordi Bonache Albacete
Para optar al grado de
Doctor en Ingeniería Electrónica



Universitat Autònoma de Barcelona

Departament d'Enginyeria Electrònica

Ferran Martín Antolín, profesor titular en el Departament d'Enginyeria Electrònica de la Universitat Autònoma de Barcelona,

CERTIFICA

que la memoria titulada "**Filtros de microondas basados en metamateriales y en resonadores concentrados**", presentada por Jordi Bonache Albacete para optar al grado de Doctor en Ingeniería Electrónica, ha sido realizada bajo su supervisión.

Bellaterra, Septiembre de 2006

Dr. Ferran Martín Antolín

Agradecimientos

Este documento refleja no sólo mi trabajo si no el de muchas otras personas, compañeros y amigos, sin los cuales la realización de esta tesis hubiera resultado imposible.

En primer lugar quiero mostrar mi más sincero agradecimiento a mi director, el Dr. Ferran Martín, el cual me introdujo en el campo de investigación en el que se ha centrado mi trabajo y ha sabido guiarme y motivarme a lo largo de todos estos años hasta el cumplimiento de los objetivos de esta tesis. Quiero agradecer también a mis compañeros del Grupo de Ingeniería de Microondas y Milimétricas Aplicado (GEMMA) del Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad Autónoma de Barcelona, Nacho Gil, Joan García, Marta Gil y Francisco Aznar su ayuda y sus innumerables y enriquecedoras discusiones científicas que tanto me han aportado. He de agradecer también al resto de miembros del Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad Autónoma de Barcelona el compañerismo y amistad demostrados constantemente en el día a día, y en especial a mis compañeros Lidia Aguilera, Raul Fernandez y Jordi Teva con los que he compartido innumerables buenos momentos.

He disfrutado también de la ayuda aportada por mis compañeros de la Universidad de Sevilla, Ricardo Marqués, Jesús Martel y Manuel Freire, así como de los compañeros de la Universidad Pública de Navarra, Mario Sorolla, Francisco Falcone, Txema Lopetegi, Miguel A. Laso, Miguel Beruete, Eduardo Jarauta, María Flores y Antonio Marcotegui con los cuales se han obtenido gran parte de los resultados de esta tesis, y cuya presencia supone siempre un continuo aprendizaje. He de agradecer también el apoyo recibido por la empresa CONATEL, el cual ha hecho posible la realización de gran parte de los proyectos en los que se ha enmarcado esta tesis.

Ha sido también muy importante el apoyo recibido por el “Consejo Social” de la Universidad Politécnica de Catalunya y Gas Natural SDG, S.A. al otorgar la quinta edición del premio “Duran Farell” de investigación tecnológica al Grupo de Ingeniería de Microondas y Milimétricas Aplicado al que pertenezco, como reconocimiento al trabajo realizado durante estos años y que en cierta medida aparece reflejado en esta tesis.

Por último he de agradecer el apoyo recibido por mis padres y hermanos en todo momento, así como el de mis amigos. Y sobre todo he de agradecer a Pilar por su ayuda, comprensión y paciencia.

A todos ellos gracias.

Índice

1. Presentación y objetivos	1
2. Introducción a los metamateriales	5
2.1. Estructuras periódicas. Cristales electromagnéticos	6
2.2. Medios efectivos y medios zurdos (<i>Left Handed Metamaterials-LHM</i>)	7
2.3. Síntesis de medios efectivos tridimensionales	12
2.3.1. Introducción a los resonadores de anillos abiertos (<i>Split Rings Resonators-SRRs</i>)	13
2.3.2. Medios de permeabilidad efectiva negativa (MNG)	14
2.3.3. Medios de permitividad efectiva negativa (ENG)	15
2.3.4. Medios zurdos (LHM)	17
2.4. Medios zurdos en tecnología planar y aplicaciones. La línea de transmisión dual	20
2.5. Líneas de transmisión ENG, MNG y LHM basadas en SRRs	23
2.5.1. Líneas de transmisión basadas en celdas SRRs	24
2.5.2. Líneas de transmisión basadas en resonadores de anillos abiertos complementarios (CSRRs)	27
2.6. Aplicación de los metamateriales a la optimización de circuitos de microondas	29
2.6.1. Eliminación de bandas espurias en filtros de microondas mediante el uso de cristales electromagnéticos	29
2.6.2. Eliminación de bandas espurias en filtros de microondas mediante la utilización de SRRs y CSRRs	30
3. Implementación de filtros y diplexores de microondas utilizando alternancia de celdas zurdas/diestras (LHM/RHM)	33
3.1. Implementación de celdas RHM en tecnología planar basadas en SRRs y CSRRs	34
3.2. Filtros de banda estrecha en tecnologías microstrip y coplanar	37
3.3. Aplicación al diseño de diplexores	41
4. Metodología de diseño de filtros pasa banda basada en metamateriales	43
4.1. Filtro pasa banda generalizado	44
4.1.1. Respuesta prototipo pasa bajos normalizada	44
4.1.2. Transformaciones frecuenciales y de elementos en el caso de filtros pasa banda	45
4.1.3. Inversores de inmitancias	47
4.1.4. Filtros utilizando inversores de inmitancias	48
4.2. La celda base y ecuaciones de diseño	52
4.3. Aplicaciones al diseño, optimización y compactación de filtros de microondas	56
4.3.1. Filtros estándar miniaturizados con eliminación de bandas espurias	56
4.3.2. Filtros de banda ancha	58
4.3.3. Filtros para aplicaciones de banda ultra ancha (UWBPFs)	60
5. Síntesis de filtros basados en resonadores semi-discretos	63
5.1. Resonadores semi-discretos	64
5.2. Aplicaciones	67
6. Conclusiones y líneas futuras	70
Anexo A	77
Referencias	81
Relación de artículos	90

Publicaciones del autor	142
Publicaciones en revistas	142
Publicaciones en congresos internacionales	145
Publicaciones en congresos nacionales	150
Patentes	152

1. Presentación y objetivos.

Recientemente se ha abierto un nuevo campo de investigación en el área del electromagnetismo aplicado y de la ingeniería de microondas basado en el control de las propiedades electromagnéticas de ciertas estructuras periódicas artificiales conocidas como **metamateriales**. Dentro del concepto de metamaterial se engloban tanto estructuras periódicas con periodicidad comparable a la longitud de onda de la señal (**crisales electromagnéticos**), como estructuras cuyas celdas tienen un tamaño mucho menor que la longitud de onda (**medio efectivo**). En este último caso, el medio artificial constituido por dicho conjunto de celdas es percibido como continuo por la radiación que se propaga a través de él. Mediante el concepto de medio efectivo es posible sintetizar **materiales con características electromagnéticas inexistentes en la naturaleza**, ya que las propiedades del medio en su conjunto difieren de las de los materiales que forman cada una de las celdas. Algunos de estos medios efectivos están constituidos por elementos resonantes, con la particularidad de que dicha resonancia se produce por un fenómeno **cuasi-estático**, en lugar de por un efecto de interferencia, siendo posible la implementación de cada una de estas **celdas con dimensiones muy reducidas** en términos de longitud de onda. El **objetivo principal** de estas tesis será la **aplicación de las características de resonancia cuasi-estática de los metamateriales, así como la posibilidad de controlar la velocidad de fase e impedancia característica, para el diseño de filtros planares de microondas de reducidas dimensiones**, intentando conseguir **prestaciones** similares o incluso **superiores** a las que nos proporcionan los **diseños convencionales** basados en resonadores distribuidos. Para la implementación de éstos últimos son necesarias estructuras con un tamaño típico de varias longitudes de onda. Además los filtros basados en elementos distribuidos presentan bandas de frecuencia espurias a los armónicos de la frecuencia central. Otra limitación de los filtros planares de microondas consiste en la dificultad para obtener respuestas de gran ancho de banda. Así pues, **la miniaturización, y la mejora de las limitaciones** que acabamos de comentar constituirán el **principal objetivo** de trabajo. También se estudiarán las aplicaciones de ciertos resonadores semi-discretos con el objetivo de sintetizar filtros de banda ancha con niveles de rechazo mejorados debido a la posibilidad que ofrecen dichos resonadores de suprimir bandas espurias indeseadas.

Esta tesis se ha redactado siguiendo el formato de “*Compendio de Artículos*”, por lo que para muchos de los resultados se hará referencia a los artículos correspondientes, los cuales se encuentran agrupados al final del documento. No obstante, al principio de cada capítulo se expondrán los puntos en común que son aplicables a todos los artículos englobados en un mismo capítulo, mientras que para los casos concretos se hará referencia al artículo determinado. Seguidamente se detallan cuales son los puntos clave tratados en cada uno de los capítulos que forman esta tesis:

- En el capítulo 2 se hará una introducción a los metamateriales y se presentarán las propiedades electromagnéticas más importantes que caracterizan a este tipo de medios (con especial énfasis en medios zurdos), así como sus configuraciones más conocidas, tanto en disposición volumétrica como planar.
- En el capítulo 3 se estudiarán las ventajas de la implementación de filtros basados en la combinación de celdas zurdas (velocidad de fase negativa) y diestras (velocidad de fase positiva) en términos de respuesta en la banda de

rechazo, tanto en tecnología coplanar como microstrip. También se verá un ejemplo de aplicación de esta estrategia al diseño de diplexores.

- En el capítulo 4 se intentará ir un paso más allá y se presentará una metodología de diseño de filtros basados en celdas metamateriales capaz de sintetizar respuestas estándar (de tipo Chebyshev o Butterworth, entre otras), y en función del tipo de celda utilizada, también será posible la eliminación de la primera banda espuria del filtro. Esta metodología es aplicable a múltiples tipos de celda base, consiguiendo dispositivos con diferentes anchos de banda, que van desde filtros de banda estrecha hasta filtros de banda ultra ancha (UWBPFs). En este mismo capítulo se presentaran algunos ejemplos concretos de filtros implementados mediante este procedimiento.
- En el capítulo 5 se estudiarán las aplicaciones de resonadores semi-discretos que se obtendrán a partir de la modificación de algunos de los resonadores utilizados en capítulos anteriores y que se aplicarán al diseño e implementación de filtros de banda ancha, permitiendo conseguir simultáneamente un gran ancho de banda y la supresión de la primera de las bandas espurias del filtro.
- Finalmente en el capítulo 6 se detallarán las conclusiones generales y se discutirá la consecución de los objetivos.

También se incluye en esta tesis un apéndice en el que se presenta una técnica que permite la extracción de los parámetros eléctricos que forman el modelo discreto de un tipo de celda zurda. En este apéndice se presentarán los resultados obtenidos para el análisis de una celda concreta, en los que podrá apreciarse la coincidencia entre las simulaciones eléctricas realizadas a partir de los parámetros extraídos del modelo discreto con las simulaciones electromagnéticas y los resultados experimentales.

Por el **tamaño reducido** de los filtros que se presentan en este trabajo, y por sus **elevadas prestaciones**, diversas aplicaciones de los mismos se revelan prometedoras. No en vano, uno de los **principales escollos** para la **miniaturización y/o plena integración** de los terminales (cabezales) de comunicaciones concierne a los **elementos pasivos**, tales como los filtros. Como se ha comentado, los diseños convencionales representan tamaños considerables, por lo que las soluciones basadas en **metamateriales**, pueden significar un **avance importante**. Además, tal y como veremos en el trabajo, las soluciones basadas en metamateriales, o en resonadores semi-discretos inspirados en los primeros, permiten **mejorar** aspectos tales como la **eliminación de espurios**, o permiten diseñar filtros con **bandas de paso ultra anchas**, no fácilmente implementables mediante técnicas estándar a frecuencias de microondas. Entre las mencionadas aplicaciones, destacaremos el diseño de **filtros para radar de navegación** (que requieren de anchos de banda significativos, además de reducido tamaño), el diseño de filtros para **sistemas de comunicaciones inalámbricos de banda ultra ancha – UWB Ultra Wide Band systems** – (para la transmisión de datos, video y multimedia en general en entornos *indoor*), y el diseño de **filtros y diplexores de propósito general de elevadas prestaciones** (pérdidas, rechazo fuera banda, aislamiento, etc) y pequeño tamaño. Estas aplicaciones han constituido el punto de mira de esta tesis, que recoge buena parte del trabajo llevado a cabo en diversos **proyectos o contratos de transferencia de tecnología**. Entre ellos cabe destacar los siguientes:

- **Proyecto Europeo Eureka TELEMAT** (años 2003-04): *Estudio y control de la propagación de microondas y de ondas milimétricas por metamateriales*, liderado por la multinacional **Thales Research and Technology**, y con

participación del *Institute d'electronique de Microelectrònique et de Nanotechnology* (IEMN-CNRS), el *Institute d'Electronica Fondamentale* (IEF), la empresa Consultora Navarra de Telecomunicaciones (CONATEL), la empresa *Omicron Circuits* s.l., la Universitat Autònoma de Barcelona, y la Universidad Pública de Navarra.

- **Proyecto del Plan Nacional METASYSTEMS** de la Dirección General de Investigación (2004-07), coordinado entre la Universitat Autònoma de Barcelona y la Universidad de Sevilla y titulado *Diseño, caracterización y aplicación de estructuras basadas en metamateriales al desarrollo de subsistemas de microondas y milimétricas*.
- **Proyecto de la UAB-CIRIT** de Ayuda a Nuevas líneas de Investigación (octubre 2004-septiembre 2005) titulado: *Miniaturización de circuitos de microondas mediante técnicas basadas en metamateriales: aplicación a la optimización de terminales de comunicaciones*.
- **Contrato de transferencia de tecnología** para la multinacional **SEIKO EPSON CORPORATION** (abril 2005-diciembre 2005) con participación de la Universitat Autònoma de Barcelona, la Universidad de Sevilla, la Universidad Pública de Navarra y Conatel s.l.: *To develop a filter usable to Epson Ultra Wide Band (UWB) system using metamaterial-based lumped resonators technology*.

Quisiéramos también mencionar que el Grupo de Investigación en el que se ha llevado a cabo esta tesis (Grupo de Ingeniería de Microondas y Milimétricas Aplicado - GEMMA) forma parte de la **Red de Excelencia de la Unión Europea** NoE 500252-2 METAMORPHOSE (*Metamaterials organized for radio, millimeter wave and photonic superlattice engineering*), cuyo principal objetivo es fomentar la investigación, la formación y la diseminación en el campo de los metamateriales en la Unión Europea.

Así mismo, el Grupo GEMMA ha entrado a formar parte de la **Red de Centros de Apoyo a la Innovación Tecnológica del CIDEM** (Generalitat de Catalunya), bajo el nombre de **CIMITEC** (Centro de Investigación en Metamateriales para la Innovación en Tecnologías Electrónica y de Comunicaciones). Su principal objetivo es **transferir tecnología a empresas e instituciones del sector de las tecnologías de la información y de las comunicaciones** en base al concepto metamaterial. Este objetivo se ha conseguido en buena parte **gracias a los resultados conseguidos en esta tesis**, que permiten **visionar aplicaciones concretas de los metamateriales en terminales de comunicaciones**, no solamente relativas a filtros de microondas. Valga como ejemplo el siguiente proyecto, recientemente concedido, orientado (en lo concerniente al partenariado español) a la aplicación de metamateriales a la **miniaturización de etiquetas de RFID** (*Radio Frequency IDentification*):

- **Proyecto Europeo Eureka METATEC** (julio 2006-diciembre 2008): *METAmaterial-based TEchnology for broadband wireless Communications and RF identification*. Consorcio formado por la *University of Novi Sad* (Serbia), la empresa IMTEL Mikrotalasi A.D. (Serbia), el *Institute of Microwave Techniques and Electronics - IMTEL Institute* (Serbia), la empresa AIDA Centre s.l. (España) y la Universitat Autònoma de Barcelona – CIMITEC (España).

Para finalizar, mencionaremos que además de los artículos seleccionados que dan apoyo a esta tesis (artículos A-K), el autor ha participado activamente en las actividades del Grupo de investigación al que pertenece. La relación completa de **artículos y patentes** se encuentra en la parte última de este documento.

2. Introducción a los metamateriales.

*Los metamateriales se definen como estructuras periódicas (o cuasi-periódicas), fabricadas artificialmente, con unas propiedades electromagnéticas controlables, diferentes de las de sus elementos (celdas) constituyentes y, en ocasiones, no existentes en la naturaleza. Entre los metamateriales de mayor interés por sus potenciales aplicaciones en el campo de la ingeniería de microondas y de comunicaciones en general, distinguimos entre los denominados cristales electromagnéticos (o EBGs, del inglés Electromagnetic band gaps) y los medios efectivos. En los primeros, el periodo es comparable a la longitud de onda de la señal que se propaga en el medio, produciéndose fenómenos de interferencia que dan lugar a la inhibición de la transmisión de la señal para ciertas regiones frecuenciales y/o direcciones (difracción Bragg). En los segundos, el periodo es mucho menor que la longitud de onda a las frecuencias de interés, por lo que se consiguen propiedades de medio efectivo (o continuo), las cuales se pueden controlar a voluntad (hasta cierto punto) mediante el diseño adecuado de las celdas (átomos) constituyentes. Estas propiedades son en general diferentes de las propiedades que presentan estos medios a escala microscópica, pudiéndose incluso conseguir sintetizar estructuras artificiales con propiedades que no existen en medios naturales. El ejemplo más claro de ello es el concerniente a los denominados medios zurdos (o LHM, del inglés Left Handed Metamaterials), que se caracterizan por presentar un valor **negativo** de la permitividad dieléctrica y de la permeabilidad magnética efectivas, con lo que se producen en el medio ondas de retroceso, las cuales dan el nombre a estas estructuras. Como veremos, dentro de la categoría de medios efectivos también se pueden generar estructuras con sólo uno de estos parámetros con signo negativo. Son los llamados medios simple negativos (o SNG, del inglés Single Negative Media), entre los cuales podemos distinguir aquellos que presentan un valor negativo de la permitividad (ENG - Epsilon Negative), de aquellos cuya permeabilidad es la que presenta un valor negativo (MNG - Mu Negative). En este capítulo haremos una introducción a los metamateriales, centrándonos tanto en los cristales electromagnéticos como en los medios efectivos. Mostraremos sus principales propiedades y algunas de sus configuraciones más conocidas. En la parte final del capítulo mostraremos algunos ejemplos de aplicación de estos conceptos a la optimización de circuitos planares de microondas.*

2.1. Estructuras periódicas. Cristales electromagnéticos

Un cristal es una disposición periódica de átomos o moléculas que se repite en el espacio. Por tanto, presenta un potencial periódico para cualquier electrón que viaje por el mismo. La geometría del cristal define muchas de sus propiedades conductivas. La analogía electromagnética la encontraríamos en los denominados cristales electromagnéticos, también llamados *Electromagnetic Band Gap* (EBG), donde la periodicidad se produce mediante la variación de algún parámetro macroscópico del medio. Estos conceptos fueron originariamente introducidos por Yablonovitch [1] i John [2] a finales de los 80, en la región de longitudes de onda ópticas (en esta región son conocidos como cristales fotónicos). Tanto Yablonovitch como John sugirieron estructuras con variaciones periódicas de la constante dieléctrica (y por tanto de índice de refracción) ya que por su similitud con la estructura ordenada de los átomos en un semiconductor, podrían dar lugar a la aparición de bandas de frecuencias prohibidas en ciertas direcciones, de igual manera que sucede con las bandas de energía prohibidas en un cristal semiconductor. La figura 2.1 muestra un esquema de cristales electromagnéticos con perturbación periódica unidimensional (a), bidimensional (b) y tridimensional (c) de la constante dieléctrica.

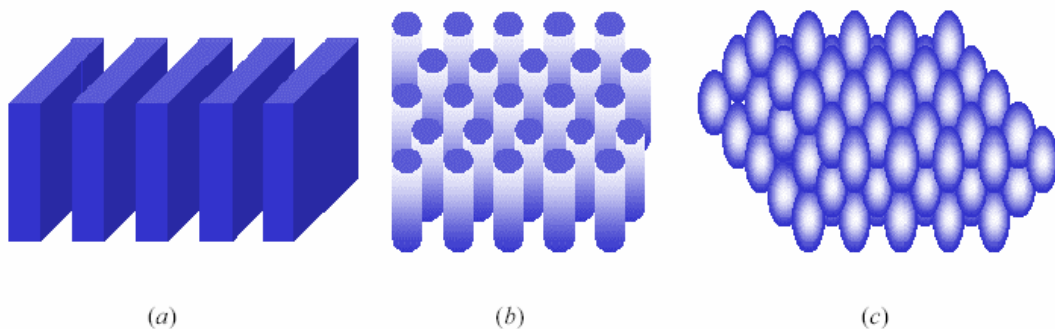


Fig. 2.1. Cristal electromagnético unidimensional (a), bidimensional (b) y tridimensional (c). Figura extraída de [3].

De esta manera, los cristales electromagnéticos se pueden definir como estructuras unidimensionales, bidimensionales o tridimensionales que inhiben la propagación para determinadas bandas de frecuencias y direcciones, de igual manera que sucede en un cristal semiconductor con el flujo de electrones [4]. Un ejemplo relativamente simple de cristal electromagnético unidimensional sería un espejo dieléctrico multicapa, consistente en un apilamiento de capas de dieléctrico con valores alternados de índice de refracción y espesores de la cuarta parte de la longitud de onda. En esta estructura, para un determinado margen de longitudes de onda, todas las ondas reflejadas en las diversas capas se suman en fase en la entrada. El comportamiento de estas estructuras está basado en el conocido efecto de reflexión Bragg, según el cual la radiación que sale reflejada de cada una de las celdas que forman la estructura periódica forma un frente de

onda en interferencia constructiva. Un fenómeno similar es el que sucede en la difracción de rayos X con los planos atómicos de un determinado cristal donde la aparición de picos de difracción aparece en virtud del cumplimiento de la relación siguiente:

$$2 \cdot d_{(hkl)} \cdot \sin \theta = m \cdot \lambda, \quad m = 1, 2, 3, \dots \quad (2.1)$$

Donde $d_{(hkl)}$ es la distancia entre los diferentes planos atómicos caracterizados por los diferentes índices de Miller (hkl), θ es el ángulo con el que la radiación ha sido reflejada, m es el orden de difracción y λ es la longitud de onda de la radiación X. En situaciones de incidencia normal ($\theta = 90^\circ$), la condición de Bragg básicamente implica que esta será reflejada en el caso de que la distancia entre planos cristalográficos coincida con media longitud de onda de la radiación incidente. En general para cualquier ángulo la diferencia de distancias recorridas entre dos reflexiones entre planos consecutivos ha de ser múltiplo de la longitud de onda.

En tecnología de microondas es habitual utilizar líneas de transmisión para transportar la señal, en este caso el concepto de cristal electromagnético puede generalizarse introduciendo variaciones periódicas de alguna magnitud como puede ser la impedancia característica de dicha línea [5-7] o bien introduciendo alguna modificación en el plano de masa [8, 9]. En la sección 2.6.1 se muestran algunos ejemplos de aplicación de este concepto para la supresión de espurios en filtros de microondas.

2.2. Medios efectivos y medios zurdos (*Left Handed Metamaterials-LHM*)

Hemos visto en las estructuras del apartado anterior (cristales electromagnéticos) que los fenómenos de reflexión Bragg se producían por un efecto de interferencia en el interior del medio de propagación, y por lo tanto, exigían que el tamaño de la celda base presentara unas dimensiones comparables a las de la longitud de onda. Por el contrario, en un medio efectivo, la celda base que compone el medio tiene unas dimensiones mucho menores que la longitud de onda en dicho medio, de manera que la señal que viaja a través de él lo percibe como un medio homogéneo en términos de las propiedades electromagnéticas. Así pues, para este tipo de medios, se pueden definir magnitudes electromagnéticas efectivas, tales como la permeabilidad magnética efectiva μ_{eff} , o la permitividad dieléctrica efectiva ϵ_{eff} . A través del adecuado diseño de la celda base que forma nuestro medio, es potencialmente posible imponer valores arbitrarios de impedancia y de velocidad de fase, ajustando de forma adecuada los valores de μ_{eff} y ϵ_{eff} . En particular podemos distinguir 4 casos posibles, tal y como aparece descrito en la figura 2.2, en la que se ha dividido el plano formado por μ_{eff} y ϵ_{eff} en cuatro cuadrantes. El primero de ellos corresponde al caso en el que μ_{eff} y ϵ_{eff} son ambos positivos. Esta situación corresponde a la de un medio transparente convencional (dieléctrico). Existen dos cuadrantes en los que la propagación no está permitida, es decir, aquellos en los que una de las dos magnitudes, μ_{eff} ó ϵ_{eff} , es negativa y la otra positiva. En este caso la

constante de propagación es compleja y la estructura sólo admite modos evanescentes. Por último existe un cuarto cuadrante en el que la propagación es posible, correspondiente al caso en el que μ_{eff} y ε_{eff} son ambas negativas. Esta combinación, que no aparece de forma espontánea en la naturaleza, presenta interesantes propiedades, ya predichas por Veselago en 1968 [10]. De hecho, ε y μ son las magnitudes fundamentales que determinan la propagación de las ondas electromagnéticas en la materia. Esto es debido a que son los únicos parámetros que aparecen en la relación de dispersión, que relaciona la frecuencia de la radiación monocromática ω y el vector de onda k . Para el caso de una sustancia isótropa la relación de dispersión toma la forma siguiente:

$$k^2 = \frac{\omega^2}{c^2} n^2 \quad (2.2)$$

donde n^2 es el cuadrado del índice de refracción de la sustancia, y viene dada por:

$$n^2 = \varepsilon\mu \quad (2.3)$$

En el caso de no considerar pérdidas en el medio, ε y μ son números reales. Puede verse de 2.2 y 2.3 que un cambio simultáneo en ε y en μ no produce cambios en estas relaciones [10]. En vista de este resultado podría pensarse que las propiedades de una sustancia no se ven afectadas por un cambio simultáneo de ambas magnitudes. Sin embargo esto no es así, como veremos seguidamente. Para analizar las consecuencias de estos cambios es necesario analizar aquellas relaciones donde aparecen por separado. Estas son principalmente las ecuaciones de Maxwell y las ecuaciones constitutivas:

$$\left. \begin{aligned} \vec{\nabla} \times \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \vec{\nabla} \times \vec{H} &= \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \end{aligned} \right\} \quad (2.4)$$

$$\left. \begin{aligned} \vec{B} &= \mu \vec{H} \\ \vec{D} &= \varepsilon \vec{E} \end{aligned} \right\} \quad (2.5)$$

donde \vec{E} es el campo eléctrico, \vec{B} la densidad de flujo magnético, \vec{H} el campo magnético y \vec{D} el desplazamiento eléctrico. Si suponemos la propagación de una onda plana monocromática donde todas las cantidades son proporcionales a $e^{i(kz-\omega t)}$, las expresiones anteriores se reducen a:

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega \mu \vec{H} \quad (2.6)$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega \varepsilon \vec{E} \quad (2.7)$$

Puede verse de la relación anterior que si $\varepsilon > 0$ y $\mu > 0$, E , H y k forman un triplete diestro (ver figura 2.3(a)), mientras que si, por el contrario, $\varepsilon < 0$ y $\mu < 0$, E , H y k forman un

triplete zurdo (ver figura 2.3(b)), de ahí su denominación de medios zurdos o *left-handed* (LHM).

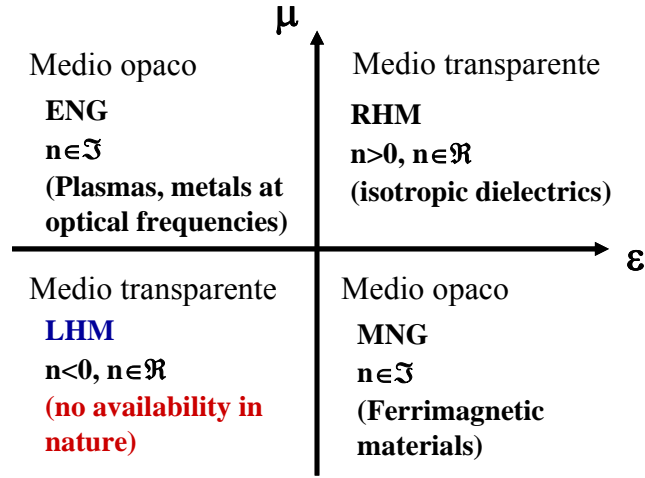


Fig. 2.2. Clasificación de los materiales según ϵ y μ

El vector de Poynting se define según la siguiente expresión:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (2.8)$$

Donde puede verse que el vector S siempre forma un triplete diestro con los vectores E y H , por lo tanto para el caso de un medio diestro S y k tendrán la misma dirección, mientras que para el caso de un medio zurdo sus direcciones serán opuestas. Así pues en un medio zurdo la velocidad de fase y la velocidad de grupo tendrán signos opuestos. Otra característica de este tipo de medios es que presentan un índice de refracción negativo. De la ecuación (2.3) vemos que el índice de refracción $n = \sqrt{\epsilon\mu}$ presenta una ambigüedad en el signo de la raíz cuadrada que se resuelve con un análisis adecuado [11], ya que tanto ϵ como μ son funciones analíticas que toman en general valores complejos. Por ejemplo si en lugar de escribir $\epsilon=-1$ y $\mu=-1$ escribimos $\epsilon=\exp(i\pi)$ y $\mu=\exp(i\pi)$ entonces:

$$n = \sqrt{\epsilon\mu} = \sqrt{\epsilon}\sqrt{\mu} = \exp(i\pi/2)\exp(i\pi/2) = \exp(i\pi) = -1$$

Al realizar dicho análisis es importante tener en cuenta que la raíz cuadrada tanto de ϵ como de μ ha de tener parte imaginaria positiva (esto es necesario para un material pasivo).

A este tipo de materiales se les denomina left-handed por la orientación que toman E y H respecto a k . No obstante, también reciben el nombre de materiales *Backward* (BW), *negative-index* (NI), *negative-refractive index* (NRI) o *double-negative* (DNG). El término double-negative significa que tanto la permeabilidad como la permitividad del material son negativas. Para un material ordinario ambas cantidades son positivas. Se ha generalizado el uso del término double-positive (DPS) o single-negative (SNG), así

como only-epsilon-negative (ENG) y only-mu-negative (MNG) para materiales con ambas magnitudes positivas, una de ellas negativa, $\epsilon < 0$ ó $\mu < 0$, respectivamente.

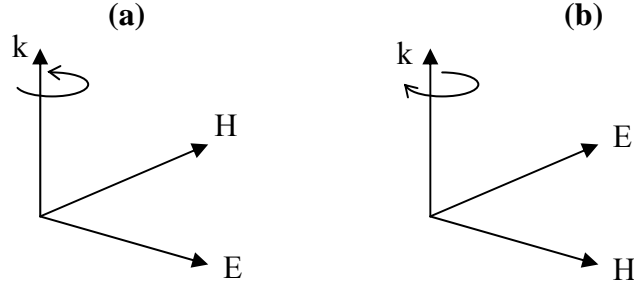


Fig. 2.3. Relación entre los vectores E , H y k para un medio convencional (a) y un medio LHM (b).

Este tipo de materiales presentan interesantes propiedades como pueden ser la inversión de la ley de Snell entre un medio convencional y un medio con estas características, o el efecto Doppler y Cherenkov inversos. La figura 2.4(a) ilustra un ejemplo de inversión de la ley de Snell, según la cual la componente tangente a la superficie del rayo refractado invierte la dirección de propagación, al contrario de lo que ocurre en un medio RHM. Este tipo de comportamiento puede ser utilizado para construir lentes sin necesidad de proveer de ninguna curvatura al material que la forma, tal y como puede apreciarse en la figura 2.4(b). Otra propiedad interesante que muestran los medios LHM es la focalización por debajo del límite de la difracción. Según esta teoría, una lámina LHM con permeabilidad y permitividad relativa igual a -1 es capaz de focalizar de manera perfecta una fuente puntual con una resolución menor que la longitud de onda. Según [12], este efecto se produce por la amplificación de modos evanescentes. Este poder resolutivo es mucho mayor que el de una lente convencional, para la cual su máxima resolución viene limitada por la longitud de onda. Este fenómeno puede ilustrarse según el razonamiento siguiente [12]. Consideremos un dipolo infinitesimal de frecuencia ω delante de la lente. La componente eléctrica del campo electromagnético vendrá dada por una expansión en serie de Fourier bidimensional:

$$E(r, t) = \sum_{\sigma, k_x, k_y} E_{\sigma, k_x, k_y}(k_x, k_y) \times \exp(ik_z z + ik_x x + ik_y y - i\omega t) \quad (2.9)$$

donde se ha elegido la dirección del eje de la lente en la dirección z . Por otra parte se cumple:

$$k_z = \sqrt{\frac{\omega^2}{c^2} - k_x^2 - k_y^2}, \quad \frac{\omega^2}{c^2} > k_x^2 + k_y^2 \quad (2.10)$$

La función de la lente es la de aplicar una corrección a la fase de cada una de las componentes de desarrollo de Fourier de manera que a cierta distancia de la lente los campos convergen en el foco y la imagen del dipolo reaparece, no obstante algunas de las componentes habrán desaparecido ya que para valores grandes del vector de onda transversal tenemos:

$$k_z = +i\sqrt{k_x^2 + k_y^2 - \frac{\omega^2}{c^2}}, \quad \frac{\omega^2}{c^2} < k_x^2 + k_y^2 \quad (2.11)$$

Estas ondas evanescentes (su vector de onda es imaginario) decrecen exponencialmente con z , y ninguna corrección en fase les devolverá la amplitud correcta. Estas serán eliminadas de la imagen, que generalmente comprende únicamente los modos propagativos. Debido a que los modos propagativos están limitados a:

$$k_x^2 + k_y^2 < \frac{\omega^2}{c^2} \quad (2.12)$$

La máxima resolución de la imagen nunca podrá ser mejor que [12]

$$\Delta \approx \frac{2\pi}{k_{\max}} = \frac{2\pi c}{\omega} = \lambda \quad (2.13)$$

por perfecta que sea la lente y por grande que sea su apertura. No obstante, para una lámina de espesor d con $\epsilon=-1$ y $\mu=-1$, puede demostrarse que el coeficiente de transmisión total (considerando todos los procesos de scattering en su interior) a través de ella es

$$T = \exp(-ik_z d) \quad (2.14)$$

Por lo que el medio amplificará los modos evanescentes, permitiendo que éstos contribuyan a formar la imagen y por lo tanto mejorando su resolución (ver figura 2.5). Este concepto ha levantado bastante controversia, ya que según ha podido verse en [13], sus autores ponen de manifiesto que la amplificación de modos evanescentes en láminas LHM ideales y sin pérdidas daría lugar a un crecimiento del campo lejano en algunas zonas del espacio, entrando en contradicción con el principio de conservación de la energía. También se comenta en [13] que cuando se introducen pérdidas en el material, tanto la amplificación de ondas evanescentes como la focalización sub- λ desaparecen. Este punto ha sido de nuevo discutido en [14], [15] y [16] entre otros trabajos.

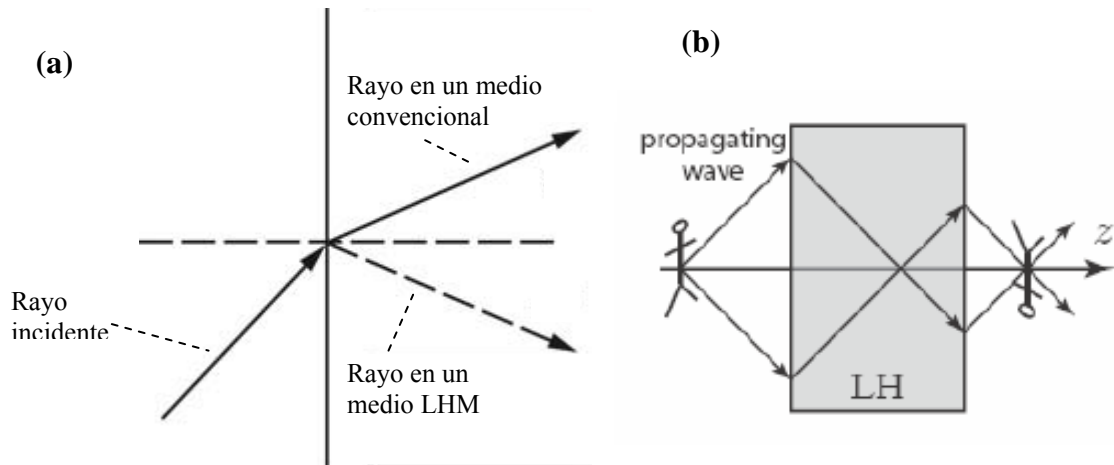


Fig. 2.4. Trayectoria de un rayo incidente en un medio RHM (línea continua) o LHM (línea discontinua) (a) y formación de la imagen en una lente plana LHM (b).

Hasta la fecha la mayoría de estructuras LHM se han conseguido implementar en el rango de las microondas, tal y como veremos más adelante en este capítulo. Actualmente, gran parte de las investigaciones se encaminan a conseguir materiales LHM a mayor frecuencia de operación, como son los trabajos de [17] en el rango de los THz.

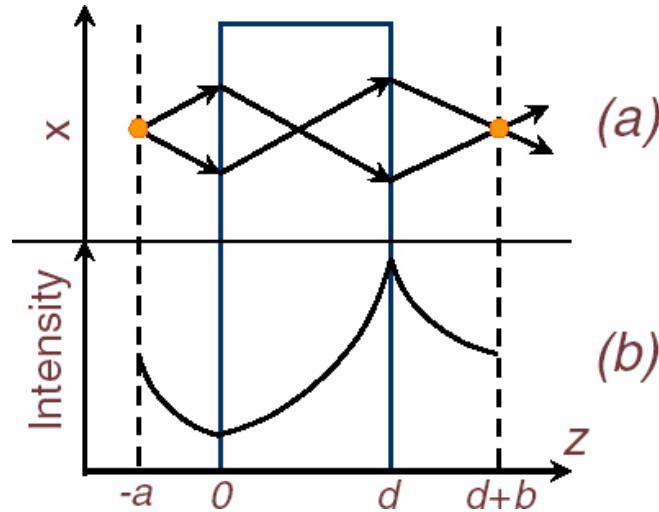


Fig. 2.5. Efecto de amplificación de modos evanescentes en una lámina LHM.

2.3. Síntesis de medios efectivos tridimensionales

En esta sección mostraremos algunas de las estructuras que son capaces de controlar la permeabilidad magnética y permitividad dieléctrica efectivas, pudiendo dar lugar a valores negativos en algunos de estos parámetros. Posteriormente se presentarán estructuras en las que ambos parámetros son negativos. Estas últimas están formadas por la superposición de dos medios, uno de ellos proporciona un valor negativo de la permeabilidad magnética efectiva mientras que el otro proporciona valores negativos de permitividad dieléctrica efectiva. Todas las estructuras de esta sección tienen una configuración tridimensional, dejando para las secciones siguientes las configuraciones planares.

2.3.1. Introducción a los resonadores de anillos abiertos (Split Rings Resonators-SRRs)

El resonador de anillos abiertos (*Split Rings Resonators* ó SRR), introducido por John Pendry a finales de los años 90 [18], fue una gran contribución al campo de los metamateriales puesto que significó la primera partícula capaz de dar lugar a valores negativos de permeabilidad magnética efectiva. La estructura de dicho resonador aparece en la figura 2.6(a) Podemos ver que está formado por dos anillos metálicos concéntricos en los cuales se ha practicado unas aberturas en posiciones opuestas una respecto de la otra. Si sobre esta estructura se aplica un campo magnético variable en la dirección del eje de los anillos, debido a la presencia de las aberturas, las corrientes generadas en cada uno de ellos sólo se podrán cerrar a través de la corriente de desplazamiento, gracias a los grandes valores capacitivos que se originan por la proximidad entre los mismos. Los conductores introducirán un comportamiento inductivo, que combinado con la capacidad de estos anillos dará lugar a un comportamiento resonante. Las propiedades electromagnéticas de los SRRs han sido también estudiadas en [19] y en [20]. Dicho análisis muestra que los SRRs se comportan como un resonador que puede ser excitado mediante un flujo magnético axial, presentando un fuerte diamagnetismo por encima de su primera resonancia. No obstante, el SRR presenta efectos de polarización cruzada (acoplamiento magnetoeléctrico) [20], debido a los cuales puede ser excitado también por un campo eléctrico variable debidamente polarizado (eje y en le figura 2.6.(a)). La figura 2.6(b) muestra el circuito equivalente propuesto en [19]. En esta figura C_0 representa la capacidad total entre anillos, es decir, $C_0=2\pi r_0 C_{pul}$, donde C_{pul} es la capacidad entre anillos por unidad de longitud. La frecuencia de resonancia del SRR viene dada por $f_0=(L_s C_s)^{-1/2} / 2\pi$, donde C_s es la conexión serie de las capacidades de las mitades de arriba y abajo del SRR, es decir $C_s=C_0/4$. La inducción L_s puede ser aproximada por la de un anillo simple con un radio igual al radio promedio r_0 del SRR y anchura c [19].

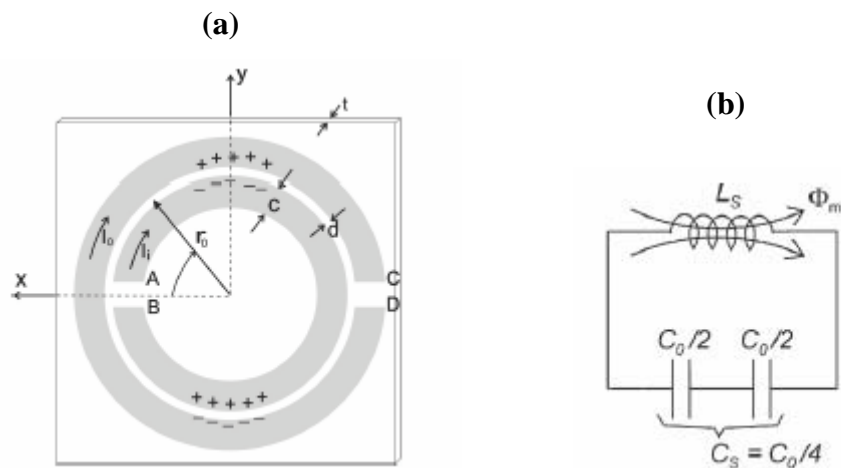


Fig. 2.6. Topología y dimensiones relevantes del SRR (a) y su modelo eléctrico (b). Figura extraída de [20].

Posteriormente se han introducido algunas modificaciones a la topología de la figura 2.6(a) [21]. Algunas de estas nuevas topologías aparecen descritas junto a sus modelos discretos en la figura 2.7 [22]. Es también destacable que algunas de éstas no presentan efectos de polarización cruzada. El SRR no bianisotrópico (NB SRR) es una ligera modificación del SRR original, pero que presenta una simetría de rotación de 180°. A consecuencia de esta simetría, los efectos de polarización cruzada no son posibles en esta configuración. De la misma forma, el anillo de doble slit (D-SSR) también presenta esta simetría, por lo que los efectos de polarización cruzada también quedarán eliminados. Sin embargo, para el caso del D-SSR el circuito equivalente difiere del SRR, siendo su frecuencia de resonancia el doble de la que presenta un SRR de las mismas dimensiones. Finalmente el resonador espiral (SR) [23] así como el resonador de doble espiral [24] permiten una reducción de la frecuencia de resonancia con respecto a la del SRR, como puede verse del modelo discreto propuesto en [22].

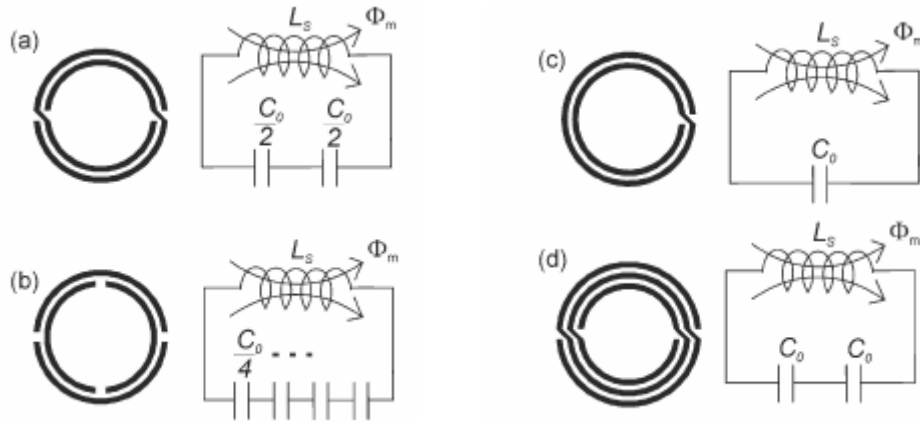


Fig. 2.7. Topologías y circuitos equivalentes correspondientes al NB SRR (a), D-SSR (b), SR (c), y DSR (d). Figura extraída de [22].

2.3.2. Medios de permeabilidad efectiva negativa (MNG)

Debido al carácter resonante de los SRRs, un *array* periódico de estos resonadores iluminado con una señal debidamente polarizada (el campo magnético ha de ser paralelo al eje del SRR, tal y como aparece en la figura 2.8(a)), tendrá la capacidad de inhibir la propagación de la señal en un determinado rango de frecuencias. Dicho efecto se interpreta en base a que esta estructura da lugar a valores negativos de la permeabilidad magnética efectiva en una estrecha franja de frecuencias. Según la teoría del medio efectivo, la permeabilidad magnética efectiva en un array de SRRs toma la forma siguiente [18]:

$$\mu_{\text{eff}}(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2} \quad (2.15)$$

Donde F es un factor geométrico y ω_0 es la frecuencia de resonancia de SRR. La figura 2.8(b) muestra el comportamiento típico de μ_{eff} en función de la frecuencia. Puede verse como este parámetro crece mucho cuando nos acercamos a la frecuencia de resonancia y pasa a ser negativo por encima de ésta. Así pues dicho medio efectivo presentará valores negativos de μ_{eff} desde ω_0 hasta ω_{mp} (frecuencia de plasma magnético). La

figura 2.9 muestra el diagrama de dispersión para este tipo de medio, en el que se puede ver que existe un gap de frecuencias prohibidas que se extiende desde ω_0 hasta ω_{mp} .

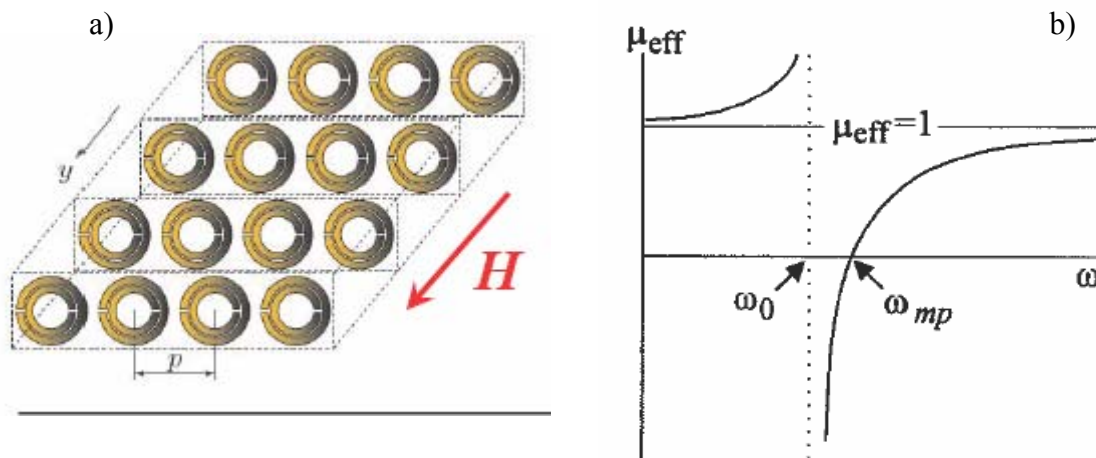


Fig. 2.8. Medio efectivo compuesto de SRRs (a) y comportamiento de μ_{eff} en dicho medio (b). Figura extraída de [18].

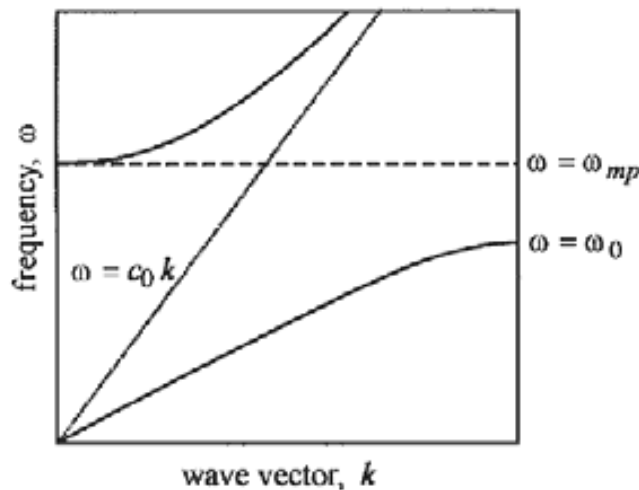


Fig. 2.9. Relación de dispersión para un medio efectivo compuesto por SRRs. Figura extraída de [18].

2.3.3. Medios de permitividad efectiva negativa (ENG)

En la sección anterior hemos visto cómo implementar medios con permeabilidad efectiva negativa, mediante la utilización de *arrays* periódicos de SRRs. En este apartado estudiaremos la utilización de un medio de hilos finos que nos permitirá obtener valores negativos de la permitividad dieléctrica ($\epsilon < 0$). Puede demostrarse que la resonancia plasma en un metal es un modelo adecuado para explicar el comportamiento de un *array* periódico de hilos finos [25], siempre y cuando el campo eléctrico de la radiación que excita nuestro medio presente la misma dirección que los hilos. En el caso

de un metal, la respuesta en frecuencia a la radiación electromagnética se explica en base a la resonancia plasma del gas de electrones. Este comportamiento puede expresarse, de forma ideal, según la siguiente expresión:

$$\varepsilon_{metal} = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2} \quad (2.16)$$

Donde ω_p es la frecuencia de plasma y viene dada por:

$$\omega_p = \frac{ne^2}{\varepsilon_0 m_e} \quad (2.17)$$

Siendo n la densidad de electrones del gas, m_e y e la masa y la carga del electrón, respectivamente. Para el caso de un medio formado por hilos finos, los valores de n_{eff} y m_{eff} , correspondiente al promedio de la densidad de electrones y la masa efectiva, respectivamente, puede aproximarse de forma analítica según las expresiones siguientes:

$$n_{eff} = n \frac{\pi r^2}{a^2} \quad (2.18)$$

$$m_{eff} = \frac{\mu_0 \pi r^2 e^2 n}{2\pi} \ln\left(\frac{a}{r}\right) \quad (2.19)$$

Donde los valores de r y a hacen referencia al radio de los hilos y al período de red, respectivamente (ver figura 2.10(a)). Insertando estos valores en la ecuación 2.17 obtenemos el siguiente valor para la frecuencia plasma:

$$\omega_p = \frac{2\pi c_0^2}{a^2 \ln\left(\frac{a}{r}\right)} \quad (2.20)$$

De la expresión anterior vemos como la frecuencia de plasma puede ser ajustada mediante la relación entre el radio de los hilos y la periodicidad de la red que forma la estructura. De esta manera es posible disminuir la frecuencia de plasma de nuestro medio incrementando el parámetro de red de la estructura. La figura 2.10(b) muestra los resultados experimentales para un medio de $\varepsilon_{eff} < 0$. Vemos como para frecuencias bajas, el medio presenta valores negativos de permitividad y la señal es rechazada, mientras que el valor de la permitividad llega a ser positivo a partir de la frecuencia de plasma, a partir de la cual el vector de onda de la radiación pasa a ser real y la transmisión aumenta drásticamente [25].

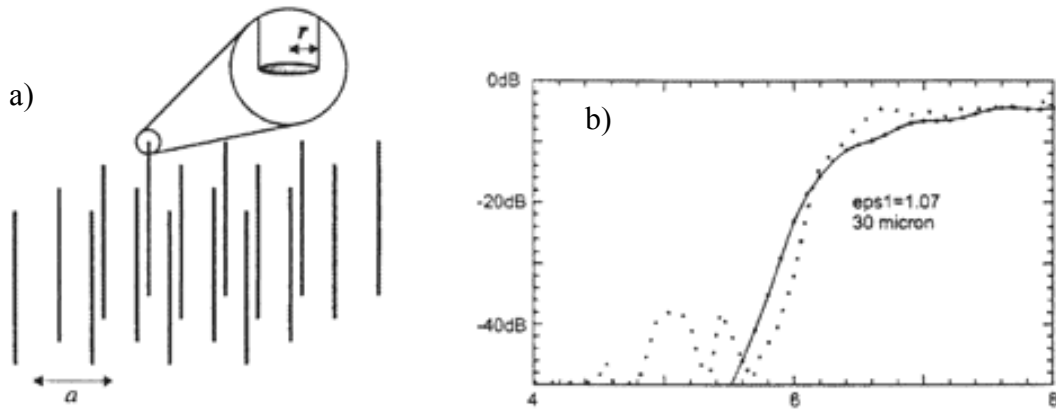


Fig. 2.10. Medio efectivo compuesto por hilos finos (a) y transmisión a través de un medio con $\epsilon_{\text{eff}} < 0$ (b). Figura extraída de [25].

2.3.4. Medios zurdos (LHM)

En las secciones 2.3.2 y 2.3.3 hemos visto que es posible implementar medios que presenten $\epsilon > 0$ y $\mu < 0$ o bien $\epsilon < 0$ y $\mu > 0$. La primera estructura propuesta que presentaba un comportamiento LHM fue introducida por D. Smith [26], y está formada por la combinación del medio de hilos y de SRRs. La condición que ha de cumplir dicha estructura para que presente las propiedades citadas anteriormente es que cada uno de los medios que la forma (hilos y SRRs) esté excitado de la forma correcta, así como que la frecuencia de plasma del medio formado por los hilos esté por encima de la banda de frecuencias para las que el medio de SRRs presenta valores negativos de μ_{eff} . Tal y como hemos visto anteriormente, un medio compuesto de SRRs debe ser excitado mediante un campo magnético incidente en la dirección del eje del SRR, mientras que un medio formado por hilos, ha de ser excitado con un campo eléctrico en la dirección de los hilos. Así pues, el medio LHM deberá estar configurado según la figura 2.11(a), con el objetivo que el campo eléctrico de la radiación incidente en la estructura excite de forma adecuada los hilos, y el campo magnético los SRRs. Las medidas experimentales obtenidas al estudiar dicho medio revelan que, para el caso en el que el *array* está formado únicamente por SRRs, aparece una banda de frecuencias rechazada motivada por la introducción de una μ_{eff} negativa. Por el contrario, cuando se añade el medio formado por hilos, se observa una banda de paso (en cierta medida enmascarada por las pérdidas) en la misma banda frecuencial en la que aparecía la banda rechazada para el caso del medio formado únicamente por SRRs. Este hecho se ha interpretado en base a que ϵ y μ son ambas negativas, permitiendo la existencia de modos propagativos. La figura 2.11(b) muestra los resultados de transmisión para el medio de Smith [26]. Vemos como efectivamente aparece una banda de paso para aquella banda de frecuencias en la cual ϵ y μ son negativas. No obstante su considerable nivel de pérdidas y el hecho de que se trate de una estructura volumétrica, reduce drásticamente la aplicabilidad de las propiedades de este tipo de medios.

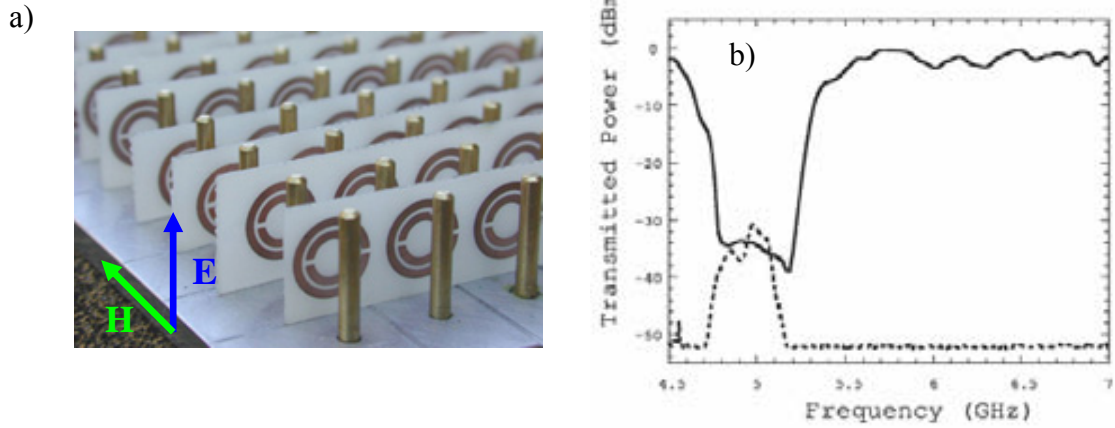


Fig. 2.11. Medio LHM compuesto por SRRs e hilos (a) y transmisión a través del medio LHM (b). Figura extraída de [26].

Otra forma de conseguir un medio en el que ambas magnitudes (ϵ y μ) sean negativas es la que se presenta en [27]. En este caso la configuración propuesta consiste en una guía de onda rectangular cargada con SRRs en su interior, tal y como muestra la figura 2.12(a). Los SRRs se han diseñado de manera que presenten una frecuencia de resonancia inferior a la frecuencia de corte de la guía de onda. De esta forma, la guía de onda se comporta como un medio con una permitividad dieléctrica efectiva negativa, mientras que los SRRs introducen una permeabilidad magnética efectiva negativa en una estrecha banda de frecuencias. De hecho, es conocido que para el modo TE fundamental soportado en una guía de onda vacía, la permitividad dieléctrica efectiva toma la forma:

$$\epsilon_{eff} = \epsilon_0 \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right) \quad (2.21)$$

donde ω_0 es la frecuencia de corte del modo considerado. La ecuación 2.21 es formalmente idéntica a la expresión obtenida para la permeabilidad dieléctrica efectiva de un plasma unidimensional sin pérdidas. Por lo tanto, en una estrecha banda de frecuencias, aparecerá una banda de paso debida a la propagación zurda, como confirman los resultados experimentales mostrados en [27] y que aparecen en la figura 2.12(b).

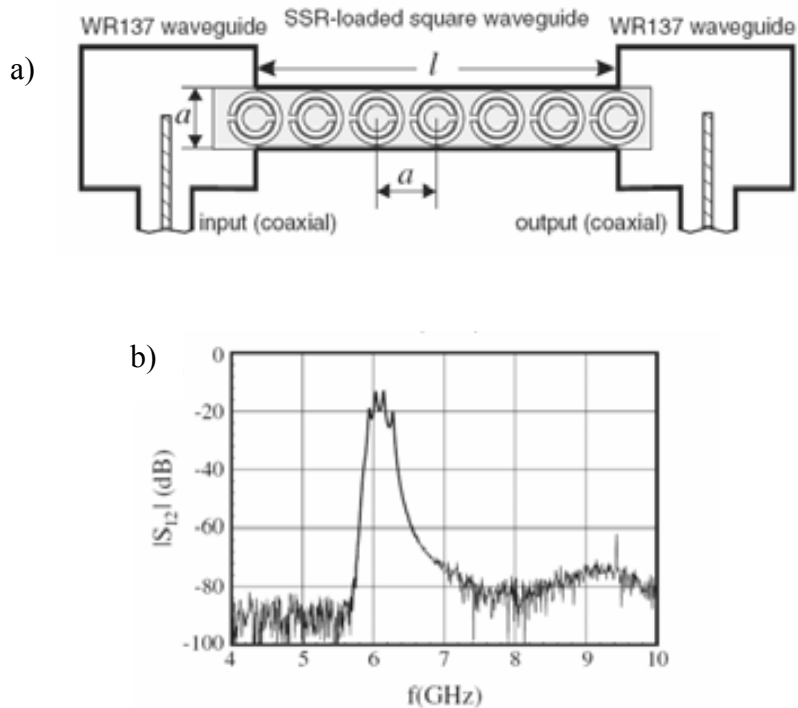


Fig. 2.12. Esquema del montaje experimental propuesto en [27] (a) y coeficiente S_{21} medido para $l=24\text{mm}$. Figura extraída de [27].

Después del trabajo de Marqués [27] en el que se utiliza una guía de onda al corte para implementar un medio de permitividad dieléctrica efectiva negativa, han aparecido otras contribuciones basadas en esta idea como la que aparece en [28], donde se estudia la conveniencia de utilizar un plasma magnético uniaxial en el interior de la guía de onda, ya que la propagación LH tiene lugar cuando la permeabilidad longitudinal es positiva y la transversal negativa. En este mismo trabajo se exponen posibles aplicaciones de este fenómeno para la miniaturización de guías de onda, ya que gracias a la operación por debajo de la frecuencia de corte, sus dimensiones laterales pueden reducirse de forma arbitraria. Otra implementación que utiliza una guía de onda al corte es el que aparece en [29]. En este caso se han utilizado modos TM evanescentes para simular un plasma magnético. De esta manera se consigue una permeabilidad magnética negativa por debajo de la frecuencia de corte de dichos modos. En este caso, se inserta un plasma eléctrico anisotrópico en la guía de onda formado por hilos para así conseguir un comportamiento LHM. Otro ejemplo de propagación zurda es el que aparece en [30]. En este caso el medio está compuesto por una línea fin-line con conexiones metálicas entre los planos de masa emulando el medio de permitividad dieléctrica efectiva negativa mientras que el medio que emula una permeabilidad magnética efectiva negativa está compuesto por anillos cuadrados (ver figura 2.13(a)). Los resultados de transmisión en dicha estructura aparecen en la figura 2.13(b). Según se sugiere en [30], este tipo de estructura presenta potenciales aplicaciones en el campo de los desfases, líneas de transmisión no lineales y dispositivos sintonizables mediante el uso de películas ferroeléctricas.

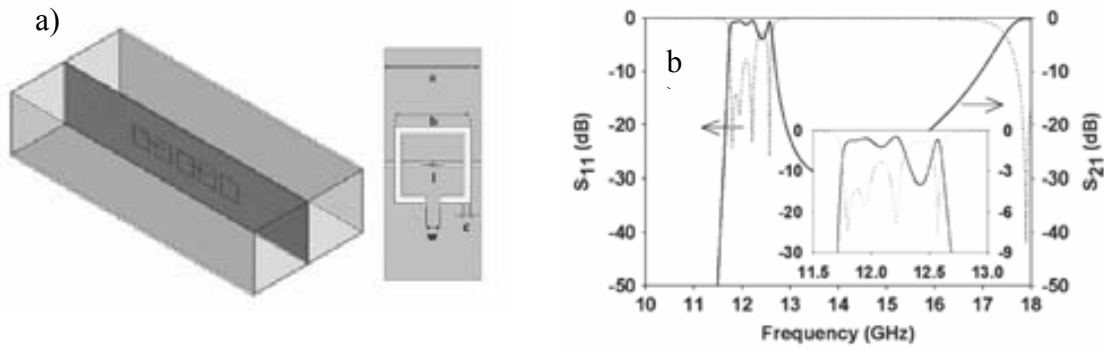


Fig. 2.13. Estructura zurda considerada en [30] (a) y parámetros S de dicha estructura (b).

2.4. Medios zurdos en tecnología planar y aplicaciones. La línea de transmisión dual.

Las estructuras vistas anteriormente presentan un comportamiento zurdo. No obstante su configuración tridimensional las hace poco atractivas de cara a posibles aplicaciones en ingeniería de microondas, ya que en este caso, es de vital importancia la compatibilidad con los procesos tecnológicos planares. Con objeto de evitar estos problemas han surgido estructuras planares que presentan también un comportamiento zurdo. La primera de ellas es la línea de transmisión dual, introducida por Eleftheriades [31] en su versión coplanar y por Itoh y Caloz en su versión microstrip [32]. La idea que subyace detrás de esta estructura es la siguiente. Vemos en la figura 2.14(a) el modelo discreto de una línea de transmisión convencional, en el que L corresponde al valor de la inducción de la línea y C la capacidad a masa de dicha línea, ambas por unidad de longitud. En una línea de transmisión como esta, la constante de propagación y la impedancia característica de línea toman los siguientes valores:

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \quad (2.22)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.23)$$

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

$$\beta = \omega\sqrt{\mu\epsilon} \quad (2.24)$$

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (2.25)$$

donde β y η son la constante de propagación y la impedancia de la onda plana, respectivamente. De la comparación de las expresiones 2.22 y 2.23 con 2.24 y 2.25 se deduce que la propagación en una línea de transmisión es equivalente a la de una onda plana en un medio homogéneo e isótropo si:

$$L = \mu \quad (2.26)$$

$$C = \varepsilon \quad (2.27)$$

Así pues, para conseguir una línea de transmisión LHM, necesitaremos implementar una línea de transmisión con valores efectivos de C y L negativos. De esta manera, en nuestra línea de transmisión LHM necesitaremos que la impedancia serie pase a ser capacitiva y la impedancia de derivación inductiva. Según lo que hemos visto, el esquema de la línea de transmisión dual sería el que aparece en la figura 2.14(b), mientras que su implementación en tecnología coplanar puede verse en la figura 2.14(c).

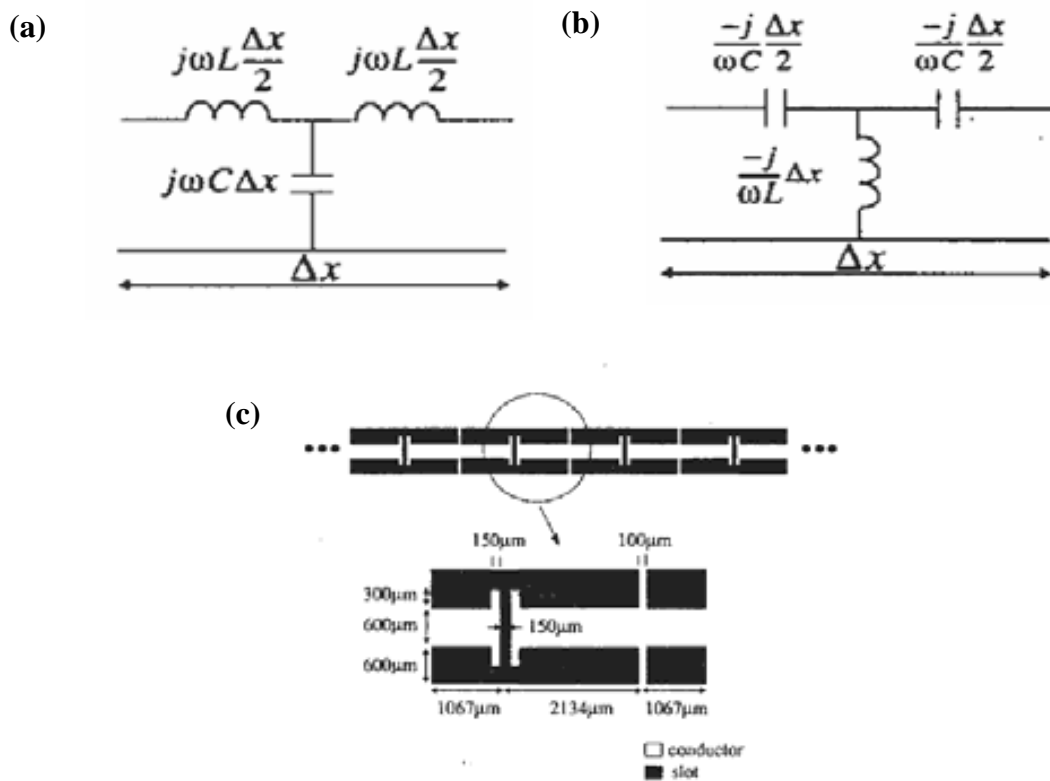


Fig. 2.14. Modelos discretos de una línea de transmisión convencional (a) y de una línea de transmisión dual (b), e implementación en tecnología coplanar de la línea de transmisión dual (c). Figura extraída de [31].

Del análisis de los modos Bloch posibles en la estructura de la figura 2.14(b) puede deducirse que los valores de permitividad y permeabilidad efectivos de la línea de transmisión dual pueden aproximarse según las siguientes expresiones:

$$\varepsilon_{\text{eff}} \approx \frac{-1}{\omega^2 L d}, \quad \mu_{\text{eff}} \approx \frac{-1}{\omega^2 C d} \quad (2.28)$$

donde L y C son los valores de las capacidades discretas insertadas en la línea de transmisión dual y d el tamaño de la celda base. Este tipo de estructuras han encontrado aplicaciones en acopladores [33], antenas [34], desfasadores [35], etc. En la figura 2.15. podemos ver el layout de la versión microstrip de la línea zurda presentada en [32]. En este caso la capacidad serie se ha implementado mediante una configuración interdigitada. Por otra parte la inducción en derivación se ha implementado utilizando stubs conectados al plano de masa mediante el uso de vías.

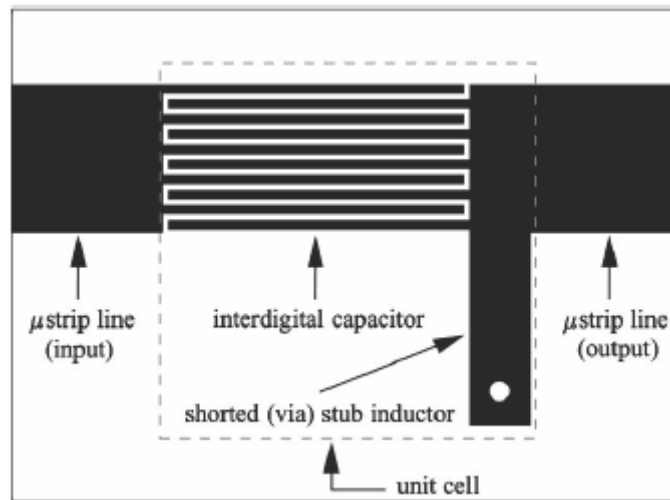


Fig. 2.15. Implementación en tecnología microstrip de la línea de transmisión dual. Figura extraída de [32]

En [36] se puede encontrar una evolución de la línea de la figura 2.15, conocida como *composite left-handed right-handed transmission line (CRLH TL)*. El modelo discreto de la celda base de esta nueva línea aparece en la figura 2.16(a). Puede verse que tanto la impedancia serie como la impedancia en derivación presentan un carácter resonante, por lo que en función de la frecuencia de operación de dicha línea, éstas serán inductivas o capacitivas. En particular, para la rama serie, tendremos una impedancia resultante capacitiva por debajo de la frecuencia de resonancia ($\omega_0^2=1/L_R C_L$) y una impedancia resultante inductiva por encima de esta frecuencia, por el contrario, para la rama en derivación tendremos que por debajo de la frecuencia de resonancia de ésta ($\omega_0^2=1/L_L C_R$) la impedancia resultante es inductiva, mientras que por encima de esta frecuencia tenemos una impedancia resultante capacitiva. Esto da lugar a la posibilidad de implementar una línea de transmisión que presente un comportamiento zurdo en un determinado rango de frecuencias (para aquellas en las que la impedancia serie sea capacitiva y la impedancia en derivación inductiva) y diestro en otro rango de frecuencias (aquellas para las que la rama serie presente una impedancia inductiva y la rama en derivación capacitiva). La figura 2.16(b) muestra el diagrama de dispersión típico de una línea *CRLH TL* en el que puede verse que para frecuencias bajas el comportamiento es zurdo, mientras que para frecuencias altas se tiene propagación diestra. La parte izquierda de la gráfica corresponde a velocidades de fase negativas, mientras que la parte derecha a velocidades de fase positivas. Puesto que en esta gráfica se han representado únicamente soluciones correspondientes a velocidades de grupo positivas (pendientes en la curva $\omega(\beta)$ positivas), la parte izquierda corresponde a la propagación zurda, ya que velocidad de fase y velocidad de grupo presentan signo

opuesto. Puede verse también que existe un rango de frecuencias en el cual la propagación no es posible debido a que tanto la impedancia de la rama en serie como la impedancia de la rama en derivación presentan ambas el mismo signo. En el diagrama de dispersión se ha ilustrado el caso para el cual la frecuencia de resonancia de la rama serie es inferior a la de la rama en derivación, por tanto, desde la frecuencia correspondiente a la resonancia de la rama serie hasta la frecuencia de resonancia de la rama en derivación las impedancias de ambas ramas serán inductivas. Por otra parte, por encima de la frecuencia de resonancia de la rama en derivación tendremos que la impedancia serie seguirá siendo inductiva, mientras que la impedancia correspondiente a la rama en derivación pasará a ser capacitiva, dando lugar a una banda de paso diestra. Un caso de especial interés corresponde al de la coincidencia de ambas frecuencias de resonancia (figura 2.16(c)). En este caso tendremos que la transición entre el comportamiento zurdo y diestro es continua, ya que en todo momento las impedancias serie y derivación tienen signo opuesto. Esto da lugar a la desaparición de la banda de frecuencias prohibidas. Este modo de funcionamiento se conoce como *balanceado*, mientras que si aparece una banda de frecuencias para la cual la propagación no es posible se conoce como *no balanceado*. Este tipo de estructura ha sido aplicada para la implementación de antenas con la capacidad de emitir con un ángulo determinado según la frecuencia de la señal [37], acopladores [38], diplexores [39], etc.

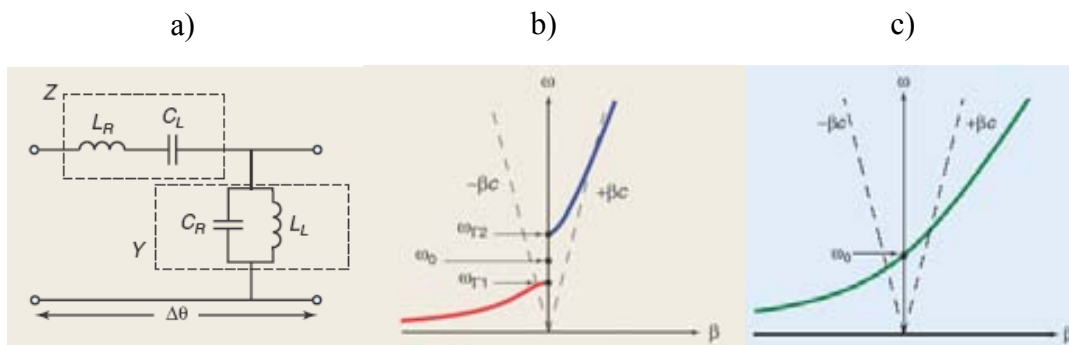


Fig. 2.16. Modelo discreto (a) y relación de dispersión de la CLRH TL para el caso no balanceado (b) y balanceado (c). Figura extraída de [36].

2.5. Líneas de transmisión ENG, MNG y LHM basadas en SRRs.

Las líneas de transmisión LHM vistas anteriormente presentan interesantes propiedades, útiles en muchas aplicaciones. No obstante, al carecer de elementos resonantes no proporcionan buena selectividad frecuencial a la hora de ser utilizadas como filtros. Por otra parte, es posible utilizar SRRs en tecnología planar para conseguir líneas de transmisión LHM, de forma que el carácter sub- λ y la selectividad frecuencial que proporcionan los SRRs hace a estas estructuras muy interesantes como filtros de reducidas dimensiones.

2.5.1. Líneas de transmisión basadas en celdas SRRs.

Hemos visto anteriormente como un medio formado por un *array* tridimensional de SRRs debidamente excitado (con un campo magnético paralelo al eje del SRR) presenta una permeabilidad magnética efectiva negativa. En esta sección presentaremos la aplicación de este tipo de partículas en configuraciones planares basadas en el acoplo magnético de los SRRs en una línea de transmisión. El primer ejemplo de aplicación se basa en el acoplo de estas partículas a una línea de transmisión coplanar, y aparece descrito en [40]. Este tipo de línea de transmisión es un buen candidato para conseguir una configuración que excite de manera adecuada a los anillos, ya que en la línea de transmisión coplanar las líneas de campo magnético presentan una dirección normal a la superficie del sustrato en la zona del *slot*. Por lo tanto, si se graban los anillos en la zona del *slot* de la línea coplanar, el campo magnético de ésta los excitará de forma adecuada. No obstante, es posible que la distancia entre el strip central y el plano de masa de la línea coplanar debidamente adaptada no sea suficiente para acomodar a los anillos. Alternativamente, es posible colocar los anillos en la parte posterior del sustrato, evitando así problemas de adaptación. En la figura 2.17(a) podemos ver el layout de dicha estructura, en el que se ha representado en gris la cara superior de metal de la estructura (que constituye la línea de transmisión coplanar) y en negro la inferior (donde se encuentran los SRR). La figura 2.17(b) muestra el modelo discreto de la celda base de la estructura, válido en el régimen de longitud de onda larga ($\beta l \ll 1$, donde β es la constante de propagación para ondas guiadas). Gracias a la simetría de la celda, el concepto de pared magnética ha sido utilizado por lo que el modelo discreto corresponde a la mitad de una celda básica. L y C son la inducción y capacidad de líneas de cada celda. Estos parámetros modelan la inductancia asociada con el conductor central de la línea coplanar y el acoplamiento capacitivo de esta línea con los planos de masa, respectivamente. El SRR está modelado por el resonador formado por L_s y C_s que se acopla a la línea de transmisión a través de una inducción mutua, M . La rama en serie del modelo discreto puede simplificarse quedando en la forma en que aparece en la figura 2.17(c) donde C'_s y L'_s vienen dadas por:

$$C'_s = \frac{L_s}{\omega_0 M^2} \quad (2.29)$$

$$L'_s = \omega_0 M^2 C_s \quad (2.30)$$

Con $\omega_0^2 = 1/(L_s C_s) = 1/(L'_s C'_s)$. En la figura 2.17(d) aparece el diagrama de dispersión de dicha estructura, obtenido mediante la utilización de la ecuación 2.31 [41]

$$\cos(\beta l) = 1 + \frac{Z_s}{Z_p} \quad (2.31)$$

donde Z_s corresponde a la impedancia de la rama serie del modelo discreto, mientras que Z_p es la impedancia de la rama en derivación (ver figura 2.18(b)). El diagrama de dispersión muestra que existe una banda prohibida de frecuencias correspondiente a la franja para la cual el valor de μ_{eff} es negativo. Finalmente la figura 2.17(e) muestra la respuesta en frecuencia de la estructura anterior, los resultados de simulación (obtenidos mediante *CST Microwave Studio*) aparecen en línea delgada, mientras que la línea gruesa muestra los resultados de medida. Vemos como en una estrecha banda de frecuencias la señal es rechazada debido a la permeabilidad efectiva negativa introducida por los SRRs. Puede verse también como fuera de la banda de frecuencias

rechazadas la estructura presenta unas pérdidas de inserción muy reducidas, manteniendo en todo momento la adaptación de la línea coplanar, lo que puede hacer muy adecuada la utilización de estas estructuras como filtros de rechazo de banda.

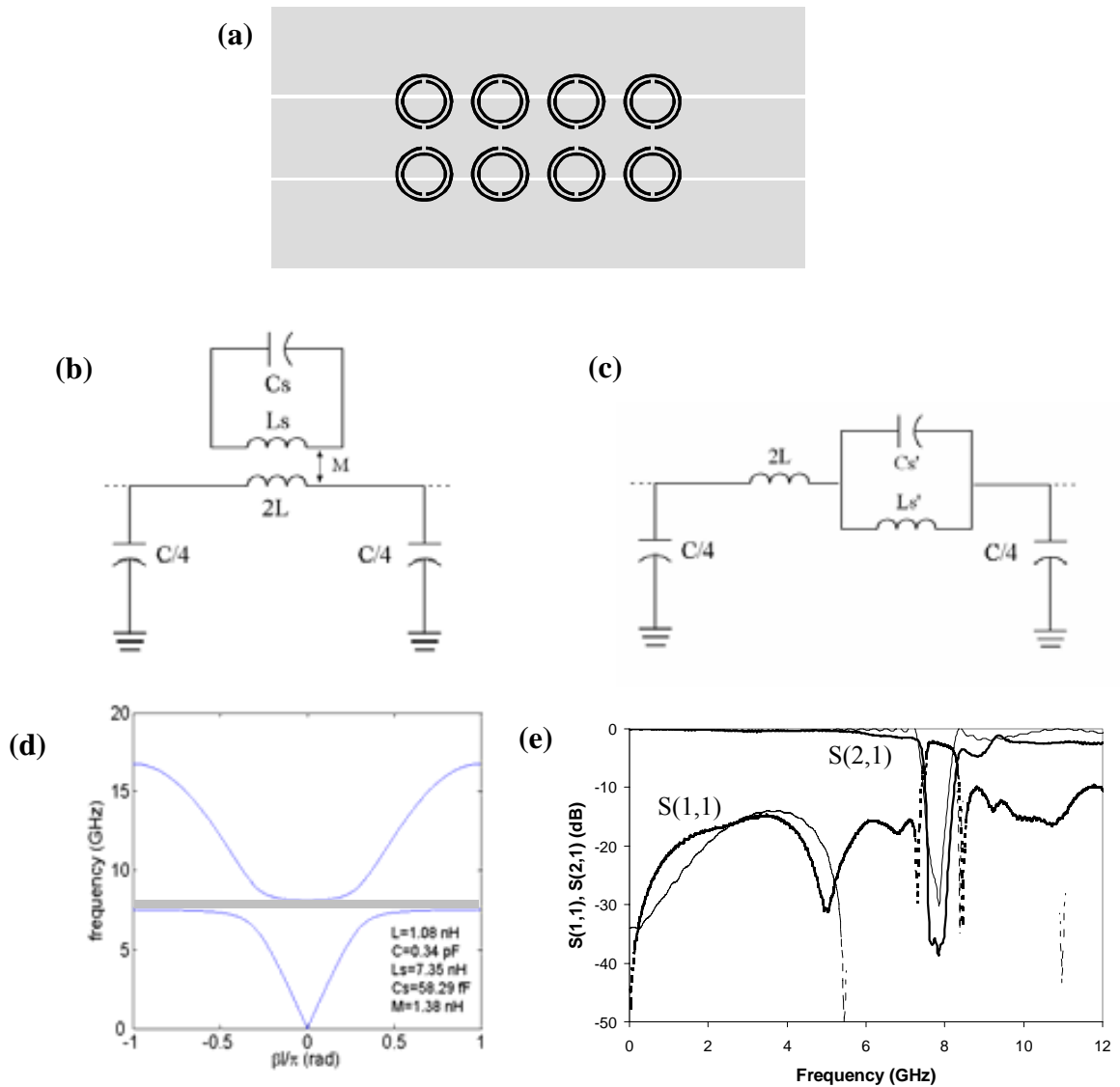


Fig. 2.17. Línea de transmisión CPW con $\mu_{eff} < 0$ basada en SRRs. Layout (a), modelo discreto de la celda base (b) y su equivalente tras haber eliminado la inducción mutua M (c), relación de dispersión (d) y respuesta en frecuencia (e). Figura extraída de [40].

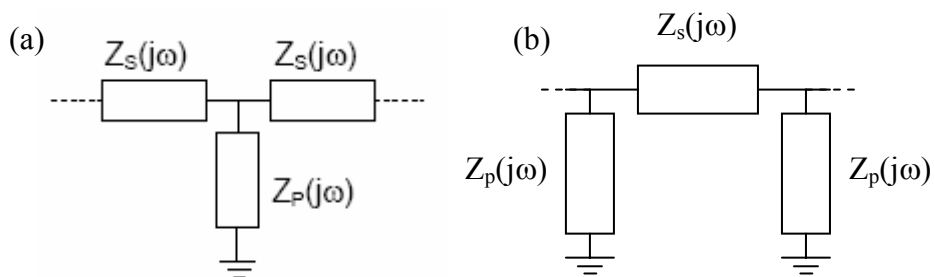


Fig. 2.18. Modelo en T (a) y en Π (b) utilizados en el cálculo de la relación de dispersión.

Una vez sintetizada la línea de transmisión con permeabilidad efectiva negativa, es necesario combinarlo con una estructura que introduzca la permitividad efectiva negativa para conseguir un medio de propagación LHM. En este caso, tal y como se hizo en [31], se han utilizado conexiones inductivas entre el strip central y el plano de masa. La estructura que presenta simultáneamente ϵ_{eff} y μ_{eff} negativos aparece en la figura 2.19(a). Vemos como efectivamente se combinan los SRRs con conexiones inductivas entre el strip central de la línea coplanar y su plano de masa. El modelo discreto de una celda unidad aparece en la figura 2.19(b). Las conexiones inductivas entre el strip central y los planos de masa aparecen descritas por L_p . Al igual que se ha hecho en la estructura anterior, la rama en serie del modelo discreto puede simplificarse quedando tal y como aparece en la figura 2.19(c). La relación de dispersión del circuito de la figura 2.19(a) puede obtenerse fácilmente mediante la ecuación 2.31. Ésta aparece en la figura 2.19(d). Vemos como efectivamente existe transmisión LHM en una estrecha banda de frecuencias, para la cual los valores de ϵ y μ efectivos son ambos negativos. Finalmente, la respuesta en frecuencia aparece descrita en la figura 2.19(e). Puede verse como en la banda de frecuencias rechazadas en la estructura de la figura 2.18(a) ahora aparece una banda de paso. Es destacable el alto nivel de transmisión alcanzado en esta estructura, en la que las pérdidas de inserción están alrededor de los 3dB, así como el nivel de compactación, ya que la estructura completa tiene una longitud de 3.5cm, lo que supone que cada etapa mide una quinta parte de la longitud de onda a la frecuencia de operación.

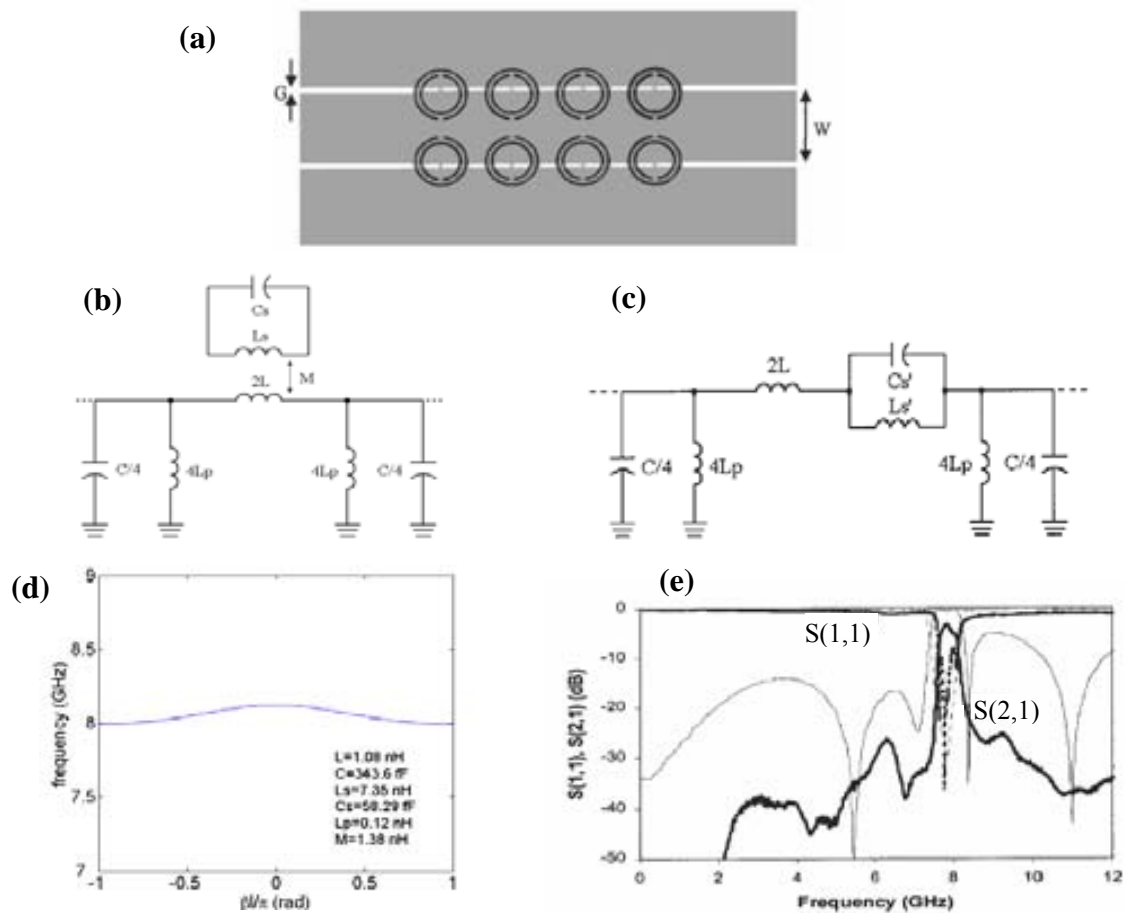


Fig. 2.19. Línea de transmisión LHM basada en SRRs. Layout (a), modelo discreto de la celda base (b) y su equivalente tras haber eliminado la inducción mutua M (c), relación de dispersión (d) y respuesta en frecuencia (e). Figura extraída de [40].

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

Hemos visto cómo los SRRs son capaces de introducir valores de permeabilidad efectiva negativa en un determinado rango de frecuencias. Respecto a los medios que introducen una permitividad efectiva negativa, son conocidas estructuras que proporcionan valores negativos por debajo de la frecuencia plasma (medio de hilos metálicos). No obstante, existe una partícula que es capaz de introducir valores de permitividad efectiva negativa en un determinado rango de frecuencias [42]. Esta partícula es el resonador de anillos abiertos complementario (CSRR), que no es más que la versión complementaria del SRR, en la que se ha grabado la geometría del SRR en una lámina metálica, quedando eliminado el metal de dicha lámina hasta describir la forma del SRR (figura 2.20(a)). Utilizando el principio de Babinet puede concluirse que, en condiciones ideales en las que la conductividad del metal es infinita y su grosor despreciable, dicha partícula tiene una frecuencia de resonancia idéntica a la de un SRR con las mismas dimensiones, pero en lugar de ser excitada por un campo magnético en la dirección axial, dicha excitación ha de ser mediante un campo eléctrico en la misma dirección. En este caso la partícula induce un valor de ϵ_{eff} negativo en una banda de frecuencias cercanas a la frecuencia de resonancia de la partícula. Así pues esta partícula puede ser utilizada para sintetizar líneas de transmisión con permitividad efectiva negativa [42] si se coloca, por ejemplo, en el plano de masa bajo la tira conductora de una línea microstrip, ya que en esta zona la dirección del campo eléctrico es perpendicular a dicho plano de masa, por lo que el CSRR será excitado de la forma adecuada. En estas circunstancias el modelo discreto de un CSRR acoplado a una línea microstrip aparece descrito en la figura 2.20(b) [22], donde L y C son la inducción y capacidad de la sección de línea, mientras que L_c y C_c modelan el CSRR. Este tipo de estructura producirá una banda de rechazo para aquellas frecuencias para las cuales el valor de ϵ_{eff} sea negativo. La figura 2.21 muestra la respuesta en frecuencia de una línea de transmisión cargada con cuatro CSRRs en la que puede verse la banda rechazada, correspondiente al rango de frecuencias para el cual la estructura presenta un valor negativo de permitividad dieléctrica efectiva. Si esta estructura se combina con una serie de gaps capacitivos dispuestos en serie [43] para implementar una línea de transmisión con una permeabilidad efectiva negativa, conseguiremos un medio que presentará ambas magnitudes, ϵ y μ negativas. La figura 2.22 (a) muestra el layout de esta estructura, en la que se ha representado en gris el plano de masa de la línea microstrip y en negro la tira conductora. La respuesta en frecuencia de dicha estructura puede verse en la figura 2.22 (b). La línea discontinua corresponde a la respuesta obtenida al utilizar una línea de transmisión de la figura 2.22 (a), mientras que la línea de puntos corresponde a la respuesta en frecuencia de la línea de transmisión con ϵ_{eff} negativa (las medidas experimentales se han indicado en línea continua). Vemos como efectivamente aparece una banda de rechazo en el caso de utilizar únicamente CSRRs, mientras que en esa misma banda de frecuencias aparece una banda de paso al combinar la estructura con los gaps capacitivos.

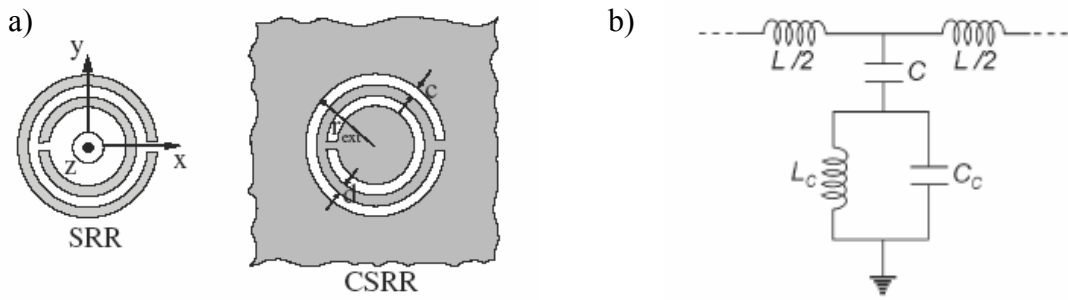


Fig. 2.20. Topología del SRR y del CSRR (a) y modelo discreto de un CSRR acoplado a una línea microstrip (b). Figura extraída de [43].

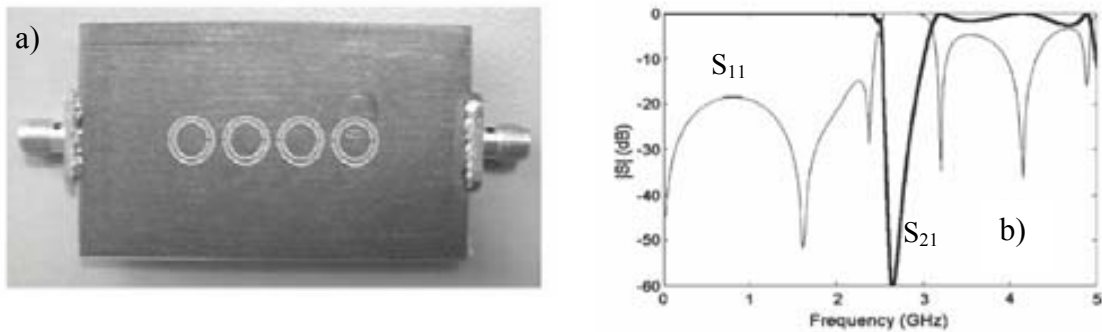


Fig. 2.21. Fotografía del prototipo con $\epsilon_{eff} < 0$ (plano de masa) y respuesta en frecuencia (b) de dicho prototipo. Figura extraída de [42].

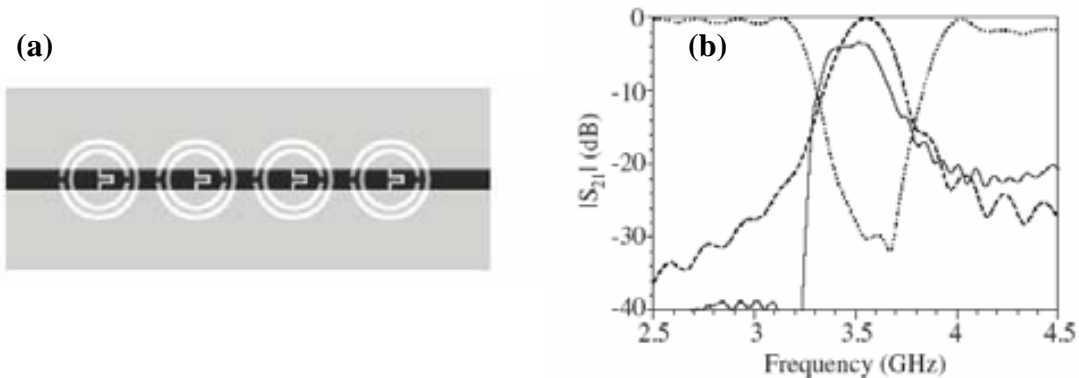


Fig. 2.22. Línea de transmisión LHM basada en CSRRs. Layout (a) y respuesta en frecuencia (b). Figura extraída de [43].

Tanto las líneas de transmisión LHM basadas SRRs como en CSRRs son interesantes debido al reducido tamaño de sus resonadores. Por otra parte, su selectividad frecuencial no es demasiado buena por la parte alta de la banda (ver figura 2.22 (b)) y no permiten sintetizar respuestas estándar. Pese a estas limitaciones, sus reducidas dimensiones las hacen interesantes como estructuras pasa banda. A lo largo de esta tesis mostraremos cómo solucionar estas limitaciones, presentando estrategias de diseño que nos permitirán diseñar filtros con respuestas simétricas así como una metodología de diseño que nos llevará a poder sintetizar filtros basados en respuestas estándar.

2.6. Aplicación de los metamateriales a la optimización de circuitos de microondas

En esta sección mostraremos algunas aplicaciones de los metamateriales a la optimización de circuitos de microondas, tales como la supresión de bandas espurias en filtros. En primer lugar se presentarán las aplicaciones de las características de propagación selectiva de los EBG para la supresión de bandas espurias. Seguidamente se mostrarán estructuras en las cuales se han combinado diseños de filtros distribuidos con SRRs y CSRRs para la supresión de las bandas espurias características de este tipo de diseños.

2.6.1. Eliminación de bandas espurias en filtros de microondas mediante el uso de cristales electromagnéticos

En el campo de los circuitos de microondas es habitual confinar la señal mediante la utilización de líneas de transmisión que suponen un medio guiado para la radiación que viaja a través de ellas. En este caso la analogía con la constante dieléctrica de los medios ópticos la encontramos en la impedancia característica de la línea de transmisión, que no es más que la relación entre las amplitudes de las ondas de corriente y tensión que viajan por la línea. En este tipo de sistemas la perturbación periódica característica de los EBGs puede introducirse con la variación de esta impedancia característica a medida que la señal viaja por la línea de transmisión [5-7], o bien mediante la perturbación del plano de masa [8, 9]. De la teoría del acoplo de modos [44] se puede extraer que si esta perturbación de impedancia característica es pequeña el espectro de frecuencias rechazadas está relacionado con la transformada de Fourier del perfil de impedancia [45]. Ha sido demostrado que una perturbación periódica de la impedancia característica permite inhibir la propagación de la señal para aquella frecuencia que satisface la condición de Bragg [46]. En el caso de una línea de transmisión unidimensional esta condición se traduce en que la longitud de onda de la señal para la frecuencia rechazada coincide con dos períodos de la perturbación. Estas técnicas han sido utilizadas con muy buenos resultados para la eliminación de espurios en filtros de microondas en tecnología planar. La utilización de perturbaciones sinusoidales de la impedancia característica ajustadas a frecuencias diferentes puede utilizarse para eliminar varias bandas espurias en un mismo filtro (figura 2.23) [47].

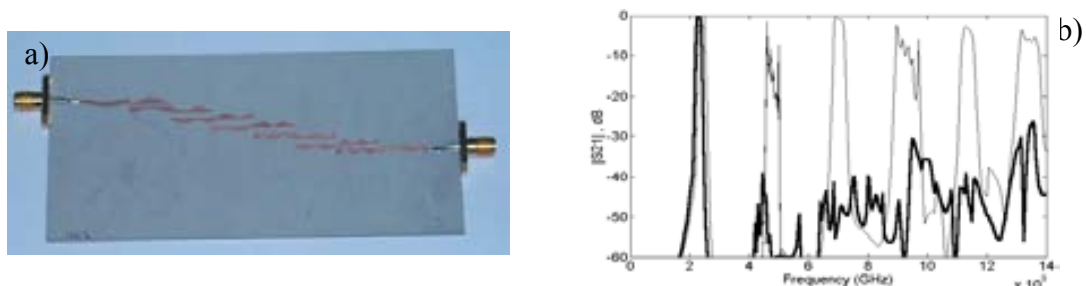


Fig. 2.23. Layout (a) y respuesta (b) de un filtro pasa banda con perturbación sinusoidal. El periodo de la perturbación ha sido ajustado para suprimir más de una banda espuria. En trazo fino se muestra la respuesta del filtro sin perturbación. Figura extraída de [47].

Por otra parte, se pueden utilizar otros perfiles de impedancias para tratar de eliminar las bandas de paso espurias, como puede ser una perturbación cuadrada de la impedancia característica. En el caso de la implementación de este tipo de estructuras en tecnología coplanar la variación de impedancia característica en la línea de transmisión se traducirá en la modificación de los parámetros geométricos correspondientes. La figura 2.24 (a) muestra un ejemplo de aplicación de esta técnica mediante la cual se ha practicado una perturbación cuadrada a la impedancia característica de la línea modificando la separación entre el strip central y el plano de masa. La figura 2.24(b) muestra la respuesta en frecuencia del filtro resultante. Puede verse como la reducción de espurios es significativa [48].

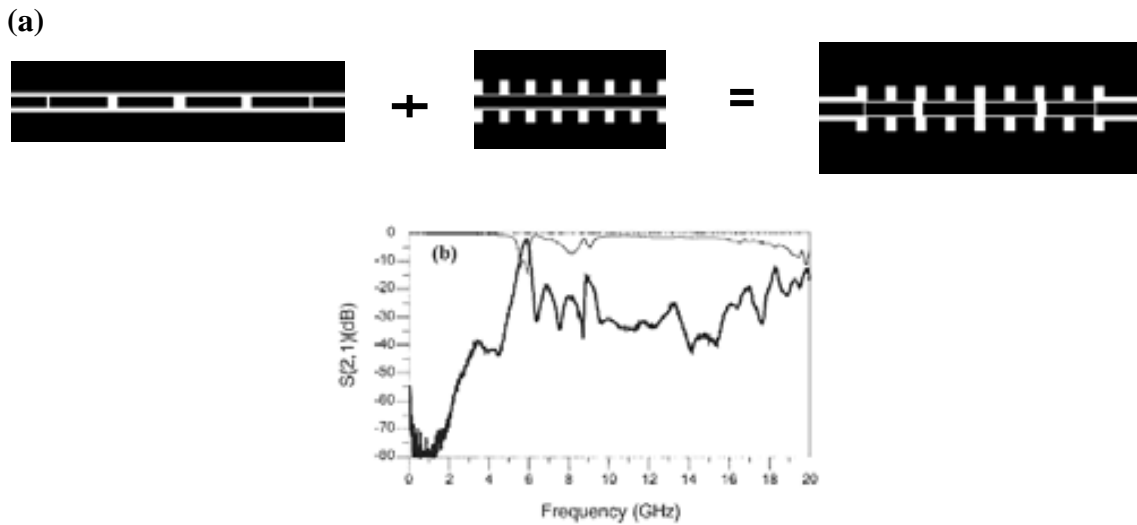


Fig. 2.24. Esquema de aplicación de EBG a un filtro de resonadores acoplados por gap en tecnología coplanar. Layout (a) y respuesta en frecuencia (b). Figura extraída de [48].

2.6.2. Eliminación de bandas espurias en filtros de microondas mediante la utilización de SRRs y CSRRs.

Hemos visto que tanto los SRRs como los CSRRs son capaces de inhibir la propagación de la señal en un determinado rango de frecuencias. Este tipo de comportamiento puede ser útil para la eliminación de bandas espurias en filtros de microondas distribuidos si se sintoniza de manera adecuada la frecuencia de resonancia de modo que la banda de frecuencias rechazada se superponga a la banda espuria intrínseca del filtro distribuido. En [49] se estudia en profundidad las aplicaciones de estas partículas para este fin. La figura 2.25(a) muestra el layout de un filtro implementado mediante una configuración de líneas acopladas en tecnología microstrip. En este caso se han utilizado SRRs que se han situado en la cara superior del sustrato, al lado de la tira conductora, donde el campo magnético es paralelo al eje del anillo. Vemos que esta configuración, a diferencia de las soluciones convencionales consistentes en situar en cascada un filtro de rechazo de banda, no añade longitud extra al diseño final. En el diseño de la figura 2.25(a) se han utilizado anillos de distinto tamaño que dan lugar a frecuencias de resonancia diferentes, esta técnica ha permitido eliminar las dos primeras bandas espurias tal y como aparece descrito en la figura 2.25(b) (simulación) y 2.25(c) (medida), donde el nivel de supresión de las bandas espurias ronda los 40dB. Por otra

parte también es posible utilizar CSRRs para la eliminación de bandas espurias [49]. En la figura 2.26(a) aparece un ejemplo de esta técnica. En este caso los CSRRs se han grabado en el strip conductor de un filtro pasa banda implementado en configuración de líneas acopladas en tecnología coplanar. Vemos como los CSRRs no añaden ni longitud ni ningún tipo de área extra en las dimensiones laterales. En la figura 2.26 (b) y 2.26 (c) aparecen los resultados de simulación y medida, respectivamente. Vemos como el nivel de rechazo se sitúa alrededor de los 40dB. Por otra parte, esta técnica también ha sido utilizada para la supresión de bandas espurias en filtros pasa bajos [50]. En este caso se han grabado los CSRRs en las secciones de baja impedancia de un filtro de impedancia escalonada. Los resultados de simulación y medida aparecen descritos en la figura 2.27. Vemos como el nivel de rechazo alcanza los 35 dB.

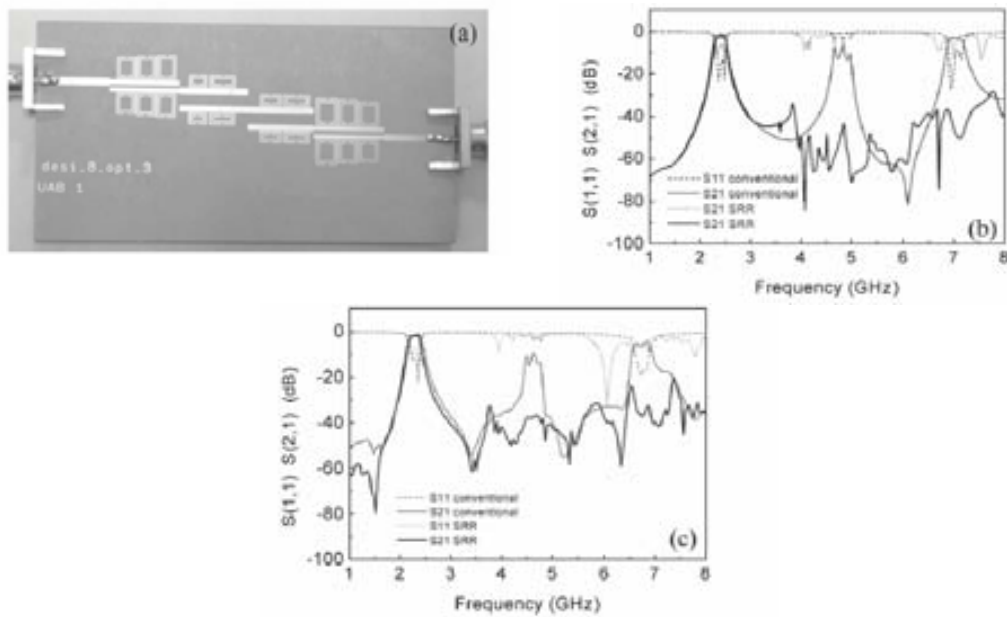


Fig. 2.25. Filtro de líneas acopladas microstrip al que se la han añadido SRRs para eliminar las bandas espurias. Layout (a), simulación de la respuesta con SRRs y sin ellos (b) y resultados de medida (c). Figura extraída de [49].

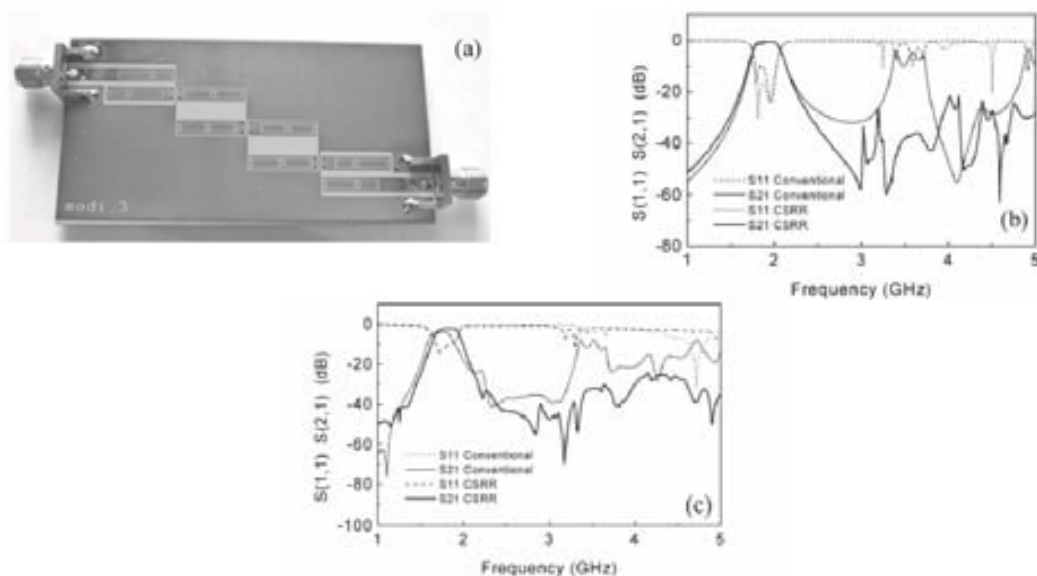


Fig. 2.26. Filtro de líneas acopladas coplanar al que se la han añadido CSRRs para eliminar las bandas espurias. Layout (a), simulación de la respuesta con CSRRs y sin ellos (b) y resultados de medida (c). Figura extraída de [49].

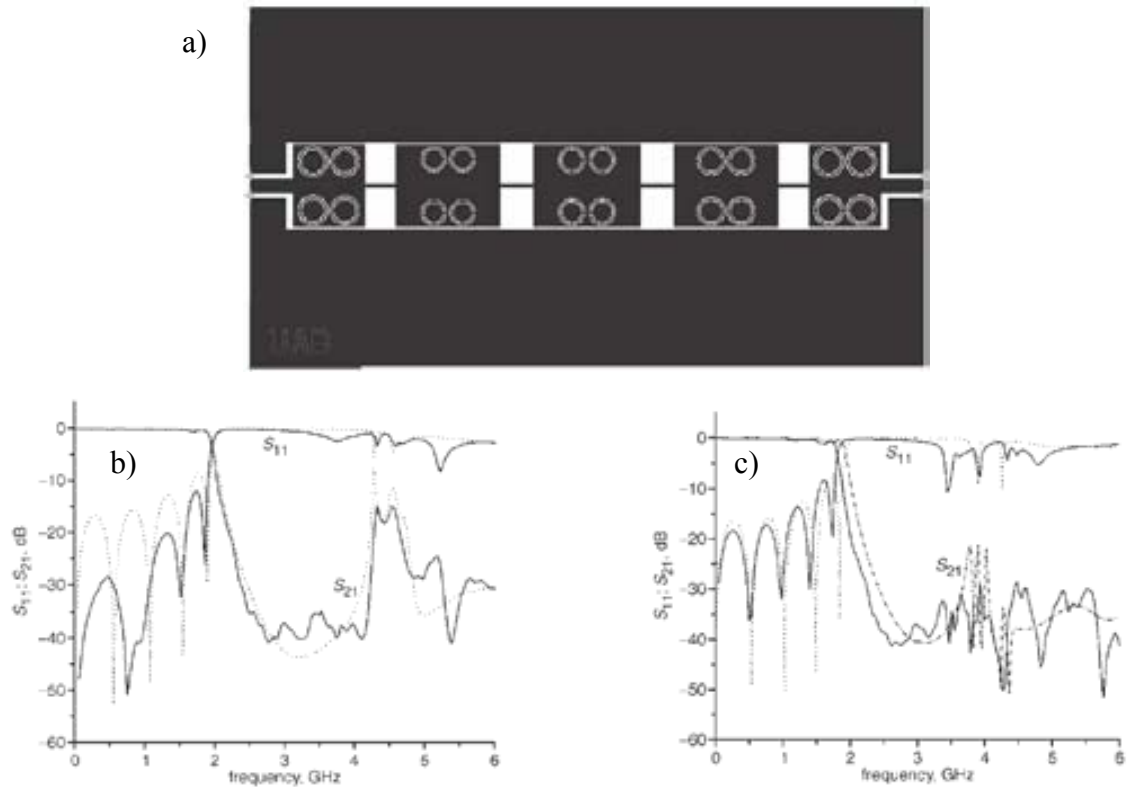


Fig 2.27. Layout del filtro de impedancia escalonada modificado con CSRRs (a), respuesta medida y simulada del filtro convencional (b) y respuesta simulada y medida del filtro modificado con CSRRs. Figura extraída de [50].

En este capítulo hemos presentado las principales propiedades de los metamateriales, tanto en régimen de funcionamiento en longitud de onda corta, este es el caso de los cristales electromagnéticos en los cuales los efectos de propagación selectiva de la señal se producen debido a fenómenos de interferencia, como en régimen de funcionamiento de onda larga, como es el caso de los medios efectivos, entre los que destacan los medios zurdos. Estos últimos presentan propiedades exóticas inexistentes en la naturaleza como pueden ser la inversión de la ley de Snell o la aparición de ondas de retroceso, motivadas por el hecho de que en estos medios tanto la permeabilidad magnética efectiva como la permitividad dieléctrica efectiva son ambas negativas, dando lugar a que el vector de onda y en vector de Pointing en dicho medio sean antiparalelos. En este capítulo se han visto también algunas de las implementaciones más conocidas para este tipo de materiales, tanto en configuración tridimensional como planar, así como sus aplicaciones más destacadas, como pueden ser el diseño de lentes, antenas, acopladores, desfasadores, filtros, etc.

3. Implementación de filtros y diplexores de microondas utilizando alternancia de celdas zurdas/diestras.

En este capítulo estudiaremos la posibilidad de implementar estructuras planares con respuestas pasa banda basadas en la combinación de celdas con velocidad de fase negativa (zurdas) y celdas con velocidad de fase positiva (diestras). Veremos cómo esta configuración mejorará en gran medida la selectividad frecuencial en la parte superior de la banda de paso de los filtros, respecto a la selectividad en frecuencia que se obtiene típicamente en estructuras con celdas zurdas solamente. Ello es debido a que las celdas diestras presentan un cero de transmisión por encima de la banda de paso, por lo que alternando etapas zurdas (las cuales presentan el cero de transmisión por debajo de la banda) y diestras, con bandas de paso superpuestas, se obtienen respuestas altamente selectivas, con dos ceros de transmisión a ambos lados de la banda permitida. Se presentarán diversos prototipos de filtros de banda estrecha basados en esta idea, y se verá cómo además de obtenerse unas prestaciones razonables con respuestas simétricas, se consiguen niveles de compactación significativos, como consecuencia de las reducidas dimensiones de los resonadores utilizados, y del limitado número de etapas. Finalmente se mostrará también la posibilidad de aplicar el concepto de línea zurda/diestra alternada al diseño de diplexores.

3.1. Implementación de celdas RHM en tecnología planar basadas en SRRs y CSRRs.

En la sección 2.5 se ha visto como implementar líneas de transmisión con comportamiento zurdo basadas en celdas combinadas de SRRs y strips inductivos (en tecnología coplanar) o su versión complementaria, formada por CSRRs y gaps capacitivos (en tecnología microstrip). En esta sección estudiaremos la posibilidad de implementar celdas diestras utilizando SRRs y CSRRs. La celda base de la primera de las estructuras que consideraremos aparece descrita en la figura 3.1(a). Dicha celda está compuesta por un par de SRRs acoplados a una línea coplanar en los que se ha superpuesto un gap capacitivo. El modelo en π puede verse en la figura 3.1(b), donde L y C representan los parámetros de la línea de transmisión coplanar, L_s' y C_s' modelan el SRR (los valores de L_s y C_s aparecen transformados por el efecto del acoplamiento inductivo tal y como se ha visto en el capítulo anterior) y C_g se corresponde con la capacidad de gap introducido en la línea de transmisión.

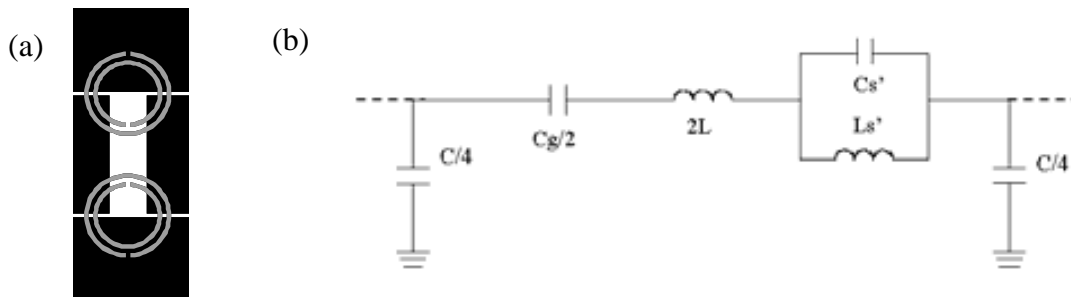


Fig. 3.1. Celda base RHM basada en SRR (a) y su modelo discreto (b).

El análisis del circuito de la figura 3.1 indica que, para el caso de una estructura periódica de dichas celdas en cascada, la propagación de modos Bloch está permitida para aquellas frecuencias cuyo valor de $\phi = \beta l$ sea real según la siguiente expresión:

$$\cos(\beta l) = 1 + \frac{C}{2C_g} - \frac{LC\omega^2}{2} + \frac{C\omega}{4} \frac{L'_s/C'_s}{\omega L'_s - \frac{1}{\omega C'_s}} \quad (3.1)$$

que se obtiene de la expresión 2.31.

La ecuación 3.1 confirma que la estructura formada por la combinación de SRR y gaps capacitivos soporta modos propagativos en una estrecha banda de frecuencias inferiores a la frecuencia de resonancia del SRR. Por otra parte, el carácter resonante del SRR produce variaciones abruptas de impedancia alrededor de su frecuencia de resonancia, ya que la reactancia de éste pasa de un valor infinito positivo para frecuencias inferiores a la de resonancia, a una reactancia infinita negativa para el caso de

frecuencias mayores. Esto produce que la frecuencia para la cual la impedancia serie del modelo π pasa de ser inductiva a ser capacitiva, y por lo tanto no sea posible la propagación (recordemos que para que sea posible la propagación la impedancia serie y derivación del modelo π han de tener signo opuesto) ocurre justo por encima de la frecuencia de resonancia del SRR. Este hecho da lugar a la aparición de un cero de transmisión en la frecuencia resonancia del SRR (ya que dicha reactancia serie para esta frecuencia es infinita). Por este motivo, este tipo de estructura presenta una transición muy abrupta por la parte alta de la banda de paso. Por otra parte, la transición por la parte baja de la banda de paso muestra mayor suavidad, ya que dicha reactancia serie evoluciona de forma gradual hacia valores negativos (capacitivos), al producirse por el hecho de que el valor de la reactancia aportada por C_g domina sobre la reactancia de L . La figura 3.2 muestra una simulación electromagnética obtenida mediante *Agilent Momentum* de la celda de la figura 3.1(a) en la que se puede apreciar los efectos mencionados anteriormente. Vemos como efectivamente tenemos una banda de paso alrededor de los 7GHz con una transición abrupta en la parte alta de la banda debido a la presencia de un cero de transmisión en 8GHz, mientras que la transición en la parte baja de la banda se produce de forma gradual.

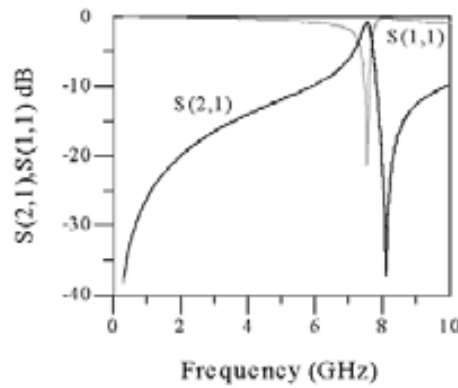


Figura 3.2. Respuesta en frecuencia típica de la celda de la figura 3.1(a)

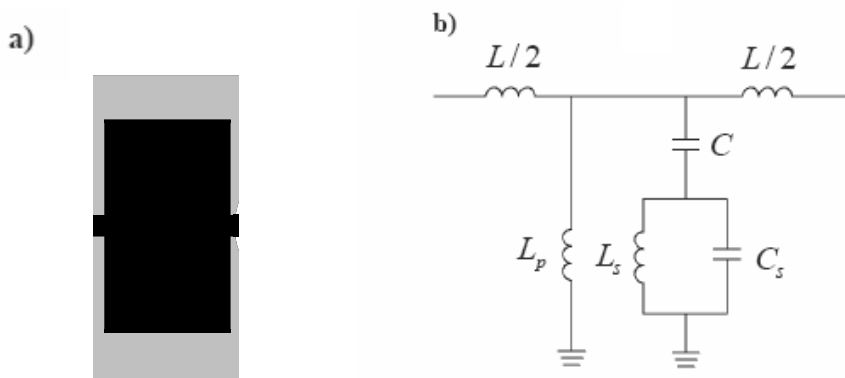


Fig. 3.3. Celda base RHM basada en CSRR (a) y su modelo discreto (b). El metal superior se representa en negro y el inferior en gris.

Por otro lado, también es posible implementar celdas diestras mediante la utilización de CSRRs. En este caso, la celda utilizada aparece en la figura 3.3(a). Vemos que está formada por una combinación de un CSRR acoplado a una línea microstrip con una conexión inductiva entre la línea de transmisión y el plano de masa. El modelo discreto de dicha celda aparece descrito en la figura 3.3(b). L y C son la inductancia y capacidad de la línea respectivamente mientras que L_p modela la inductancia de la conexión metálica entre la línea de transmisión y el plano de masa. El CSRR está modelado por el circuito $L_s C_s$ resonante acoplado a la línea de transmisión a través de la capacidad C . La relación de dispersión correspondiente a una estructura infinitamente larga compuesta por celdas unitarias como la de la Fig. 3.3(a) toma la forma siguiente:

$$\cos(\beta l) = 1 + \frac{L\omega^2 \left[L_p + \frac{L_s}{1 - L_s C_s \omega^2} \right] - \frac{L}{C}}{2 \left(\frac{L_s L_p \omega^2}{1 - L_s C_s \omega^2} - \frac{L_p}{C} \right)} \quad (3.2)$$

Debido a la ausencia de impedancia capacitiva en la rama en serie del modelo en T de dicha estructura, sólo será posible la propagación para el caso en el que la impedancia en derivación sea capacitiva, cosa que ocurre en una estrecha banda de frecuencias, justo por debajo de la frecuencia del cero de transmisión que se origina por la combinación de la capacidad de acoplamiento y del CSRR. Dicho cero de transmisión viene dado por

$$f_z = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s(C_s + C)}} \quad (3.3)$$

La figura 3.4 muestra una respuesta frecuencial obtenida mediante simulación de una estructura como la que aparece en la figura 3.3(a). Vemos como efectivamente aparece un cero de transmisión justo por encima de la banda de paso de nuestra celda.

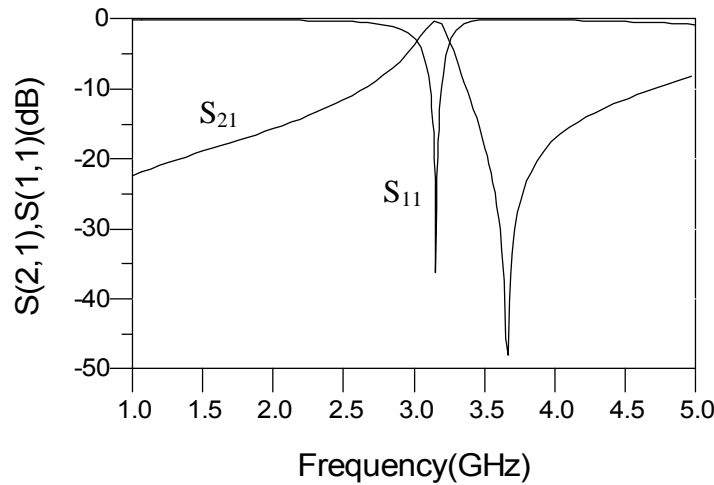


Fig. 3.4. Respuesta en frecuencia típica de la celda de la figura 3.3(a).

3.2. Filtros de banda estrecha en tecnologías coplanar y microstrip.

Hemos visto previamente como las líneas de transmisión LHM que consisten en la combinación de SRRs con conexiones inductivas en derivación o CSRRs con gaps capacitivos en serie presentan una transición abrupta en la parte baja de la banda, mientras que en la parte alta de la banda, dicha transición es muy suave. La presencia de un cero de transmisión debajo pero cerca de la banda LHM explica el cambio repentino en el coeficiente de transmisión para frecuencias inferiores a las permitidas por dicha estructura. Sin embargo, el límite superior de la banda está determinado por aquella frecuencia para la cual la impedancia serie cambia de un comportamiento capacitivo a un comportamiento inductivo (para las líneas LHM de SRR) o por el cambio de la impedancia en derivación de inductiva a capacitiva (para las líneas de CSRRs). Este cambio en lugar de ser súbito es gradual y ésta es la razón de la típica transición suave en la parte alta de la banda. Una posibilidad para mejorar la selectividad de la frecuencia en el borde superior de la banda es alternar secciones de línea LHM con secciones RHM. Estas últimas, consistentes en SRRs combinados con gaps capacitivos en serie, o CSRRs combinados con strips inductivos dispuestos en derivación, exhiben un cero de transmisión por la parte alta de la banda de paso. Por lo tanto, superponiendo las bandas de paso de ambas etapas, es potencialmente posible alcanzar dispositivos de gran selectividad frecuencial a ambos lados de la banda de paso. La figura 3.5 muestra un ejemplo en el que se ha aplicado este concepto. Se trata de un filtro coplanar en el que se han representado la respuesta de cada una de las celdas, pudiéndose verificar la presencia de ceros de transmisión por la parte alta y baja de la banda de paso. También se ha representado la respuesta en frecuencia simulada del filtro completo, donde se puede apreciar la gran selectividad alcanzada con tan solo tres etapas.

En el artículo A se ha estudiado la posibilidad de construir filtros pasa banda basados en la combinación de celdas RHM y LHM implementadas en líneas de transmisión coplanar mediante el uso de SRRs. En la figura 6 del artículo A podemos ver el layout del dispositivo final (filtro en banda C) implementado en un sustrato *Arlon 250-LX-0193-43-11*, con una constante dieléctrica de $\epsilon_r=2.43$ y un grosor de $h=0.49\text{mm}$. Puede observarse la diferencia de tamaño en los anillos que forman las secciones de línea LHM y RHM. Esto es debido a que la banda de paso de ambas estructuras se sitúa en un caso por encima de la frecuencia de resonancia del anillo y en el otro por debajo. Concretamente, para el caso del SRR de menor tamaño el radio interior se ha fijado en 1.39mm , mientras que para el caso del SRR exterior dicho radio ha sido de 1.52mm . En ambos casos $c=d=0.2\text{mm}$. Según el modelo descrito en [22], estas dimensiones proporcionan frecuencias de resonancia que se sitúan alrededor de los 7GHz (en nuestro caso tenemos, $f_o=7.22\text{GHz}$ y $f_o=6.64\text{GHz}$ para los SRR central y externos, respectivamente). Sin embargo, se ha verificado mediante simulación electromagnética que acoplando estos SRRs a la línea coplanar sus frecuencias de resonancia se trasladan a $f_o=8.02\text{GHz}$ y $f_o=6.98\text{GHz}$. Por lo tanto, es de esperar que la banda de paso de la estructura se sitúe entre estas dos frecuencias. Estas frecuencias de resonancia se pueden determinar con mucha precisión a partir de los ceros de transmisión que presentan un par de anillos acoplados a una línea de transmisión, sin la presencia de gaps capacitivos ni strips inductivos. La geometría de los gaps y de los strips ha sido determinada con el objetivo de obtener capacidades en serie e inducciones en derivación adecuadas para enmascarar el efecto de la inducción y capacidad de la línea de transmisión en la región de interés (en la banda de paso) tanto para el anillo central como para los exteriores.

Estas condiciones son necesarias para conseguir la banda de paso para nuestra estructura, según los modelos de las figuras 7 y 8 del artículo A. Ajustando la anchura del strip inductivo a $w_w=2.16\text{mm}$ y la longitud del gap a $l_g=1.6\text{mm}$, conseguimos una inducción en derivación y una capacidad serie de $L_p=115.76\text{pH}$ y $C_g=96.84\text{fF}$, respectivamente. Finalmente, las dimensiones laterales de la línea coplanar ($W=5.4\text{mm}$, $G=0.16\text{mm}$) se han determinado para obtener una impedancia característica de 50Ω con una anchura de línea relativamente grande con el objetivo de evitar el solapamiento entre anillos. La longitud de la zona activa del dispositivo (excluyendo las líneas de acceso para los conectores) es de 14.4mm . Esta longitud es aproximadamente tres veces más pequeña que la longitud de onda de la señal a la frecuencia de operación del filtro.

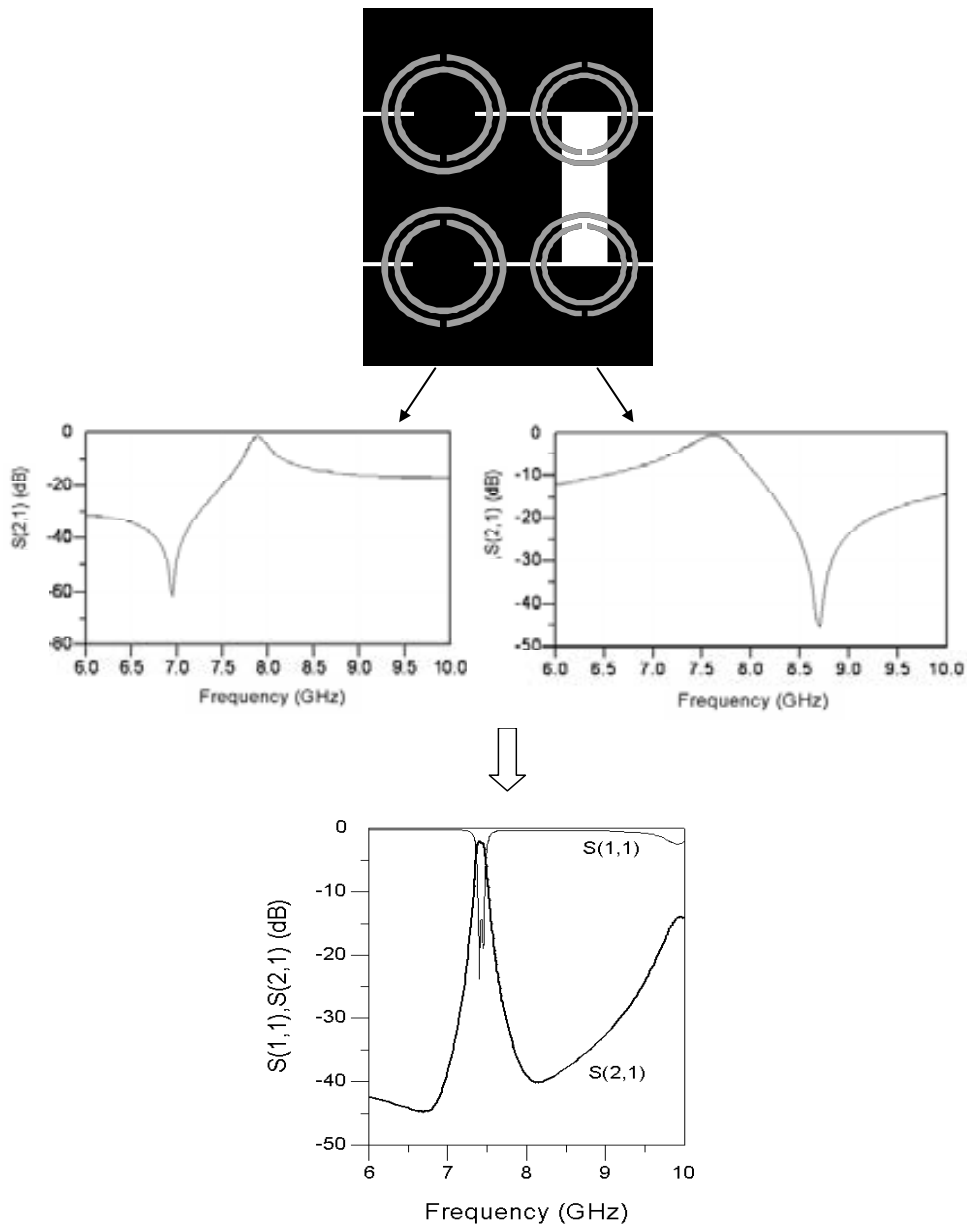


Fig. 3.5. Ejemplo de diseño de un filtro en tecnología coplanar basado en la combinación de celdas RHM con celdas LHM. Simulación realizada mediante Agilent Momentum en un sustrato de $\epsilon_r=2.43$ y un grosor $h=0.49\text{mm}$. Las dimensiones del dispositivo aparecen definidas en el artículo A.

La figura 9(a) del artículo A muestra la respuesta frecuencial de la estructura obtenida mediante simulación utilizando *Agilent Momentum*. En concordancia con el análisis realizado a partir del modelo circuital, la banda aparece entre las frecuencias de resonancia de los anillos central y externos, con unas pérdidas de inserción de tan solo 2dB. El nivel de atenuación fuera de la banda de paso se sitúa por encima de los 40 dB y decrece progresivamente al incrementar la frecuencia debido al comportamiento pasa altos de la línea coplanar combinada con los gaps capacitivos y los strips inductivos. Es también destacable la abrupta transición obtenida en ambos lados de la banda de paso, con una caída de aproximadamente 40dB en 0.5GHz. Los resultados de medida (obtenidos mediante un analizador de redes vectorial *Agilent 8720ET*) aparecen en la figura 9(b) del artículo A y muestran una concordancia razonable con los resultados de simulación. Las ligeras discrepancias se atribuyen a tolerancias en el proceso de fabricación, ya que se ha podido verificar mediante simulación que variaciones en el tamaño de los SRRs inferiores al 1% son suficientes para degradar de forma significativa la respuesta de la banda de paso. Bajo estas condiciones no es extraño que las pérdidas de inserción sean mayores (4dB) a las obtenidos mediante simulación. No obstante, la respuesta en frecuencia medida presenta una gran selectividad con niveles de rechazo de 60dB, y de 40dB a 6GHz y a 7.7GHz, respectivamente.

Otro ejemplo ilustrativo de esta técnica lo encontramos en el artículo B. En este caso se ha implementado un filtro en banda S (frecuencia central de 2.4GHz) utilizando una combinación de celdas zurdas y diestras, donde el número de celdas se ha reducido a dos. En este artículo se ha explorado la eficiencia de esta técnica (en términos de selectividad en frecuencia) intentando reducir el tamaño del filtro al mínimo posible. De hecho, este límite viene determinado por el mínimo tamaño alcanzable por el SRR para una determinada frecuencia de resonancia con la tecnología disponible. Para obtener una banda de paso situada en los 2.4GHz las dimensiones del par de anillos correspondientes a las etapas zurda y diestra se han fijado en $r=5.2\text{mm}$, $c=0.44\text{mm}$, $d=0.22\text{mm}$, y $r=4.1\text{mm}$, $c=d=0.55\text{mm}$, respectivamente. Con estas dimensiones la frecuencia de resonancia de los SRRs que forman cada una de las celdas aparece por debajo y por encima de la banda de paso deseada de nuestro filtro (el substrato utilizado ha sido un *Arlon 250-LX-0193-43-11*). Las dimensiones del strip y del gap utilizadas corresponden a $w_s=2.8\text{mm}$ y $l_g=6.6\text{mm}$, respectivamente. Con estas dimensiones la inductancia y capacidad del strip y del gap se han estimado en $L_p=183\text{pH}$ y $C_g=147\text{fF}$, respectivamente. Las líneas de transmisión utilizadas tanto en la parte central como en las líneas de acceso para albergar los conectores son de 50Ω . En este caso se han utilizado líneas de menor anchura en la parte exterior del dispositivo con el objetivo de facilitar la colocación de los conectores. La longitud final del dispositivo (excluyendo las líneas de acceso) es de 22.5mm, lo que corresponde a una quinta parte de una longitud de onda a la frecuencia central de la banda de paso. Para el caso de este prototipo las dimensiones utilizadas no son tan críticas como en el caso del filtro en banda C visto anteriormente. Debido a esto las pérdidas de inserción medidas (3.3dB) son más similares a las que muestra la simulación (2dB). Pese al número de etapas utilizado (tan solo dos) la selectividad en frecuencia se mantiene, con niveles de rechazo superiores a los 50dB por debajo de la banda de paso, y con niveles superiores a 30dB aproximadamente hasta 4GHz. En la parte alta de la banda de rechazo se observa una transición muy abrupta, con una caída de 60dB en 0.4GHz, mientras que en la parte baja de la banda se ha podido medir una pendiente promedio de 125dB/GHz.

Con el fin de estimar la potencialidad de miniaturización de esta técnica, se ha diseñado un filtro de segundo orden basado en líneas acopladas con el mismo ancho de banda y

frecuencia central que el dispositivo en banda S basado en SRRs, utilizando el mismo sustrato con el objetivo de poder comparar dimensiones. La figura 4 del artículo B muestra los resultados de simulación de ambos filtros (líneas acopladas y basado en SRRs), mientras que los layouts se comparan en la figura 2 del artículo B. Podemos ver que para un filtro de segundo orden basado en líneas acopladas el rechazo fuera de la banda de paso es inferior al que se obtiene con el filtro basado en SRRs, mientras que el incremento en tamaño es evidente. Por otro lado podemos ver cómo el nivel de pérdidas en el caso de ambos filtros es el mismo, lo que evidencia que el factor de calidad del resonador empleado es similar al que podemos obtener mediante la utilización de resonadores distribuidos.

Esta técnica basada en la alternancia de celdas zurdas con celdas diestras también puede ser aplicada utilizando CSRRs en línea microstrip. Para ello es necesario diseñar los CSRR de manera que presenten los ceros de transmisión a ambos lados de la banda de paso deseada y que la banda de paso resultante de cada una de las etapas tenga idéntica banda central. En el artículo C se ha explorado esta posibilidad. La figura 3 de dicho artículo muestra un ejemplo ilustrativo de esta técnica. Las dimensiones de los CSRRs se han determinado a partir de los modelos que aparecen en [22]. No obstante, en la práctica las dimensiones finales de los CSRRs así como las dimensiones del gap y de los inductores en derivación se han optimizado mediante simulación con el objetivo de minimizar las pérdidas de inserción en la banda de paso. Esta tarea se ha realizado mediante el software comercial *Agilent Momentum*, considerando un sustrato *Rogers RO3010* con una constante dieléctrica de $\epsilon_r=10.2$ y un espesor de $h=1.27\text{mm}$. Los resultados de simulación correspondientes al dispositivo final aparecen en la figura 5(a) del artículo C. El circuito se ha fabricado mediante técnicas fotolitográficas estándar. La respuesta frecuencial obtenida mediante el analizador de redes (*Agilent 8720ET*) aparece en la figura 5(b) del mismo artículo. Vemos una coincidencia más que satisfactoria entre los resultados de medida y la simulación. Una estrecha banda de paso aparece centrada en una frecuencia de 2.2GHz con una respuesta simétrica y abrupta a ambos lados de la banda de paso. El comportamiento en la banda de rechazo es bueno, con un nivel de rechazo de más de 30dB hasta una frecuencia de 4GHz. Las discrepancias entre los resultados de medida y la simulación son debidas a los errores asociados a las tolerancias de los procesos de fabricación. Por otra parte, las pérdidas en los conductores unidas con el reducido ancho de banda de la respuesta (de tan solo un 2%) introducen un nivel de pérdidas significativo. La utilización únicamente de dos etapas favorece la compactación del dispositivo, cuyas dimensiones finales (excluyendo las líneas de acceso) resultan ser de 14.6mm, lo que supone un tamaño menor a un tercio de una longitud de onda en la frecuencia central del filtro. Con el fin de demostrar el posible control sobre el ancho de banda de los filtros implementados con esta técnica hemos diseñado un prototipo adicional con resonadores más anchos. Obviamente, el filtro resultante de la combinación de dichos resonadores (el layout aparece en la figura 6 del artículo C) incrementa su ancho de banda a expensas de reducir la selectividad del mismo. No obstante, la respuesta en la banda de rechazo es satisfactoria, mientras que las pérdidas en la banda de paso se ven drásticamente reducidas. La razón para incluir dos CSRRs en la etapa formada por CSRRs y strip capacitivos es simplemente la de incrementar el ancho de banda de dicho resonador.

3.3. Aplicación al diseño de diplexores

Basándonos en la técnica de alternar celdas zurdas y diestras también es posible diseñar diplexores de microondas en tecnología planar. Un diplexor es un dispositivo de tres puertos utilizado para separar los canales de transmisión y de recepción en un transceptor de comunicaciones [51,52]. Así pues, será necesario implementar un filtro que opere en la banda de recepción y otro en la banda de transmisión. Las principales características de un diplexor son las pérdidas en las bandas de paso de ambos canales (que deben de ser las menores posibles) y el aislamiento entre canales (que debe ser grande para evitar interferencias entre los canales de emisión y recepción). Una posible configuración para nuestro diplexor es la que aparece en la figura 3.6 donde el par de filtros están situados en una configuración tipo Y. Para evitar problemas de interferencia entre las señales transmitidas por el filtro que se encuentre activo y las rechazadas por el filtro que se encuentre en situación de rechazo convendrá ajustar la fase de la señal rechazada para que se acople en fase con la señal transmitida. Este proceso puede realizarse ajustando de forma adecuada las longitudes de las líneas de acceso a los filtros (l_1 y l_2 en la figura 3.6).

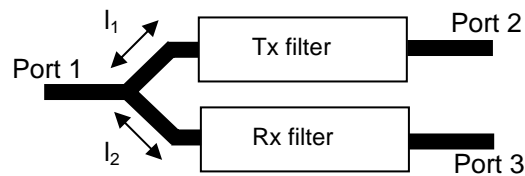


Fig. 3.6. Esquema de un diplexor basado en dos filtros pasa banda en configuración Y

En el artículo D se ha diseñado un diplexor basado en la configuración de la figura 3.6 en la que los filtros han sido implementados mediante una combinación de celdas zurdas/diestras en tecnología microstrip. El layout de dicho dispositivo aparece en la figura 2 del artículo D. Los filtros de transmisión y recepción se han situado a una frecuencia de 2.4GHz y 3.0GHz respectivamente, con anchos de banda absolutos de 0.25GHz. El resultado medido mediante el analizador de espectros (*Agilent 8720ET*) aparece en la figura 4 del artículo D. Son destacables las reducidas pérdidas de inserción, inferiores a 2dB (tanto en el canal de recepción como en el de transmisión), con unas pérdidas de retorno mayores de 10dB. Puede apreciarse también que la respuesta medida es bastante simétrica y que el aislamiento entre canales se sitúa entorno a los 40dB. Son también destacables las reducidas dimensiones del dispositivo, con un tamaño final de 29.8mm×16.3mm, lo que corresponde a $0.63\lambda \times 0.34\lambda$, siendo λ la longitud de onda de la señal a la frecuencia correspondiente al canal de transmisión.

En este capítulo se ha visto como implementar celdas con comportamiento RHM tanto en tecnología coplanar (basadas en SRRs y gaps capacitivos) como en tecnología microstrip (basadas en CSRRs y en conexiones inductivas) y cómo la combinación de celdas zurdas y diestras da lugar a estructuras que presentan una banda de paso simétrica con un buen nivel de rechazo a ambos lados de la banda de paso. Esto es debido a que este tipo de estructuras introducen un cero de transmisión tanto por la parte

alta como por la parte baja de la banda de paso. A lo largo del capítulo se han visto ejemplos de aplicación de este tipo de estructuras, mostrándose resultados de filtros de banda estrecha tanto en tecnología coplanar como en microstrip en diferentes rangos frecuenciales. Posteriormente se ha visto la aplicación de este tipo de filtros al diseño de diplexores.

4. Metodología de diseño de filtros pasa banda basada en metamateriales.

En este capítulo se presenta una nueva metodología de diseño de filtros planares de microondas, basada en el concepto metamaterial. A diferencia de los filtros presentados en el capítulo anterior, consistentes en la alternancia de celdas zurdas y diestras, y de las líneas de transmisión zurdas presentadas en el capítulo 2, la estrategia de diseño que se propone en este capítulo permite diseñar filtros en base a especificaciones, e incluso permite sintetizar respuestas estándar, tipo Butterworth, Chebyshev, o cualquier respuesta originada a partir de un filtro prototipo pasa bajos normalizado basado en configuración en escalera. Presentaremos la celda base, basada en una combinación de CSRRs, gaps capacitivos y stubs en derivación, para la implementación de tales filtros, así como las ecuaciones necesarias para su diseño. Se presentarán también varios ejemplos ilustrativos, con especificaciones distintas, al objeto de demostrar la potencialidad de la técnica que se presenta en este capítulo. También mostraremos otras posibles formas de diseñar los filtros, con celdas base basadas igualmente en CSRRs y stubs en derivación, pero utilizando secciones de línea de transmisión como elementos de acoplo entre resonadores adyacentes, en lugar de gaps capacitivos. Se concluirá el capítulo mostrándose otros ejemplos ilustrativos de diseño, tales como filtros de banda ancha y filtros para aplicaciones de banda ultra ancha (UWBPFs).

4.1. Filtro pasa banda generalizado.

La teoría de filtros clásica [53-62][74-80] se basa en la utilización de elementos discretos como inducciones y capacidades para modelar resonadores con un determinado comportamiento frecuencial que nos permita implementar filtros con características controlables como pueden ser la anchura de la banda de paso, el rizado en dicha banda, el rechazo a determinada frecuencia, etc. No obstante, este tipo de idealización no es válida en un rango de frecuencias demasiado amplio para la mayoría de resonadores de microondas, ya que muchos de ellos se basan en fenómenos de resonancia dinámica o sencillamente no se pueden modelar lejos de la frecuencia de resonancia como un resonador de los citados anteriormente [62]. Debido a esto se introduce el concepto de filtro pasa banda generalizado, permitiendo el diseño de filtros basados en cualquier tipo de resonador, y que utilizaremos como punto de partida en este capítulo para diseñar filtros basados en metamateriales.

4.1.1. Respuesta prototipo pasa bajos normalizada

Es posible implementar filtros pasa bajos que responden a aproximaciones estándar (Butterworth, Chebyshev, etc.) [64-66] utilizando una configuración como la que aparece en la figura 4.1. Este tipo de configuración es conocida como *ladder* (o escalera) y existen tablas de los valores que han de tomar los elementos (inducciones y capacidades) que forman el filtro[64-73], en función del orden y del tipo de respuesta que se desee implementar (ver tabla I a modo de ejemplo). Generalmente estos valores se presentan normalizados en frecuencia y en impedancia, es decir, corresponden a un filtro cuya frecuencia de corte se sitúa en 1 rad/sec, con una impedancia de fuente de 1Ω . Si se desea implementar un filtro cuya frecuencia de corte sea diferente se aplicará posteriormente una transformación de frecuencias que permite ajustar esta frecuencia donde se desee. En el caso de trabajar con una impedancia no unitaria aplicaremos una transformación de elementos [62, 81].

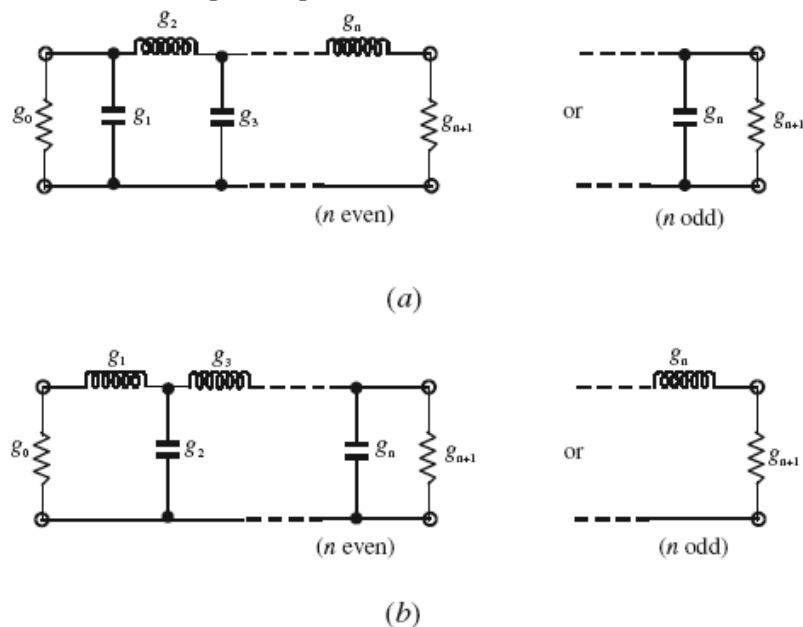


Fig. 4.1. Filtros prototipos pasa bajos en configuración ladder. (a) y (b) son versiones equivalentes una de la otra

TABLA I.
VALORES DE LOS ELEMENTOS DEL FILTRO PROTOTIPO PASABAJO
NORMALIZADO CHEBYSHEV PARA UN RIZADO DE $L_{Ar} = 0.1\text{dB}$

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.3052	1.0								
2	0.8431	0.6220	1.3554							
3	1.0316	1.1474	1.0316	1.0						
4	1.1088	1.3062	1.7704	0.8181	1.3554					
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1.0				
6	1.1681	1.4040	2.0562	1.5171	1.9029	0.8618	1.3554			
7	1.1812	1.4228	2.0967	1.5734	2.0967	1.4228	1.1812	1.0		
8	1.1898	1.4346	2.1199	1.6010	2.1700	1.5641	1.9445	0.8778	1.3554	
9	1.1957	1.4426	2.1346	1.6167	2.2054	1.6167	2.1346	1.4426	1.1957	1.0

Es posible que en lugar de implementar un filtro pasa bajos se necesite otro tipo de respuesta frecuencial, como pasa altos, pasa banda o elimina banda. En este caso se aplicará una transformación de pasa bajos al tipo de respuesta que se desee implementar [62,81]. En el subapartado siguiente detallaremos el proceso de diseño completo para el caso de los filtros pasa banda, por ser el tipo de filtro en el que se centra esta tesis.

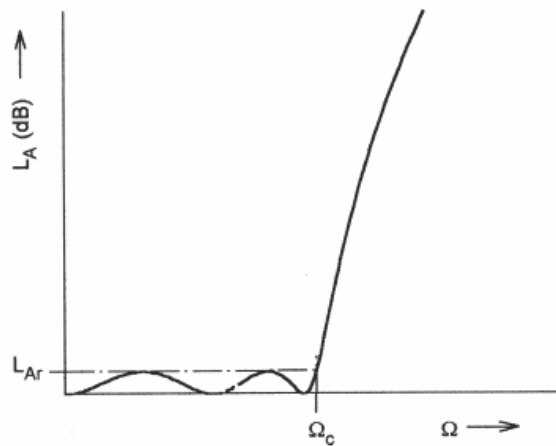


Fig. 4.2. Respuesta pasa bajos normalizada de un filtro Chebyshev. Ω es la frecuencia normalizada, Ω_c la frecuencia de corte y L_A las pérdidas de inserción del filtro prototipo normalizado.

4.1.2. Transformaciones frecuenciales y de elementos en el caso de filtros pasa banda

Transformaremos una respuesta pasa bajos normalizada en una respuesta pasa banda con un ancho de banda $\omega_2 - \omega_1$ donde ω_1 y ω_2 representan las frecuencias angulares límite de la banda de paso. En ese caso la transformación en frecuencia requerida es

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (4.1)$$

con

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (4.2)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (4.3)$$

donde Ω es la frecuencia normalizada, Ω_c la frecuencia de corte del filtro normalizado (generalmente 1rad/sec), ω_0 representa la frecuencia central del filtro ya transformado y FBW se define como el ancho de banda fraccional del filtro. Si aplicamos esta transformación de frecuencia a un elemento reactivo g del filtro prototipo pasa bajo nos queda

$$j\Omega g \rightarrow j\omega \frac{\Omega_c g}{FBW \omega_0} + \frac{1}{j\omega} \frac{\Omega_c \omega_0 g}{FBW} \quad (4.4)$$

lo que implica que un elemento inductivo g en el prototipo pasa bajos se transformará en un circuito LC serie en el circuito pasa banda con los siguientes valores

$$L_s = \left(\frac{\Omega_c}{FBW \omega_0} \right) \gamma_0 g \quad (4.5)$$

$$C_s = \left(\frac{FBW}{\omega_0 \Omega_c} \right) \frac{1}{\gamma_0 g} \quad (4.6)$$

donde el factor de escala en impedancia $\gamma_0 = Z_0/g_0$ (Z_0 es la impedancia de la fuente i g_0 el primer coeficiente del prototipo pasabajos) ha sido incluido en cada una de las expresiones con el objetivo de poder trabajar con impedancias de fuente distintas a la unidad. Por otro lado, un elemento capacitivo g en el prototipo pasa bajos se transformará como un circuito LC paralelo con los siguientes valores

$$C_p = \left(\frac{\Omega_c}{FBW \omega_0} \right) \frac{g}{\gamma_0} \quad (4.7)$$

$$L_p = \left(\frac{FBW}{\omega_0 \Omega_c} \right) \frac{\gamma_0}{g} \quad (4.8)$$

Estas transformaciones se encuentran resumidas en la figura 4.3(a). Nótese que en ambos casos se cumple que $\omega L_p = 1/(\omega C_p)$ y $\omega L_s = 1/(\omega C_s)$. Así pues un filtro prototipo

normalizado de orden 3 transformado a filtro pasa banda tendría un aspecto como el que aparece en la figura 4.3(b)

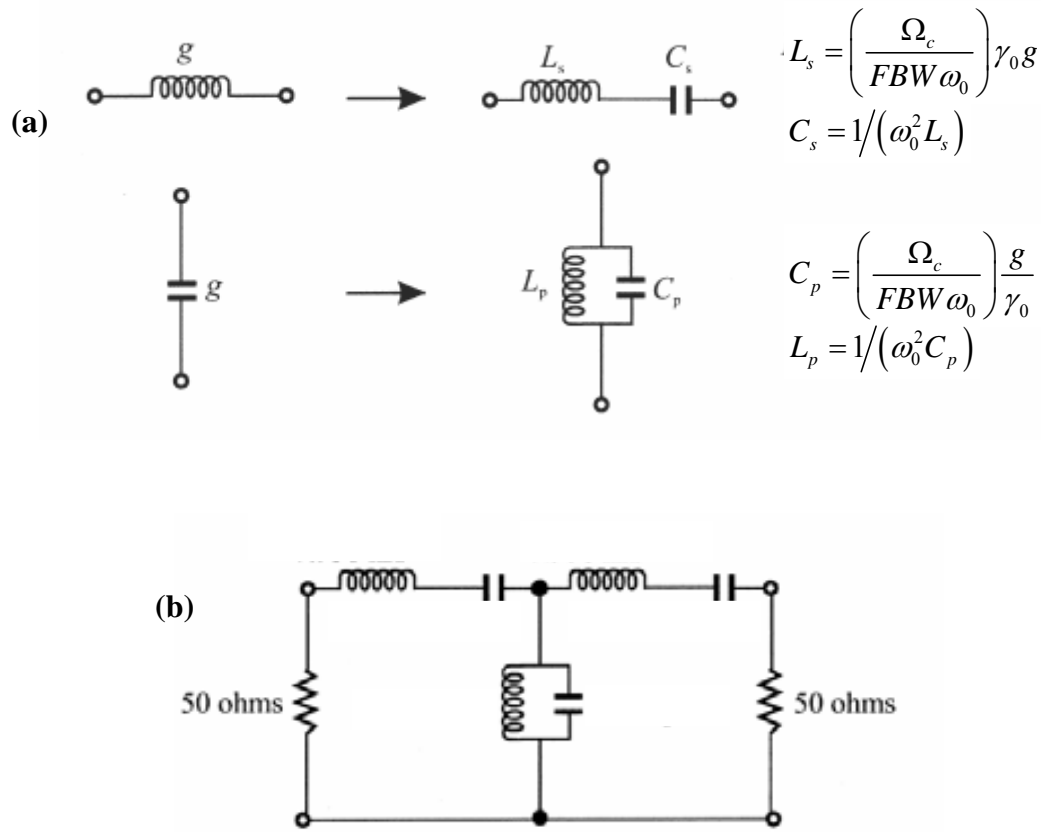


Fig. 4.3. Transformaciones en frecuencia de los elementos del filtro prototipo pasa bajos (a) y ejemplo de filtro pasa banda (b)

4.1.3. Inversores de inmitancias

Un inversor de inmitancias es un inversor ya sea de admitancias o de impedancias. Un inversor de impedancias ideal es una red de dos puertos que presenta una propiedad independiente de la frecuencia, consistente en que si se carga dicha red con una impedancia Z_2 en uno de sus puertos, la impedancia Z_1 vista en el otro puerto es:

$$Z_1 = \frac{K^2}{Z_2} \tag{4.9}$$

donde K es real y se define como la impedancia característica del inversor. Un inversor de impedancias introducirá un desfase de ± 90 grados (o un múltiplo impar) en el parámetro S_{21} de su matriz de parámetros S . Este tipo de inversores también son conocidos como K -inversores. La matriz $ABCD$ de un inversor de impedancias ideal puede expresarse de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \mp jK \\ \pm \frac{1}{jK} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Por otro lado un inversor de admitancias ideal es una red que presenta una propiedad independiente con la frecuencia, consistente en que si se carga dicha red con una admitancia Y_2 en uno de sus puertos, la admitancia Y_1 vista en el otro puerto es:

$$Y_1 = \frac{J^2}{Y_2} \quad (4.11)$$

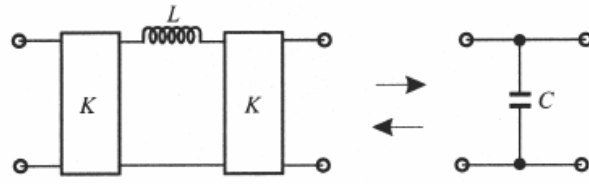
donde J es real y es conocida como la admitancia característica del inversor. Al igual que sucede con los inversores de impedancias, también se introduce un desfase de ± 90 grados (o un múltiplo impar) en el parámetro S_{21} . Este tipo de inversores también son conocidos como J -inversores. La matriz $ABCD$ de un inversor de admitancias ideal puede expresarse de la siguiente forma

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm \frac{1}{jJ} \\ \mp jJ & 0 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

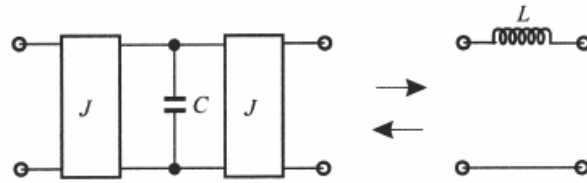
De hecho un circuito diseñado para funcionar como inversor de impedancias también puede funcionar como inversor de admitancias teniendo en cuenta que se cumple $J^2 = K^{-2}$.

4.1.4. Filtros utilizando inversores de inmitancias

Puede demostrarse utilizando técnicas de análisis de circuitos que una inductancia serie con un inversor a cada lado se comporta como una capacidad en derivación (tal y como aparece ilustrado en la figura 4.4(a)) [62]. Por otro lado, una capacidad en derivación con un inversor a cada lado se comporta como una inductancia serie (como muestra la figura 4.4(b)). También debe destacarse que los inversores son capaces de modificar el valor de la capacidad o inductancia equivalente en función del valor de su impedancia o admitancia característica (K o J respectivamente). Utilizando estas propiedades de los inversores las implementaciones de los filtros pueden transformarse a una forma más conveniente para su realización a frecuencias de microondas. Por ejemplo, un filtro como el que aparece representado en la figura 4.1 puede convertirse en el filtro de la figura 4.5, donde los valores de g_i corresponden a los valores del filtro prototipo pasa bajo original. Los valores de los nuevos elementos, como Z_0 , Z_{n+1} , L_{ai} , Y_0 , Y_{n+1} , y C_{ai} , pueden ser escogidos arbitrariamente y la respuesta del filtro será idéntica a la del prototipo original, si se utilizan los parámetros de los inversores de inmitancias $K_{i,i+1}$ y $J_{i,i+1}$ que aparecen indicados en la figura 4.5.

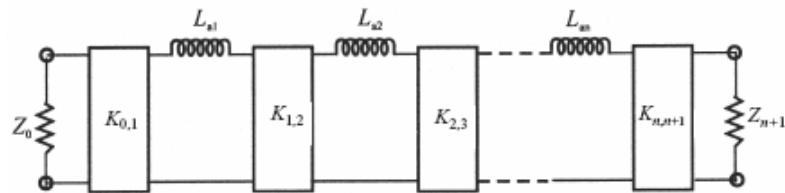


(a)



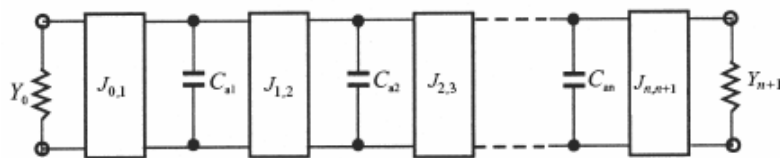
(b)

Fig. 4.4. Transformación de una inducción serie (a) y de una capacidad en derivación (b) bajo el efecto de los inversores de impedancias.



$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{Z_0 L_{a1}}{g_0 g_1}}, \quad K_{i,i+1} = \sqrt{\frac{L_{a1} L_{a(i+1)}}{g_i g_{i+1}}}_{i=1..n-1}, \quad K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{L_{an} Z_{n+1}}{g_n g_{n+1}}}$$

(a)



$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{Y_0 C_{a1}}{g_0 g_1}}, \quad J_{i,i+1} = \sqrt{\frac{C_{a1} C_{a(i+1)}}{g_i g_{i+1}}}_{i=1..n-1}, \quad J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{C_{an} Y_{n+1}}{g_n g_{n+1}}}$$

(b)

Fig. 4.5. Filtro pasa bajos utilizando capacidades (a) o inducciones (b) e inversores de impedancias.

Puesto que los inversores de inmitancias ideales son independientes de la frecuencia, podemos aplicar las transformaciones de frecuencia adecuadas para transformar los prototipos pasa bajos mostrados anteriormente en filtros pasa banda. En ese caso los

prototipos de las figuras 4.5(a) y 4.5(b) quedarían de la forma que aparece en las figuras 4.6(a) y 4.6(b). Vemos como en la figura 4.6(a) sólo se utilizan resonadores LC serie, mientras que en el caso de la figura 4.6(b) únicamente se emplean resonadores LC paralelo.

Es habitual en tecnología de microondas utilizar resonadores distribuidos, cavidades resonantes o cualquier otro tipo de resonador. En el caso ideal las reactancias o susceptancias de los circuitos distribuidos deben ser iguales a las de los circuitos concentrados para todas las frecuencias. En la práctica, se aproximan estas reactancias o susceptancias cerca de la resonancia. No obstante esto es suficiente para el diseño de filtros de banda estrecha. Por conveniencia, la pendiente de la reactancia o susceptancia se hace coincidir con la del resonador concentrado en la banda central del filtro [62,81]. Definimos la pendiente de reactancia de un resonador que tiene reactancia cero a la frecuencia central ω_0 como

$$x = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{dX(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (4.13)$$

donde $X(\omega_0)$ es la reactancia del resonador no ideal. En el caso dual definimos la pendiente de susceptancia para un resonador que tiene susceptancia cero a la frecuencia central de la siguiente forma

$$b = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{dB(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (4.14)$$

donde $B(\omega_0)$ es la susceptancia del resonador no ideal. Puede demostrarse que la pendiente de reactancia para un resonador LC serie es $\omega_0 L$ y que la pendiente de susceptancia para un resonador LC paralelo es $\omega_0 C$. Así pues, reemplazando $\omega_0 L_{si}$ y $\omega_0 C_{pi}$ en las ecuaciones de la figura 4.6(a) y 4.6(b) respectivamente obtenemos las ecuaciones indicadas en la figura 4.7. Dicha configuración se conoce como filtro pasa banda generalizado.

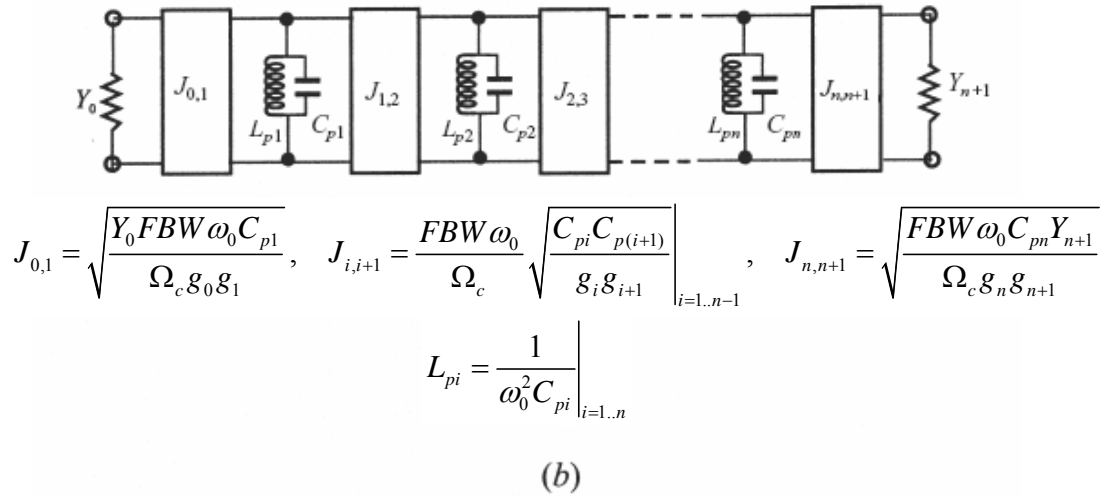
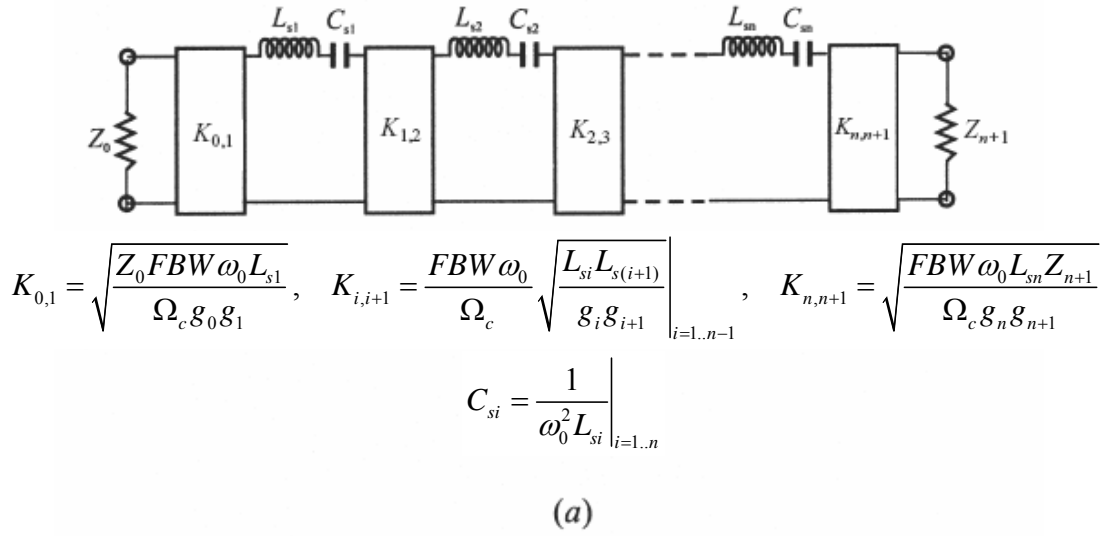


Fig. 4.6. Esquema de un filtro pasa banda utilizando resonadores serie (a) o resonadores en derivación (b) e inversores de impedancias.

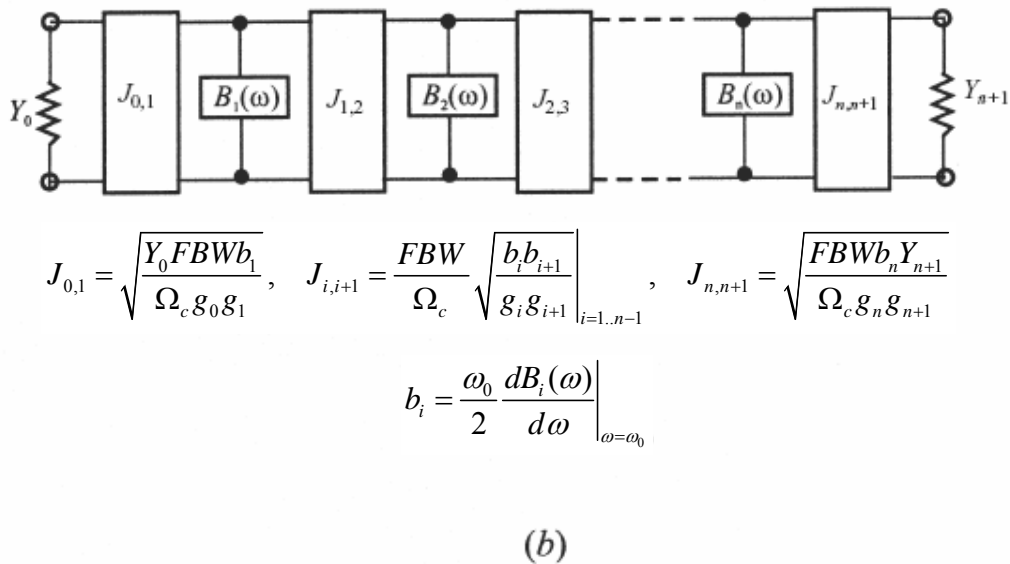
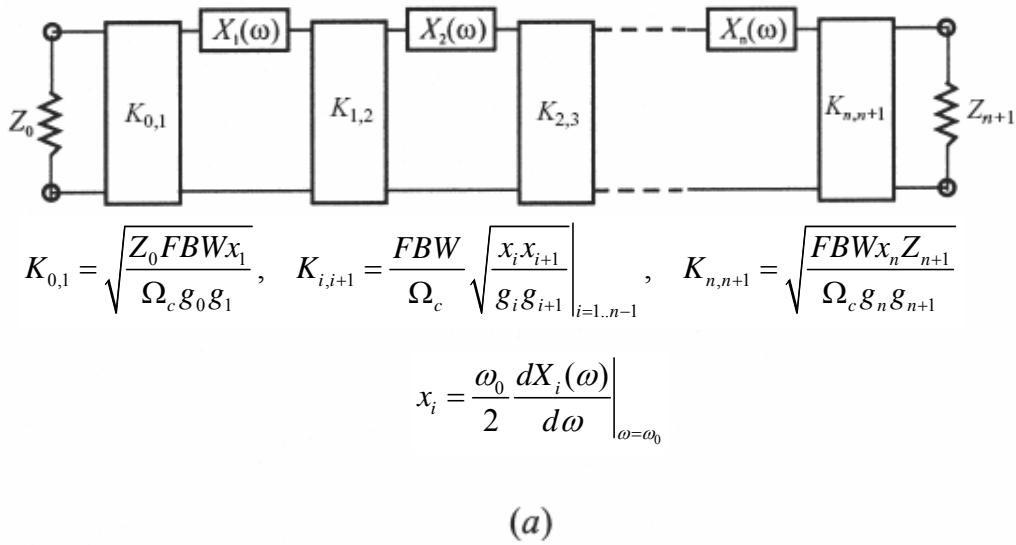


Fig. 4.7. Filtro pasa banda generalizado utilizando resonadores serie (a) o resonadores en derivación (b).

4.2. La celda base y ecuaciones de diseño.

Basándonos en el esquema mostrado en el apartado anterior, intentaremos implementar filtros estándar basados en resonadores e inversores de admitancias utilizando metamateriales. La estrategia de diseño consistirá en utilizar la posibilidad que ofrecen estos medios para ajustar de manera independiente la velocidad de fase de la radiación que viaja a través de ellos y la impedancia característica de dicho medio. Según esta propiedad podemos implementar una celda base que presente una banda de paso de anchura controlable entorno a la frecuencia central del filtro ajustando de manera adecuada la impedancia característica de nuestro metamaterial así como imponer un

cierto desfase a la frecuencia central proporcionando un valor adecuado a la velocidad de fase. De esta forma podemos imponer simultáneamente una impedancia característica igual a la impedancia característica de referencia a la frecuencia central del filtro (que da lugar a la aparición de una banda de paso) y un desfase de $\pm 90^\circ$ (positivo en el caso de utilizar un LHM y negativo en el caso de RHM) que se corresponde con el desfase introducido por un inversor de admitancias. Controlando la desviación de esta impedancia respecto a la impedancia de referencia podemos ajustar el ancho de banda de dicha banda de paso. De esta forma y basándonos en el esquema que aparece en la figura 4.8 podemos sustituir cada uno de los bloques que aparecen rodeados por las líneas de puntos por celdas metamateriales debidamente diseñadas de manera que el comportamiento frecuencial de cada una de estas celdas sea equivalente al que presentan cada uno de los bloques a los que sustituye. Utilizando este procedimiento, faltará por emular medio inversor de impedancias por cada extremo, pero este hecho no supone ningún problema en el caso de considerar $J=1$, ya que en esta situación medio inversor no es más que un desfase de 45 grados, sin afectar al módulo del coeficiente de transmisión del filtro.

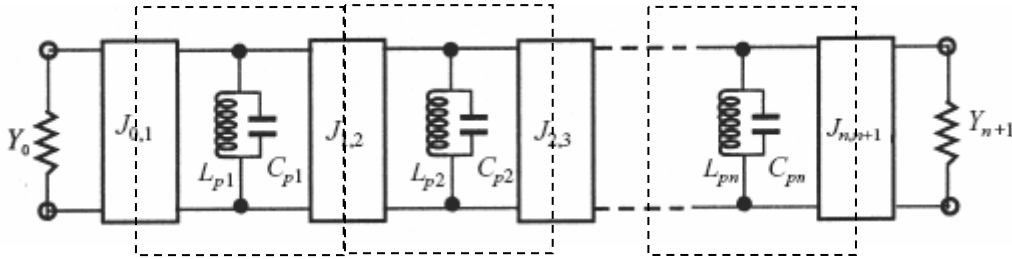


Fig. 4.8. Esquema de filtro pasa banda sobre el que se basa el filtro metamaterial. Cada celda metamaterial intenta emular la respuesta en frecuencia del bloque englobado por la línea de puntos.

Para imponer una respuesta en frecuencia equivalente a cada uno de los bloques que forman el filtro utilizaremos el siguiente procedimiento. Consideremos el modelo en T de nuestra celda metamaterial (ver figura 2.18(a)), cuyas impedancias serie (Z_s) y derivación (Z_p) dependen de la frecuencia. En la frecuencia central debemos imponer dos condiciones: transmisión total (la impedancia Bloch de dicha celda ha de coincidir con la impedancia de referencia Z_0) y un desfase de $\pm 90^\circ$. A partir de la expresión 2.31 y de la impedancia Bloch[41]:

$$Z_B(j\omega) = \sqrt{Z_s(j\omega)[Z_s(j\omega) + 2Z_p(j\omega)]} \quad (4.15)$$

llegamos a una relación numérica entre Z_s y Z_p imponiendo $Z_B=Z_0$ y $\phi=\pm 90^\circ$. Dicho par de ecuaciones tiene solución para los siguientes casos $Z_s=-jZ_0$ y $Z_p=jZ_0$ o bien, $Z_s=jZ_0$ y $Z_p=-jZ_0$. El primer par de valores corresponde al caso de propagación LHM, por el cual la impedancia serie es capacitiva y el desfase que experimenta la señal al atravesar una celda corresponde a $+90^\circ$. En el segundo caso la impedancia serie es inductiva (al igual que ocurre en el caso de una línea de transmisión convencional) y el incremento de fase en una celda será de -90° . Respecto al ancho de banda de cada una de las celdas, éste se ha de hacer coincidir con el ancho de banda de los resonadores que forman el filtro. Por

conveniencia consideraremos la admitancia del inversor igual a 1, de esta manera, el ancho de banda de la banda de paso que presenta cada uno de los bloques se reduce al ancho de banda de cada uno de los resonadores discretos que aparecen en el modelo de la figura 4.8, ya que en este caso el inversor de impedancias no es más que un desfase de $\pm 90^\circ$ sin afectar en absoluto al comportamiento en términos de magnitud de la respuesta frecuencial de dicho resonador discreto. De esta forma, para cada resonador i (y por lo tanto para cada bloque i) tendremos que su ancho de banda fraccional Δ_i a 3dB será igual a

$$\Delta = \frac{2}{Z_o} \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_{eq}}} \quad (4.16)$$

$$C_{eq} = \left[\frac{1}{FBW \omega_o Z_0} \right] g_i \quad (4.17)$$

$$L_{eq} = \frac{1}{\omega_o^2 C_{eq}} \quad (4.18)$$

Utilizando las ecuaciones 4.17 y 4.18 la expresión 4.16 se transforma en

$$\Delta_i = \frac{2FBW}{g_i} \quad (4.19)$$

Donde FBW es el ancho de banda fraccional del filtro a diseñar y g_i es el valor correspondiente al elemento i del filtro pasa bajos normalizado. Con el fin de llegar a un valor numérico para las impedancias serie y derivación que permitan imponer el ancho de banda vamos a considerar el caso en el que sólo existen elementos resonantes en la impedancia correspondiente a la rama en derivación (Z_p). De esta manera, las variaciones en frecuencia de la impedancia entorno a la banda de paso del filtro serán mucho más importantes para el caso de Z_p que para Z_s , de manera que consideraremos que para las dos frecuencias en las que la atenuación en la transmisión es de 3 dB, el valor de Z_s será aproximadamente $\pm jZ_0$. Evidentemente, esta aproximación será mejor cuanto más estrecha sea la banda de paso de nuestro filtro, pero en cualquier caso puede ser un buen punto de partida para el diseño de filtros de mayor ancho de banda. Así pues, suponiendo que $Z_s \approx \pm jZ_0$, la impedancias en derivación necesaria para obtener unas pérdidas de inserción de 3dB será de $\mp jZ_0/2$ e infinito. De esta manera, las redes que forman las impedancias Z_p y Z_s deberán ser ajustadas de forma que presenten el valor de impedancia adecuado para cada frecuencia. Cabe destacar que para conseguir una respuesta en frecuencia lo más simétrica posible, es conveniente imponer equidistancia para las frecuencias de 3dB de pérdidas de inserción respecto a la frecuencia central del filtro (esta condición se impondrá en todos los ejemplos mostrados en este capítulo).

Una vez vistas las condiciones que ha de cumplir nuestra celda metamaterial para cada una de las etapas del filtro, nos centraremos en el diseño de un filtro utilizando una celda concreta. La celda básica que utilizaremos para obtener las ecuaciones de diseño aparece descrita en la figura 4.9. Se trata de un circuito formado por dos capas de metal

en el que la capa inferior (en la que se encuentra el plano de masa) se ha representado en color gris y la capa superior se ha dibujado en negro.

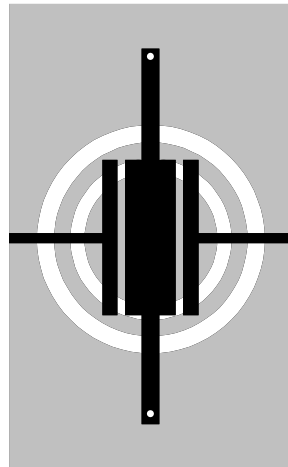


Fig. 4.9. Layout de la celda metamaterial.

Dicha celda se ha implementado en tecnología microstrip, en la que se ha grabado un anillo complementario (CSRR) en el plano de masa, mientras que en la tira conductora tenemos aberturas capacitivas dispuestas en serie y una conexión inductiva entre en el strip central y el plano de masa (realizadas mediante dos vías) en paralelo. El modelo discreto de dicha celda aparece descrito en la figura 4.10.

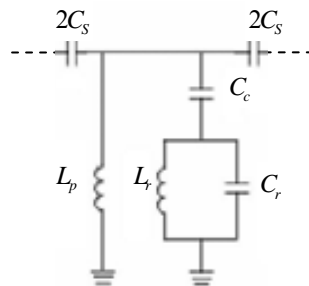


Fig. 4.10. Modelo en T de la celda de la figura 4.9.

El resonador paralelo formado por L_r i C_r y la capacidad C_c modelan el CSRR y la capacidad de acoplamiento a la línea microstrip, respectivamente [22], mientras que C_s y L_p representan el gap capacitivo serie y la inducción en derivación. Este tipo de celda, que corresponde a un *modelo híbrido* entre la línea de transmisión dual en tecnología microstrip [32] y la línea cargada con CSRR combinada con gap capacitivo [43], tiene la ventaja de producir una respuesta muy simétrica debido a la aparición de un cero de transmisión situado por encima de la banda de paso. Por otro lado, la presencia de la inducción L_p , da lugar a que la banda de paso se sitúe en la banda de frecuencias en la que la permitividad introducida por el CSRR es todavía positiva, es decir, se produce a

una frecuencia menor que la banda de paso generada por una celda formada únicamente por CSRR y gap capacitivo, lo que introduce un factor de compactación importante.

Con el fin de ajustar de manera adecuada las impedancias serie y derivación tal y como hemos visto anteriormente deberemos imponer las siguientes condiciones

$$\frac{L_p L_r \omega_1^3 (C_c + C_r) - L_p \omega_1}{L_r \omega_1^2 (C_c + C_r) - C_c \omega_1^2 L_p (L_r C_r \omega_1^2 - 1) - 1} = \frac{Z_o}{2} \quad (4.20)$$

$$L_r \omega_2^2 (C_c + C_r) - C_c \omega_2^2 L_p (L_r C_r \omega_2^2 - 1) - 1 = 0 \quad (4.21)$$

$$\frac{L_p L_r \omega_o^3 (C_c + C_r) - L_p \omega_o}{L_r \omega_o^2 (C_c + C_r) - C_c \omega_o^2 L_p (L_r C_r \omega_o^2 - 1) - 1} = Z_o \quad (4.22)$$

$$C_s = \frac{1}{2Z_o \omega_o} \quad (4.23)$$

Dicho sistema de ecuaciones no admite una solución analítica (excepto para la obtención de C_s), por lo que se deberá solucionar de forma numérica. En el caso de esta celda, tenemos todavía un grado de libertad que nos permite introducir un cero de transmisión por encima de la banda de paso. Dicho cero de transmisión aparecerá cuando la impedancia Z_p se anule, es decir, la frecuencia del cero de transmisión será

$$f_z = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r (C_r + C_c)}} \quad (4.24)$$

Este cero de transmisión puede utilizarse para mejorar el rechazo de nuestro filtro o bien para suprimir alguna banda espuria que pudiera aparecer en el dispositivo, tal y como veremos más adelante.

4.3. Aplicaciones al diseño, optimización y compactación de filtros de microondas.

En esta sección veremos ejemplos prácticos de aplicación de las relaciones encontradas anteriormente. En particular veremos un filtro formado por la repetición periódica de la celda base y una implementación de filtro estándar (tipo Chebyshev) basados en la celda base vista en la figura 4.9. Mediante la correcta colocación del cero de transmisión se podrá suprimir la primera banda espuria generada en nuestro filtro. Posteriormente se verán otras aplicaciones basadas en modificaciones de dicha celda, mediante las cuales es posible conseguir filtros pasa banda con mayores anchos de banda. Se presentarán resultados de tres filtros más, uno de ellos con un ancho de banda entorno al 40% y dos con un ancho de banda alrededor de un 90%.

4.3.1. Filtros estándar miniaturizados con eliminación de bandas espurias

En el artículo E se muestran dos ejemplos de aplicación de la técnica descrita anteriormente. El primero de ellos es un filtro pasa banda de orden tres implementado mediante la repetición periódica de la celda base. Tal y como se ha visto anteriormente, cuanto mayor sea el ancho de banda a 3dB de las etapas utilizadas para el diseño del filtro, mayor será el ancho de banda fraccional del filtro resultante. En este caso el ancho de banda fraccional de nuestro filtro se ha fijado en un 10%, mientras que la frecuencia central se sitúa en $f_0=1\text{GHz}$. Al tratarse de un filtro periódico, los tres coeficientes del filtro pasa bajos normalizado serán idénticos. Para obtener estos coeficientes se ha impuesto una frecuencia de corte de 1rad/sec (definida a 3dB) a un filtro pasa bajos con idénticos valores para sus componentes, con una impedancia de referencia de 1Ω . Mediante este procedimiento se obtiene $g=1.521$. A partir de la ecuación (4.19) se obtiene el ancho de banda que ha de tener la celda base de la estructura. El cero de transmisión se ha fijado de forma que permita la eliminación de la primera banda espuria, generada por la presencia de resonadores parásitos de media longitud de onda acoplados a través de las capacidades de acoplamiento entre celdas. Como la posición exacta de esta banda espuria no se conoce a priori se ha situado inicialmente en $2f_0$. Se han calculado los parámetros correspondientes a la celda base mediante las ecuaciones expuestas anteriormente y a partir de estos parámetros se han obtenido las dimensiones del CSRR. La estimación inicial de estas dimensiones puede hacerse mediante las expresiones que aparecen en [22], aunque las condiciones de validez de modelo no se cumplen estrictamente en nuestro diseño, por lo que será necesario recurrir a un ajuste a posteriori de las dimensiones para conseguir una respuesta en frecuencia adecuada. Una vez se obtiene el layout final del filtro puede verificarse la posición exacta de la banda espuria (que no se sitúa exactamente en $2f_0$) y rediseñar el filtro de forma que el cero de transmisión caiga exactamente en la frecuencia central de la banda espuria. En este caso la banda espuria (y por lo tanto el cero de transmisión) se ha situado en 1.8GHz. La celda base empleada en este diseño con sus dimensiones más relevantes aparece descrita en la figura 3(a) del artículo E. Según el modelo discreto presentado anteriormente (ver figura 4.10), esta celda se corresponde con los valores que aparecen descritos en la tabla I del citado artículo. En la figura 5(a) del artículo E puede verse el aspecto del layout final del dispositivo, mientras que los resultados de simulación electromagnética y medida aparecen en las figuras 5(b) y 5(c) de este mismo artículo, respectivamente. Tanto en la simulación como en la respuesta medida se ha observado una ligera desviación respecto al ancho de banda predicho teóricamente. Esto es debido a la utilización de inversores de impedancia no ideales, ya que la variación de fase de 90° se presenta tan solo entorno a la frecuencia central del filtro. Es interesante destacar la comparación entre las simulaciones electromagnéticas del filtro implementado mediante CSRRs y un filtro microstrip de líneas acopladas de similares prestaciones (ver figura 5(b) del artículo E), donde puede verse la ausencia de bandas espurias en el primero de ellos hasta prácticamente una frecuencia de $3f_0$, mientras que para el filtro basado en la configuración de líneas acopladas la primera banda espuria aparece en $2f_0$. Es también destacable la reducción de dimensiones entre ambos prototipos (alrededor de un factor 3), comparación que puede apreciarse también en la figura 5(b) del artículo E, en la que se muestra una reproducción a escala de ambos layouts.

Posteriormente se ha implementado un filtro pasa banda de tercer orden basado en la aproximación Chebyshev con un rizado de 0.3dB y con un ancho de banda del 9%, centrado a una frecuencia de $f_0=2.5\text{GHz}$. A partir de los valores del filtro prototipo pasa bajos normalizado (g_i) tabulados y la posición del cero de transmisión se obtienen, mediante las ecuaciones 4.20 – 4.24, los valores de los elementos que forman cada etapa (ver tabla II del artículo E). En este caso se han utilizado dos frecuencias para dichos ceros de transmisión, 4GHz y 5GHz para conseguir eliminar totalmente la banda de paso espuria. Una vez se obtienen los valores de dichos elementos, una primera aproximación a las dimensiones del layout final se consigue mediante las expresiones que aparecen en [22], aunque es necesario utilizar algún algoritmo de optimización para ajustar fielmente las simulaciones eléctricas con las que muestra el simulador electromagnético. Este prototipo se ha implementado en un sustrato *Rogers RO3010* con una constante dieléctrica de $\epsilon_r=10.2$ y un espesor de $h=0.635\text{mm}$. La respuesta simulada y la comparación con el modelo eléctrico aparecen en la figura 8 del artículo E. En dicha figura también aparece la simulación obtenida a partir de la síntesis basada en la transformación frecuencial del filtro prototipo pasa bajos normalizado. Vemos como el ajuste entre ambos modelos es satisfactorio entorno a la banda de paso del filtro, hecho que verifica que el modelo de celda de la figura 4.10 es capaz de ajustar en muy buena aproximación la respuesta obtenida a partir de la transformación del filtro prototipo pasa bajos normalizado. Las ligeras discrepancias entre el ancho de banda nominal y el medido (un 7%) se explican por el hecho de haber utilizado inversores de impedancia no ideales, ya que la variación de fase de 90° se presenta tan solo entorno a la frecuencia central del filtro. Por otra parte, no se han tenido en cuenta pérdidas en las simulaciones. Las pérdidas de inserción y de retorno son de 1.9dB y mayores de 13dB, respectivamente. Finalmente, son destacables las reducidas dimensiones del dispositivo, con una longitud de $l=2\lambda/5$ (siendo λ la longitud de onda de la señal en la frecuencia central de operación del filtro). Cabe destacar el hecho de que se trata del **primer filtro implementado en base al concepto de metamaterial que permite controlar tanto el tipo de respuesta como su ancho de banda.**

4.3.2. Filtros de banda ancha

En el artículo F se estudia la posibilidad de implementar filtros de banda ancha basados en una modificación de la celda de la figura 4.9, en la que la impedancia serie se realiza mediante una inducción y se han utilizado DS-CSRRs acoplados a una línea microstrip (ver figura 2.7). En este caso se trata de una celda RHM, que aparece esquematizada en la figura 2(a) del artículo F. Dicho modelo discreto se encuentra en la figura 2(b) del mismo artículo. Este tipo de estructura da lugar a una celda unitaria con un ancho de banda relativamente ancho, lo que la hace interesante para el diseño de filtros de banda ancha. Al igual que los filtros del artículo E, el ancho de banda fraccional de cada resonador se relaciona con los elementos del filtro prototipo pasa bajos normalizado a partir de la ecuación 4.19. Tal y como hemos visto anteriormente, por tratarse de una celda RHM, los valores de impedancia serie y derivación que nos proporcionan simultáneamente adaptación y desfase de -90° serán $Z_s=jZ_0$ y $Z_p=-jZ_0$ respectivamente. Para el caso de las frecuencias de 3dB de atenuación, las impedancias en derivación corresponderán a $+jZ_0/2$ e infinito (al igual que en el caso anterior consideraremos $Z_s \approx jZ_0$). De esta forma imponiendo las frecuencias de 3dB de atenuación la frecuencia

central de filtro y la posición del cero de transmisión para cada etapa llegamos a las siguientes condiciones:

$$L = \frac{2Z_0}{\omega_0} \quad (4.25)$$

$$\frac{L_p \omega_0 - L_p L_r \omega_0^3 (C_c + C_r)}{L_r \omega_0^2 (C_c + C_r) - C_c \omega_0^2 L_p (L_r C_r \omega_0^2 - 1) - 1} = Z_0 \quad (4.26)$$

$$\frac{L_p \omega_1 - L_p L_r \omega_1^3 (C_c + C_r)}{L_r \omega_1^2 (C_c + C_r) - C_c \omega_1^2 L_p (L_r C_r \omega_1^2 - 1) - 1} = \frac{Z_0}{2} \quad (4.27)$$

$$L_r \omega_2^2 (C_c + C_r) - C_c \omega_2^2 L_p (L_r C_r \omega_2^2 - 1) - 1 = 0 \quad (4.28)$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r (C_r + C_c)}} \quad (4.29)$$

Mediante el uso de esta metodología se ha implementado un filtro pasa banda en tecnología microstrip en base a las especificaciones que aparecen en la figura 4 del artículo F, correspondientes a los niveles de rechazo, ancho de banda y pérdidas de inserción de una aplicación para un sistema de radar de navegación aérea, escaladas en frecuencia. El orden se ha fijado en cinco, con los siguientes valores del filtro prototipo normalizado $g_1=g_5=1.05$ y $g_2=g_3=g_4=1.82$. En este caso los valores de g_i no se corresponden con una respuesta estándar (tipo Chebyshev o Butterworth), pero tal y como puede verse en la figura 4.11, en la que aparece representada la respuesta prototipo pasa bajos normalizada para un filtro con los coeficientes anteriores, los valores de atenuación en la banda de rechazo y las pérdidas de retorno en la banda de paso son adecuados para satisfacer las especificaciones propuestas. Por el contrario esta implementación presenta la ventaja de que dará lugar a un filtro con tan solo dos celdas básicas distintas de las 5 que forman el filtro, simplificando en gran medida el proceso de implementación de dichas celdas. A partir de estos parámetros hemos determinado los elementos que forman cada una de las etapas de nuestro filtro. El cero de transmisión se ha fijado en 5GHz para intentar mejorar el rechazo en esa frecuencia (ya que es una de las frecuencias sobre las que tenemos impuestas especificaciones de rechazo). En el caso de los resonadores externos, al ser necesario el uso de un mayor ancho de banda (por tener un valor de g menor), se han utilizado etapas con un par de DS-CSRRs en paralelo. El dispositivo ha sido implementado en un sustrato *Rogers RO3010* con una constante dieléctrica $\epsilon_r=10.2$, tangente de pérdidas de $\tan \delta=0.0023$ y un espesor de $h=1.27\text{mm}$ (utilizando técnicas fotolitográficas estándar). La respuesta simulada y medida del dispositivo aparece en la figura 6 de dicho artículo, evidenciando el cumplimiento de especificaciones. La frecuencia central y el ancho de banda relativo del filtro medido mediante el analizador de redes (*Agilent 8720ET*) han resultado ser de $f_0=3.8\text{GHz}$ y 31.2%, respectivamente. Las pérdidas de inserción medidas en la banda de paso son menores a 1dB entre 3.36GHz y 4.15GHz, con un valor mínimo de 0.7dB en f_0 . Las pérdidas de retorno son mejores que 15dB entre 3.37GHz y 4.27GHz. Finalmente, el comportamiento en la banda de rechazo es bueno, con un rechazo de 40dB en las frecuencias deseadas. El tamaño final del dispositivo, excluyendo las líneas de acceso, es de 30mm×16mm.

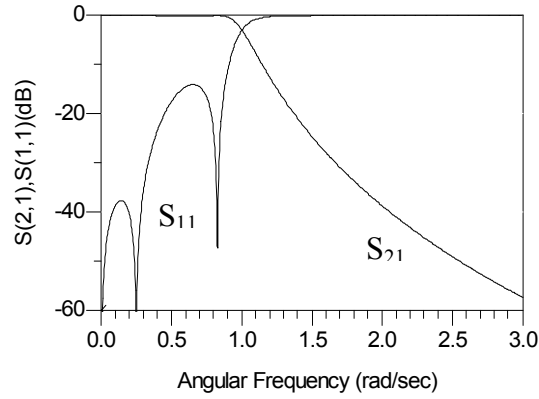


Fig. 4.11. Respuesta prototipo normalizada del filtro sintetizado en el artículo F.

4.3.3. Filtros para aplicaciones de banda ultra ancha (UWBPFs)

La tecnología UWB es una tecnología inalámbrica concebida para transmisiones a corto alcance de datos entre aparatos electrónicos, periféricos de PC y dispositivos móviles a velocidades muy altas, con un reducido consumo. Este tipo de transmisión se basa en la utilización de pulsos de muy corta duración, por lo que se requieren sistemas de comunicación que dispongan de un gran ancho de banda. El espectro definido para la transmisión de señales UWB se extiende desde los 3.1GHz hasta los 10.6GHz. Para la eliminación de señales interferentes, se requiere de filtros de gran ancho de banda. En los artículos G y H se ha estudiado la aplicación de la técnica descrita anteriormente para la implementación de filtros con ancho de banda ultra ancho (UWB) [82-84]. En el primero de ellos se ha diseñado un filtro pasa banda periódico de tercer orden con un ancho de banda del 90% y una frecuencia central de $f_0=6.8\text{GHz}$, mientras que en el segundo se implementa un filtro también periódico de 9 etapas con un ancho de banda del 99% y una frecuencia central de $f_0=5.73\text{GHz}$. La celda base utilizada consiste en un CSRR acoplado a una línea microstrip y un elemento inductivo en derivación. En este caso, el inversor de impedancias se implementa mediante una línea microstrip de 90° de longitud eléctrica. El layout del filtro aparece descrito en la figura 2(a) del artículo G, mientras que el modelo discreto de la celda base utilizada puede apreciarse en la figura 2(b) del artículo G. En este caso, puesto que no existe impedancia serie en la configuración de nuestro resonador, la banda de paso aparecerá para aquella frecuencia que anule la admitancia del resonador en derivación, mientras que el cero de transmisión aparecerá para aquella frecuencia que anule la impedancia de dicho resonador. Por el contrario, las frecuencias de 3dB de pérdidas de inserción corresponderán a aquellas para las que la impedancia en derivación tome los valores $Z=\pm jZ_0/2$. Sustituyendo los valores de impedancia adecuados según el modelo discreto nos queda:

$$L_r \omega_0^2 (C_c + C_r) - C_c \omega_0^2 L_p (L_r C_r \omega_0^2 - 1) - 1 = 0 \quad (4.30)$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r (C_r + C_c)}} \quad (4.31)$$

$$\frac{L_p L_r \omega_1^3 (C_c + C_r) - L_p \omega_1}{L_r \omega_1^2 (C_c + C_r) - C_c \omega_1^2 L_p (L_r C_r \omega_1^2 - 1) - 1} = \frac{Z_0}{2} \quad (4.32)$$

$$\frac{L_p L_r \omega_2^3 (C_c + C_r) - L_p \omega_2}{L_r \omega_2^2 (C_c + C_r) - C_c \omega_2^2 L_p (L_r C_r \omega_2^2 - 1) - 1} = -\frac{Z_0}{2} \quad (4.33)$$

Mediante estas ecuaciones (imponiendo al igual que en los casos anteriores equidistancia entre las frecuencias ω_1 y ω_2), fijando el cero de transmisión a una frecuencia de 12GHz (en este caso la banda espuria debida a los resonadores parásitos de longitud $\lambda/2$ se encuentra demasiado cerca de la banda de paso como para poder situar el cero de transmisión en tal frecuencia) y mediante el valor de las $g_i=1.521$ para un filtro periódico de tres etapas obtenemos el valor de los elementos que forman las etapas de nuestro filtro, y a partir de estos el layout que aparece en la figura 2 del artículo G (se ha considerado un substrato *Rogers RO3010* con una constante dieléctrica $\epsilon_r=10.2$ y un grosor de $h=127\mu\text{m}$). La respuesta en frecuencia obtenida mediante simulación se muestra en la figura 3 del artículo G. Vemos como además de la banda espuria que aparece cerca de la banda de paso (debida a los resonadores parásitos de longitud $\lambda/2$), puede apreciarse una banda espuria alrededor de los 17GHz, generada por una resonancia de segundo orden de los CSRRs. A efectos de suprimir dichas bandas de paso espurias se han utilizado dos CSRRs debidamente sintonizados en las líneas de acceso del filtro. El layout final y la respuesta simulada de nuestro filtro aparecen en la figura 4 del artículo G. Vemos como el ancho de banda resultante de la simulación resulta ser ligeramente menor al nominal. Este efecto se explica en base a la utilización de inversores de admitancia de ancho de banda limitado, ya que tan solo ofrecen un desfase de 90° alrededor de la frecuencia central de nuestro filtro. No obstante, este efecto puede ser compensado sobredimensionando el ancho de banda del filtro. Se ha fabricado un prototipo escalado en frecuencia en un substrato de $h=635\mu\text{m}$, pero con la misma $\epsilon_r=10.2$. Las dimensiones laterales se han escalado en el mismo factor que el grosor del substrato, (por lo que la respuesta se ha desplazado en frecuencia) de manera que las dimensiones críticas del diseño han quedado al alcance de la resolución de nuestra tecnología. La respuesta medida puede apreciarse en la figura 5. Vemos como existe una buena coincidencia entre la simulación original (cuyo layout aparece en la figura 4 del artículo G) y la medida (excepto por el factor de translación en frecuencia). El ancho de banda medido ha alcanzado el 87% con unas pérdidas de inserción de 0.3dB, con un rizado de 1dB y unas pérdidas de retorno entrono a los 10dB. Es también destacable la ausencia de bandas espurias hasta aproximadamente $3f_0$. Por otra parte, el comportamiento en la banda de rechazo es satisfactorio, con niveles de rechazo por encima de los 40dB entre 2.2GHz y 3.2GHz.

En el artículo H vemos la implementación del segundo de los prototipos, consistente en un filtro periódico de 9 etapas basado en el mismo tipo de celda que el prototipo anterior (por lo que las ecuaciones de diseño serán las mismas). Para el caso de un filtro periódico de 9 etapas el valor de los elementos del prototipo normalizado es de $g_i=1.9$, por lo que no será necesario utilizar resonadores tan anchos como en el caso anterior, hecho que nos permitirá poder situar el cero de transmisión de cada una de las celdas más alejado de la frecuencia central y así intentar suprimir (o minimizar) la primera

banda espuria de nuestro filtro. En este caso y al igual que ha sucedido en ocasiones anteriores ha sido necesario un proceso iterativo a la hora de fijar el cero de transmisión, que se ha situado inicialmente en $2f_0$, para recolocararlo posteriormente hasta hacerlo coincidir con la posición de la banda espuria. El procedimiento para obtener los parámetros del modelo discreto ha consistido, igual que en el apartado anterior, en la imposición de las frecuencias ω_1 y ω_2 , la frecuencia central y el cero de transmisión. Una vez obtenidos dichos parámetros se han utilizado las expresiones que aparecen en [22] para hacer una primera estimación de las dimensiones geométricas de los elementos que forman cada una de las celdas del filtro. Posteriormente ha sido necesario un proceso de optimización de dichas dimensiones hasta obtener una respuesta electromagnética coincidente con la simulación eléctrica de la celda implementada con elementos discretos. El layout final de la celda básica aparece en la figura 2(a) del artículo H (se ha utilizado un substrato comercial *Rogers RO3010* con un grosor de 1.27mm), mientras que el layout y la fotografía del filtro completo pueden verse en la figura 5(a) y 5(b) del mismo artículo, respectivamente. La respuesta en frecuencia simulada (utilizando *Agilent Momentum*) y medida (mediante un analizador de redes vectorial *Agilent 8720ET*) aparece en la figura 6(a) y 6(b) del artículo H, respectivamente. Es destacable el comportamiento en la banda de rechazo, que se muestra libre de bandas espurias hasta una frecuencia de 20GHz, debido a la correcta colocación del cero de transmisión y al gran número de etapas. El nivel de pérdidas en la banda de paso está por debajo de los 2.4dB, mientras que las pérdidas de retorno presentan un buen comportamiento, manteniendo un nivel por encima de los 10dB en prácticamente toda la banda de paso. Este filtro cumple con el estándar UWB impuesto por la FCC (Federal Communication Commission) en cuanto a ancho de banda.

En este capítulo hemos visto una metodología de diseño de filtros pasa banda basados en el concepto de metamaterial que permite, a partir de imponer ciertas condiciones de ancho de banda y desfase para cada una de las celdas que forman la estructura del filtro, controlar la respuesta final en términos de ancho de banda, rizado y tipo de respuesta. Esta metodología se ha aplicado a varios ejemplos que van desde estructuras de banda estrecha a estructuras de banda ultra ancha. En el primero de los ejemplos se ha implementado un filtro periódico de tres etapas mediante el cual se ha podido verificar el factor de compactación alcanzado mediante el uso de esta técnica respecto a los diseños distribuidos, así como la posibilidad de mejorar la banda de rechazo del mismo, ya que las características de la celda base utilizada permiten situar un cero de transmisión en una frecuencia convenientemente seleccionada para así eliminar la presencia de bandas de paso espurias. Posteriormente se ha empleado la misma técnica para implementar un filtro pasa banda basado en la aproximación Chebyshev, evidenciando la posibilidad que ofrece este método de diseño para implementar filtros estándar controlables. Los prototipos siguientes han sido implementados mediante modificaciones de la celda base anterior. Este hecho ha permitido implementar estructuras con anchos de banda mayor, mostrándose un ejemplo de banda ancha (alrededor de un 30 %) y dos de banda ultra ancha (alrededor de un 90% y de un 99%). Este es la primera vez que se consigue implementar filtros basados en metamateriales con características controlables, mediante los cuales es posible obtener dispositivos que presentan simultáneamente reducidas dimensiones y buen comportamiento en la banda de rechazo, ya que en muchos de los prototipos implementados ha sido posible la supresión de la primera de las bandas espurias del dispositivo.

5. Síntesis de filtros basados en resonadores semi-discretos

En este capítulo se estudian las aplicaciones de resonadores semi-discretos para la implementación de filtros de banda ancha. Dichos resonadores se obtendrán a partir de la modificación de los modelos de los resonadores basados en CSRRs vistos anteriormente. Veremos como también este tipo de resonadores permiten la supresión de bandas espurias debido a la presencia del cero de transmisión que introducen por la parte alta de la banda de paso. Finalmente, se mostraran varios ejemplos de aplicación de este tipo de resonadores.

5.1. Resonadores semi-discretos

A lo largo de este capítulo estudiaremos implementaciones de filtros basados en la utilización de resonadores concentrados combinados con inversores de impedancia distribuidos implementados con líneas de transmisión de 90° de longitud eléctrica. Este tipo de resonadores presentan la ventaja de tener un tamaño menor que la longitud de onda de la señal a la frecuencia de operación del filtro, y que su respuesta en frecuencia no presenta periodicidad (al contrario de lo que ocurre en los filtros distribuidos) [85-95]. En nuestro caso consideraremos resonadores cuyo modelo discreto se deriva de los modelos vistos anteriormente, aunque sin la utilización de SRRs o CSRRs.

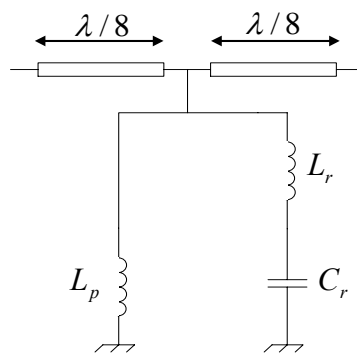


Fig. 5.1. Esquema eléctrico del resonador semi-discreto.

El circuito equivalente que modela el resonador que consideraremos aparece descrito en la figura 5.1. Se trata de una modificación del modelo visto en la figura 2(b) del artículo G, en la que se ha suprimido la capacidad C_r de dicho modelo. La admitancia en derivación, formada por la combinación en paralelo de L_p y el resonador en serie, presenta dos singularidades, una es la frecuencia de resonancia f_z y la otra la de antirresonancia f_0 . Estas frecuencias anulan la impedancia y la admitancia, respectivamente, y vienen dadas por:

$$f_z = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (5.1)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_p + L_r) C_r}} \quad (5.2)$$

Las líneas de transmisión de 90° comprendidas entre dos resonadores adyacentes, actúan como inversores de admitancia con una admitancia normalizada $J=1$. Debido a esto, los filtros pasa banda implementados mediante esta técnica pueden describirse según el esquema que aparece en la figura 4.7(b). Según este modelo, la banda central del filtro aparece en la frecuencia para la cual se anula la admitancia del resonador, que para nuestro caso, vendrá dada por f_0 . El ancho de banda fraccional viene controlado por los elementos que forman el resonador en derivación. Si dicho resonador estuviese

compuesto únicamente por un resonador LC paralelo (como en la figura 4.6), los valores de L y C vendrían dados por la transformación de frecuencias vista en la sección 4.1:

$$C = \left[\frac{1}{FBW \omega_0 Z_0} \right] g_i \quad (5.3)$$

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C} \quad (5.4)$$

Donde los g_i corresponden a los elementos del filtro prototipo pasa bajos normalizado, FBW es el ancho de banda fraccional de filtro y $\omega_0 = 2\pi f_0$. Para los filtros descritos en el modelo de la figura 5.1, es necesaria una ecuación adicional para determinar de forma unívoca los valores de los tres elementos que forman cada resonador en derivación. Esta ecuación se obtiene de hacer coincidir la pendiente de susceptancia de cada resonador (en la banda central del filtro) con la que presenta el resonador LC paralelo obtenido de las ecuaciones 5.3 y 5.4. De imponer dicha condición obtenemos:

$$\frac{C_r (L_r + L_p)^2}{L_p^2} = C \quad (5.5)$$

A partir de las ecuaciones 5.1, 5.2 y 5.5 podemos determinar los valores de los elementos que forman cada resonador de las especificaciones del filtro (f_0 , FBW) para cualquier aproximación sobre la que conozcamos los valores de g_i . Con respecto al cero de transmisión introducido por la ecuación 5.1, éste puede ser ajustado para eliminar la primera banda espuria del filtro, que se espera esté situada en las inmediaciones de la frecuencia $2f_0$, debido a la presencia de resonadores parásitos de media longitud de onda introducidos por los inversores de admitancias. Por otra parte, este cero de transmisión también puede ser utilizado para incrementar la pendiente en la banda de rechazo de nuestro filtro.

Una vez hemos conseguido determinar los valores de L_p , L_r , y C_r , el siguiente paso que debemos realizar es el de traducir estos valores en layout físico. Una de las posibilidades es la que aparece en la figura 5.2 (en tecnología microstrip). El resonador está formado por la combinación en paralelo de un strip inductivo conectado a masa, que implementa la inducción L_p del modelo discreto de la figura 5.1, y la combinación serie de un segmento de línea de alta impedancia (que implementa la inducción L_r) y una línea de baja impedancia que introduce una capacidad al plano de masa (implementando la capacidad descrita por C_r en el modelo de la figura 5.1.). Finalmente, las líneas de transmisión que implementan los inversores de impedancias se han realizado mediante el uso de meandros, con el objetivo de compactar al máximo la estructura. Del control de las dimensiones de los segmentos de las líneas de transmisión y de su impedancia característica se derivan los valores de L_p , L_r , y C_r .

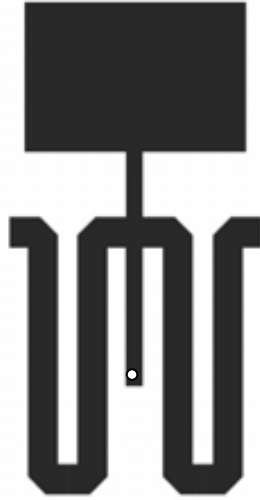


Fig. 5.2. Layout del resonador semi-discreto con capacidad basada en un patch cuadrado que introduce una capacidad a masa.

De esta manera, las longitudes del strip inductivo y del patch capacitivo que forman el resonador serie L_r - C_r a masa vendrán dadas por las expresiones que aparecen en (5.6) y (5.7) [41]:

$$l_{L_r} = \frac{L_r f_0}{Z_h} \lambda(f_0) \quad (5.6)$$

$$l_{C_r} = Z_l C_r f_0 \lambda(f_0) \quad (5.7)$$

donde $\lambda(f_0)$ es la longitud de onda de la señal en la frecuencia central del filtro y las anchuras, W_{L_r} y W_{C_r} se fijan de forma arbitraria para obtener una relación entre impedancia alta e impedancia baja Z_h/Z_l . La longitud del stub que viene modelado por L_p se obtiene mediante una expresión formalmente idéntica a la ecuación 5.6:

$$l_{L_p} = \frac{L_p f_0}{Z_s} \lambda(f_0) \quad (5.8)$$

donde Z_s es la impedancia característica del stub.

Otra posibilidad de implementación física del resonador la encontramos en la figura 5.3. En este caso la capacidad en derivación se ha implementado mediante un anillo ranurado en el plano de masa. El metal contenido dentro del anillo está conectado al strip inductivo mediante la utilización de vías metálicas. Así pues, esta rama estará descrita por la combinación serie de L_r y C_r , mientras que la conexión adicional a masa vendrá descrita por la inducción L_p . En la medida en que la capacidad por unidad de longitud de la ranura practicada en el plano de masa sea grande, las dimensiones de dicho anillo pueden reducirse, estando directamente relacionadas con la resolución de la tecnología utilizada para ranurar dicho plano de masa. En [96] podemos encontrar expresiones que nos permitan dar valores a las dimensiones de dicho anillo ranurado, mientras que para el caso de los strips inductivos pueden emplearse las ecuaciones 5.7 y 5.8. Al igual que sucede en el caso del resonador de la figura 5.2 es necesario el uso

de algún proceso de optimización para obtener la respuesta deseada una vez determinadas las dimensiones de dicho resonador a partir de las ecuaciones anteriores.

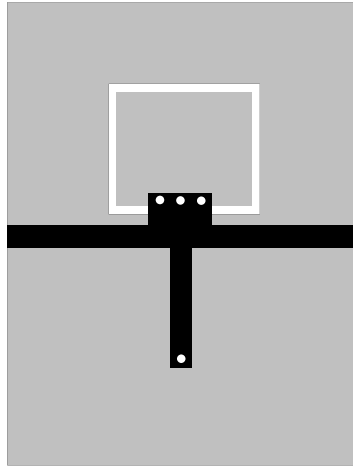


Fig. 5.3. Layout del resonador semi-discreto con capacidad basada en un anillo ranurado en el plano de masa.

5.2. Aplicaciones.

En el artículo I se estudian las posibilidades de la técnica propuesta en este capítulo, utilizando el resonador descrito en la figura 5.2. El primer diseño corresponde a un filtro pasa banda Chebyshev de tercer orden con 0.16dB de rizado centrado a una frecuencia central $f_0=3\text{GHz}$, con un ancho de banda del 30%. Para estas especificaciones de rizado y orden, los tres elementos del filtro prototipo pasa bajos normalizado resultan ser idénticos, debido a esto los tres resonadores que formarán nuestro filtro también lo serán. Para determinar los valores de los elementos se han resuelto las ecuaciones 5.1-5.5 forzando la aparición del cero de transmisión a una frecuencia doble de la de trabajo del filtro ($f_z=2f_0$). Los resultados de dichos parámetros los encontramos en la tabla I del artículo I. Para estos valores se han obtenido mediante 5.6 y 5.7 las dimensiones de los resonadores que forman el filtro. No obstante, ha sido necesario utilizar la herramienta de optimización incluida en *Agilent Momentum* para conseguir un ajuste satisfactorio entre la respuesta eléctrica de una única celda y la obtenida mediante la simulación electromagnética. Las dimensiones finales de layout aparecen en la figura 3 del artículo I. El dispositivo se ha fabricado en un substrato *Rogers RO3010* con una constante dieléctrica $\epsilon_r=10.2$, una tangente de pérdidas $\tan \delta=0.0023$ y un grosor de $h=0.63\text{mm}$ (mediante el uso de un proceso fotolitográfico estándar). Los resultados de simulación (utilizando *Agilent Momentum*) y de medida (obtenidos mediante un analizador de redes vectorial *Agilent 8720ET*) aparecen en la Figura 4 del artículo I (no se han considerado pérdidas en la simulación). Vemos cómo gracias a la presencia del cero de transmisión, situado en la posición adecuada, el espurio situado alrededor de $2f_0$ ha sido

sustancialmente eliminado. La respuesta en frecuencia es bastante simétrica y presenta unas pérdidas de inserción menores a 1dB y unas pérdidas de retorno mayores de 11dB. Gracias a las líneas de transmisión de 90° implementadas mediante meandros, se ha podido compactar la estructura hasta alcanzar unas dimensiones de $0.40\lambda \times 0.12\lambda$, donde λ es la longitud de onda de la señal a f_0 . Las ligeras discrepancias entre la simulación y los resultados experimentales son debidas al modelo de vías considerado en la simulación, en las que se han implementado como paredes verticales con la misma anchura que los stubs. En una aproximación más realista dichas vías pueden ser implementadas como cilindros verticales. En este caso las medidas muestran una buena concordancia con la respuesta simulada tanto en la banda de paso como en todo el rango de frecuencias considerado.

El segundo ejemplo analizado en el artículo I es un filtro Chebyshev de noveno orden con un rizado de 0.5dB centrado en una frecuencia de $f_0=1\text{GHz}$ con un ancho de banda fraccional de un 35%. El principal requisito impuesto para este filtro es el de alcanzar un rechazo de 80dB a la mitad de la frecuencia de operación del filtro, con unas pérdidas de inserción lo menores posibles. Para alcanzar dicho nivel de rechazo son necesarias 9 etapas. De los valores tabulados de los elementos del filtro prototipo pasa bajos normalizado se han obtenido los valores de los elementos que forman cada uno de los resonadores (ver tabla II del artículo I). Como en el caso anterior, ha sido necesario emplear un algoritmo de optimización con el objetivo de ajustar la respuesta obtenida mediante el simulador eléctrico y el electromagnético. El layout final de dicho filtro aparece en la figura 5 del artículo I, donde la dimensiones finales en este caso son de $0.62\lambda \times 0.16\lambda$, siendo λ la longitud de onda de la señal a la frecuencia central del filtro (se ha utilizado el mismo sustrato que en el caso anterior). Vemos que se alcanza el nivel de rechazo deseado (80dB en $f=f_0/2$), con una pérdidas de inserción inferiores a 3dB en el intervalo de frecuencias entre 0.83GHz y 1.14GHz. Excepto por el hecho de que en las simulaciones no se han considerado pérdidas, la coincidencia entre los resultados de simulación y los medidos es más que satisfactoria (en este caso se han considerado vías cilíndricas de un diámetro de 300 μm durante la simulación y han sido implementadas físicamente en el diseño final). Es también destacable el nivel de rechazo de 70dB alcanzado por encima de la banda de paso y hasta una frecuencia de 2.5GHz. Este nivel de rechazo se ha podido alcanzar gracias a la correcta colocación del cero de transmisión. En este caso se ha requerido más de una iteración por no encontrarse la banda de paso espuria situada exactamente a una frecuencia de $2f_0$. De hecho, los resonadores de $\lambda/2$ parásitos están acoplados mediante impedancias en derivación que introducen un cierto desfase. Por lo tanto, el procedimiento empleado ha sido el de situar inicialmente el cero de transmisión en $2f_0$, obtener el layout de dicho filtro y mediante simulación verificar la posición del espurio y reajustar la posición del cero de transmisión hasta que coincida exactamente con la posición de la banda espuria. La figura 7 del artículo I muestra los resultados de medida obtenidos en un filtro pasa banda en el que no se ha realizado el proceso iterativo de recolocación de cero de transmisión. Vemos como la presencia de la banda espuria degrada en gran medida el rechazo en la parte alta de la banda.

En el artículo J se estudian las aplicaciones del resonador basado en una capacidad ranurada en el plano de masa. La figura 3(a) de dicho artículo muestra un filtro pasa banda de tercer orden con un ancho de banda fraccional del 40%, centrado a una frecuencia central de $f_0=3\text{GHz}$. Este dispositivo se ha fabricado en un sustrato *Rogers RO3010* con un espesor de $h=0.64\text{mm}$, una constante dieléctrica de $\epsilon_r=10.2$ y una tangente de pérdidas de $\tan \delta=0.0023$, mediante el uso de un proceso fotolitográfico

estándar. Los resultados de simulación y de medida aparecen en la figura 3(b) del artículo J. Éstos muestran buenas pérdidas de inserción y de retorno, mientras que la banda de rechazo presenta discrepancias entre simulación y medida. Esto se debe a la geometría de vía utilizada durante la situación, en la que se han utilizado vías unidimensionales. Sin embargo, la banda espuria ha sido parcialmente suprimida debido a la presencia del cero de transmisión, aunque una mayor supresión es posible considerando vías cilíndricas y empleando la técnica iterativa mostrada en el artículo I. Para conseguir una mayor compactación se ha diseñado un segundo prototipo en el que las líneas de transmisión que realizan la función de inversores de impedancias han sido implementadas mediante meandros, como aparece ilustrado en la figura 4(a) del artículo J (en este caso centrado a 5GHz y con un ancho de banda fraccional del 38%). En este nuevo prototipo se ha añadido un cero de transmisión adicional en la parte baja de la banda de rechazo mediante la aproximación de las líneas de acceso de entrada y salida. En este caso, el cero de transmisión en la parte alta de la banda se ha utilizado para incrementar la pendiente de transición en la banda de rechazo (se ha situado en 7.5GHz). Es destacable el nivel de compactación alcanzado en dicho prototipo, ya que sus dimensiones finales son 12.3mm×7mm.

En este capítulo se ha presentado una modificación de los resonadores basados en CSRRs mostrados en el capítulo anterior, acoplados mediante líneas de transmisión de 90° de longitud eléctrica. Este tipo de configuración permite la implementación de filtros de banda ancha, con un buen comportamiento en la banda de rechazo debido a que dichos resonadores presentan un cero de transmisión por encima de la banda de paso, lo que permite suprimir el espurio introducido por la línea de 90° que actúa como inversor de admitancias. Posteriormente se presentan dos aplicaciones de este tipo de resonadores en las que pueden apreciarse las reducidas dimensiones alcanzadas por esta implementación así como el buen comportamiento en la banda de rechazo.

6. Conclusiones y líneas futuras

En esta tesis hemos estudiado la posibilidad de aplicar las propiedades de los metamateriales y resonadores concentrados al diseño de filtros de microondas. Se ha visto cómo debido al carácter cuasi-estático de los resonadores que constituyen los metamateriales es posible conseguir un factor de compactación considerable respecto a los filtros convencionales basados en resonadores distribuidos, obteniendo prestaciones en algunos casos superiores a éstos en términos de respuesta en banda de rechazo. También se han propuesto nuevas configuraciones correspondientes a resonadores concentrados para aplicaciones en filtros de banda ancha y de eliminación de espurios. Los aspectos más importantes tratados en cada uno de los capítulos de esta tesis pueden resumirse en los siguientes puntos:

- En el capítulo 2 se ha presentado una introducción a los metamateriales, tanto en régimen de funcionamiento en onda corta (cristales electromagnéticos) como en onda larga (medios efectivos). También se han expuesto las propiedades de cada uno de ellos, así como las configuraciones más conocidas. En particular, este capítulo ha hecho especial énfasis en los medios efectivos con permeabilidad y permitividad efectiva negativas, es decir, medios zurdos. Se han detallado algunas configuraciones, tanto en disposición volumétrica como en planar, y se han citado algunas de las aplicaciones de este tipo de medios al diseño de dispositivos de microondas, como pueden ser filtros de rechazo, desfases, antenas, etc.
- En el capítulo 3 se ha explorado la potencialidad para el diseño de filtros pasa banda de banda estrecha y diplexores de una estructura formada por una combinación de celdas zurdas con celdas diestras, ya que la celda zurda introduce un cero de transmisión por debajo de la banda de paso, mientras que la celda diestra lo hace por encima de ésta. La combinación de ambas estructuras produce una respuesta en frecuencia muy simétrica y con gran selectividad. Se ha visto que esta configuración ofrece muy buenos resultados en la banda de rechazo, incrementando considerablemente la simetría en la respuesta del filtro respecto a las estructuras zurdas. Esta técnica se ha utilizado para el diseño de varios filtros tanto en tecnología microstrip como coplanar, así como para el diseño de diplexores en tecnología microstrip. En el artículo A se presentan resultados correspondientes a un filtro de tres etapas en tecnología coplanar implementado siguiendo dicha técnica. El prototipo opera a una frecuencia de 7GHz y tiene un ancho de banda fraccional de un 2% consiguiendo niveles de rechazo de 60dB y 40dB a 6GHz y 7.7GHz respectivamente. Posteriormente se ha realizado otro prototipo implementado también en tecnología coplanar centrado a una frecuencia de 2.4GHz, con un ancho de banda fraccional de un 5%. Los detalles de esta implementación aparecen en el artículo B. Dicho prototipo se ha implementado utilizando únicamente dos etapas, con el objetivo de destacar al máximo las potencialidades en el terreno de la miniaturización que presentan este tipo de estructuras. Es destacable la reducción de dimensiones obtenida respecto a una implementación basada en líneas acopladas (alrededor de un factor 3) mientras que el nivel de pérdidas resulta ser el mismo que si se utilizan resonadores distribuidos. El estudio sobre la aplicabilidad de esta técnica en tecnología microstrip se ha llevado a cabo en los artículos C y D. En el

primero de ellos se han diseñado dos filtros pasabanda de anchos de banda fraccionales diferentes, uno de un 2% y otro de un 10%, lo cual evidencia que existe un cierto control sobre el ancho de banda de la respuesta para estos dispositivos. Este tipo de filtros se han utilizado en el artículo D para el diseño de un diplexor que opera a 2.4GHz en la rama de recepción y a 3GHz en la de transmisión. El dispositivo está compuesto por dos filtros pasabanda dispuestos en configuración en Y sintonizados para tener su frecuencia central en cada una de las bandas de interés. Son destacables las reducidas dimensiones del dispositivo final ($0.63\lambda \times 0.34\lambda$) así como el buen comportamiento respecto a pérdidas de inserción ($IL < 2\text{dB}$) y aislamiento ($\sim 40\text{dB}$).

- En el capítulo 4 se ha propuesto una metodología de diseño de filtros pasa banda que permite la síntesis de filtros que se ajustan a aproximaciones estándar (Chebyshev, Butterworth, etc), cuya principal característica estriba en intentar emular el comportamiento del resonador y del inversor de admitancias del modelo de filtro pasa banda generalizado en una sola celda basada en el concepto de metamaterial, mediante el adecuado ajuste de la velocidad de fase y de la impedancia característica de dicha celda entorno a la frecuencia de interés. Aplicando este procedimiento se han obteniendo prototipos con diversos anchos de banda que abarcan desde filtros de banda estrecha hasta filtros de banda ultra ancha. En el artículo E aparecen dos ejemplos de aplicación de la técnica anterior. Gracias al tipo de celda utilizado para la implementación de los prototipos que aparecen en este artículo ha sido posible colocar un cero de transmisión sobre la primera banda espuria del filtro y así mejorar el comportamiento en la banda de rechazo. El primero de los prototipos de este artículo es un filtro pasa banda periódico de tres etapas diseñado a una frecuencia de operación de 1GHz con un ancho de banda fraccional de un 10%. De los resultados de simulación y medida puede extraerse que este tipo de diseño está libre de bandas espurias hasta una frecuencia de 3GHz, mientras que sus dimensiones son tres veces menores que las de un filtro de líneas acopladas con el mismo comportamiento en la banda de paso. Es también destacable el bajo nivel de pérdidas observado ($IL < 1.5\text{dB}$) así como el buen comportamiento de las pérdidas de retorno ($RL > 17\text{dB}$). En este mismo artículo aparece la implementación de un filtro Chebyshev de tercer orden centrado en una frecuencia de 2.5GHz con un rizado de 0.3dB en el que también se ha eliminado la primera banda espuria mediante la adecuada colocación del cero de transmisión, que en este caso se han situado a frecuencia diferente para la etapa central que para las etapas exteriores del prototipo, con el objetivo de reducir al máximo la primera banda espuria del filtro. Este prototipo significó el primer filtro basado en celdas metamateriales con características controlables tanto en ancho de banda como en tipo de respuesta. En el artículo F se ha utilizado una celda diestra para implementar un filtro de banda ancha. Las características de este tipo de celda permiten generar resonadores anchos, por lo que serán indicadas para la realización de filtros de este tipo. En este caso se ha implementado un filtro de 5 etapas centrado a una frecuencia de 3.8GHz y con un ancho de banda fraccional del 30%. El filtro ha sido diseñado para satisfacer unas determinadas especificaciones en cuanto a rechazo (40dB a 2GHz y 5GHz), por lo que se ha utilizado una aproximación basada en un filtro prototipo pasa bajos que cumple con estas especificaciones. Los resultados de medida mostraron unas pérdidas de inserción de tan solo 0.7dB, mientras que las

especificaciones de rechazo quedaban satisfechas. Escalando este filtro se obtienen prestaciones aptas para su aplicación en radar de navegación aérea y con dimensiones mucho menores que las que se obtienen en filtros implementados mediante técnicas estándar. Finalmente en este capítulo aparecen dos ejemplos de filtros de banda ultra ancha. En este caso la celda utilizada implementa únicamente un resonador en derivación, por lo que será necesario utilizar un inversor de admitancias adicional, que en este caso se ha implementado utilizando una línea de transmisión de $\lambda/4$. El artículo G muestra un filtro periódico de orden tres con una frecuencia central de 6.8GHz y un ancho de banda fraccional del 90%. El tipo de celdas utilizado también permite colocar un cero de transmisión por la parte alta de la banda de paso, pero en este caso no se ha podido utilizar para eliminar la primera banda espuria ya que ésta queda muy cerca de la banda de paso, por lo que el cero de transmisión no se puede colocar en la posición deseada. Con este fin se ha colocado en cascada con el filtro una serie de etapas destinadas a la supresión de la primera de las bandas espurias. El artículo H muestra un filtro periódico de banda ultra ancha implementado con el mismo tipo de celda, pero en este caso se trata de un filtro de noveno orden. La frecuencia central del filtro es de 6.8GHz, mientras que el ancho de banda fraccional es del 99%. En este caso, al tratarse de un filtro de mayor orden, los coeficientes correspondientes al filtro prototipo pasa bajos son mayores que en el caso anterior, hecho que da lugar a que cada uno de los resonadores que forman el filtro sean ligeramente más estrechos, permitiendo en este caso la colocación del cero de transmisión en la posición adecuada para la supresión de la primera banda espuria. Los resultados experimentales muestran un buen comportamiento en la banda de rechazo, la cual está libre de espurios hasta al menos una frecuencia de 20GHz (límite de frecuencia del sistema de medida utilizado). Estos últimos diseños son adecuados para sistemas de comunicaciones *indoor* que requieren elevados anchos de banda de transmisión (sistemas UWB).

- En el capítulo 5 hemos estudiado una configuración basada en resonadores concentrados obtenidos mediante una modificación del modelo discreto de una de las celdas metamaterial del capítulo 4. Este resonador permite alcanzar respuestas muy anchas, por lo que es adecuado para el diseño de filtros con gran ancho de banda. Al igual que los resonadores presentados en el apartado anterior, también es posible introducir un cero de transmisión en la parte alta de la banda de paso, que puede ser utilizado para la eliminación de bandas espurias o para incrementar el rechazo a una frecuencia determinada. Este tipo de resonador necesita también de la utilización de inversores de impedancia adicionales, que se han implementado mediante líneas de transmisión de $\lambda/4$. En el artículo I se estudia la aplicación de uno de estos resonadores al diseño de filtros de banda ancha. Se han construido dos prototipos, uno de ellos opera a una frecuencia central de 3GHz y tiene un ancho de banda fraccional del 30%, mientras que la frecuencia central del otro es de 1GHz y su ancho de banda fraccional del 35%. En ambos diseños se ha utilizado una configuración de tipo meandro para compactar las líneas de transmisión que forman los inversores de admitancias. El primero de los prototipos está implementado siguiendo una aproximación Chebyshev de tercer orden con un rizado de 0.16dB. Ésta presenta unas pérdidas de inserción inferiores a 1dB, mientras que sus dimensiones en términos de longitud de onda son de $0.4\lambda \times 0.12\lambda$, lo que pone de manifiesto el carácter semi-

discreto del resonador utilizado. Los resultados de simulación muestran que el dispositivo está libre de bandas espurias hasta una frecuencia de 10GHz. Para el segundo prototipo se ha utilizado una aproximación Chebyshev de noveno orden con un rizado de 0.5dB, con el objetivo de satisfacer las especificaciones impuestas, consistentes en un rechazo de 80dB a la mitad de la frecuencia central del filtro. Los resultados muestran que se ha alcanzado el nivel de rechazo deseado, con unas pérdidas de inserción menores que 3dB y con unas dimensiones en términos de longitud de onda de $0.62\lambda \times 0.16\lambda$. En el artículo J se estudia un resonador ligeramente diferente que el utilizado en los dos dispositivos anteriores. En este caso uno de los elementos (una capacidad a masa) se realiza como un perímetro cerrado ranurado en el plano de masa, por lo que el modelo discreto de este resonador será el mismo que el utilizado anteriormente, pero su implementación en layout no lo será. En este artículo aparecen dos prototipos de banda ancha. El primero de ellos se ha diseñado a una frecuencia central de 3GHz con un ancho de banda fraccional de un 40%, implementado con tres resonadores. El cero de transmisión se ha colocado en la posición adecuada para eliminar la primera banda espuria, este objetivo se ha conseguido satisfactoriamente en la simulación electromagnética, pero las discrepancias entre esta simulación y los resultados de medida, debido a la excesiva idealidad del modelo utilizado para representar las vías hace que aparezca una estrecha banda espuria en los resultados de medida. Las pérdidas de inserción medidas han resultado ser muy pequeñas (del orden de 0.2dB). En el segundo prototipo las líneas que emulan los inversores de admitancias se han implementado en forma de meandro para compactar más la estructura. Dicho prototipo se ha diseñado a una frecuencia central de 5GHz con un ancho de banda fraccional del 38%, implementado con cuatro resonadores. En este caso se ha introducido un nuevo cero de transmisión por la parte baja de la banda de paso mediante el acercamiento de las líneas de acceso del filtro, hecho que proporciona un camino adicional a la señal de manera que para cierta frecuencia la señal directa y la que viaja por este nuevo camino se encuentran en interferencia destructiva. Las dimensiones finales del dispositivo se han podido compactar hasta reducirse a 12.3mm×7mm.

En vista de los resultados obtenidos en esta tesis podemos afirmar que se han alcanzado los objetivos iniciales, quedando de manifiesto la potencialidad que presentan los metamateriales y los resonadores concentrados propuestos para el diseño e implementación de filtros de microondas de reducidas dimensiones. Se ha verificado que dichos dispositivos tienen características similares a los filtros distribuidos en cuanto a niveles de pérdidas, pero en cambio permiten mejorar la respuesta en la banda de rechazo mediante la eliminación de las primeras bandas espurias y sus reducidas dimensiones los hace muy interesantes para aplicaciones en las que el área del dispositivo es un factor crítico. Específicamente se ha demostrado la idoneidad de los filtros propuestos en aplicaciones tales como radar de navegación aérea o sistemas de comunicación UWB. Gracias al reducido tamaño (y por tanto peso) y a sus buenas prestaciones, las aplicaciones de estos filtros en satélites de comunicaciones y para enlaces de microondas de banda ancha son prometedoras.

Líneas futuras

Mediante las estructuras mostradas en este documento se han podido implementar filtros con características que van desde bandas de paso estrechas hasta filtros de banda ultra ancha. Sin embargo, en la implementación de estos últimos, ha sido necesario utilizar algún elemento distribuido que emule un inversor de impedancias. No obstante, se ha considerado otra posibilidad para alcanzar bandas de paso ultra anchas sin recurrir a la utilización de elementos distribuidos, y ésta se basa, análogamente a algunas estructuras que se vieron en el capítulo 2, en la condición de operación balanceada. Para ello se puede utilizar la inducción serie introducida por la línea de transmisión base de la estructura (en principio parásita y no considerada en la mayoría de dispositivos que aparecen en este documento) ya que su presencia permite la introducción de una resonancia en la rama serie del modelo en T de cada una de las celdas que forman el dispositivo (ver figura 2.18(a)). Este hecho puede dar lugar, al igual que en la línea CRLH presentada en [36], a la aparición de banda zurda y otra diestra. El diagrama de dispersión resultante es susceptible de ser balanceado, sin más que imponer que las resonancias de la rama serie y la de la rama en derivación aparezcan a la misma frecuencia. Bajo la condición de operación balanceada ambas bandas (zurda y diestra) muestran una transición continua, sin que aparezca una banda de frecuencias prohibida entre ellas. Esta propiedad puede ocasionar la aparición de varios ceros de reflexión (hasta tres) a lo largo de la banda de paso generada por una única celda [97], por lo que el ancho de banda resultante se ve incrementado considerablemente respecto al conseguido con una celda puramente zurda (o diestra). En la figura 6.1 aparece el layout y los resultados experimentales de un filtro UWB implementado utilizando celdas basadas en CSRRs en tecnología microstrip, diseñadas para operar en régimen balanceado [98]. Puede observarse el gran ancho de banda obtenido, así como un muy buen comportamiento en la banda de rechazo. Puede verse también como el número de ceros de reflexión es mayor que el número de etapas que forman el filtro.

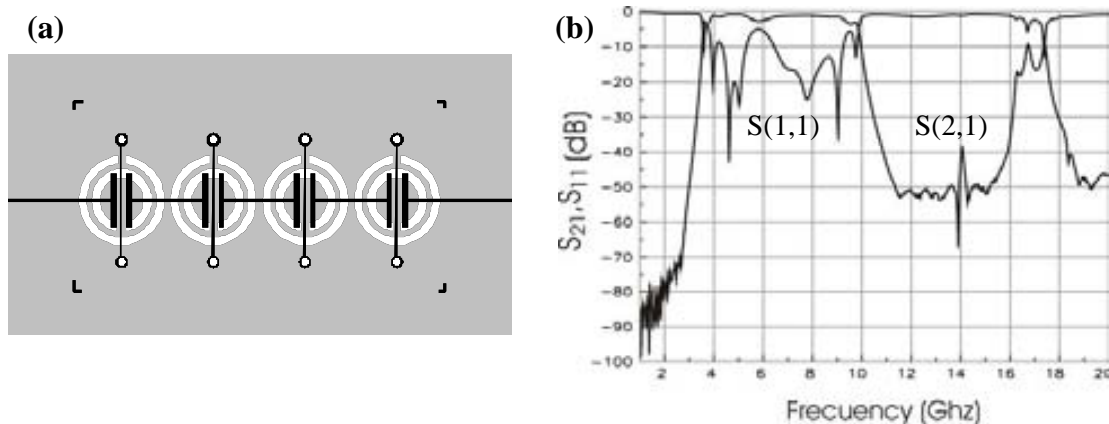


Fig. 6.1. Layout (a) y respuesta experimental (b) de un filtro UWB diseñado para operar en régimen balanceado. El área del dispositivo es inferior a 1cm^2 . Figura extraída de [98].

Este fenómeno puede ser utilizado en otros tipos de celdas para obtener dispositivos de banda ancha. Un ejemplo de ello puede encontrarse en [99], en el que se ha implementado un filtro pasa altos de banda ancha. En este dispositivo se ha utilizado una topología basada en celdas zurdas como las que aparecen en la figura 6.2(a), diseñadas debidamente para operar en régimen balanceado. La figura 2.6(b) muestra los resultados de simulación para esta estructura, en los que puede observarse el gran ancho de banda obtenido en la banda de paso.

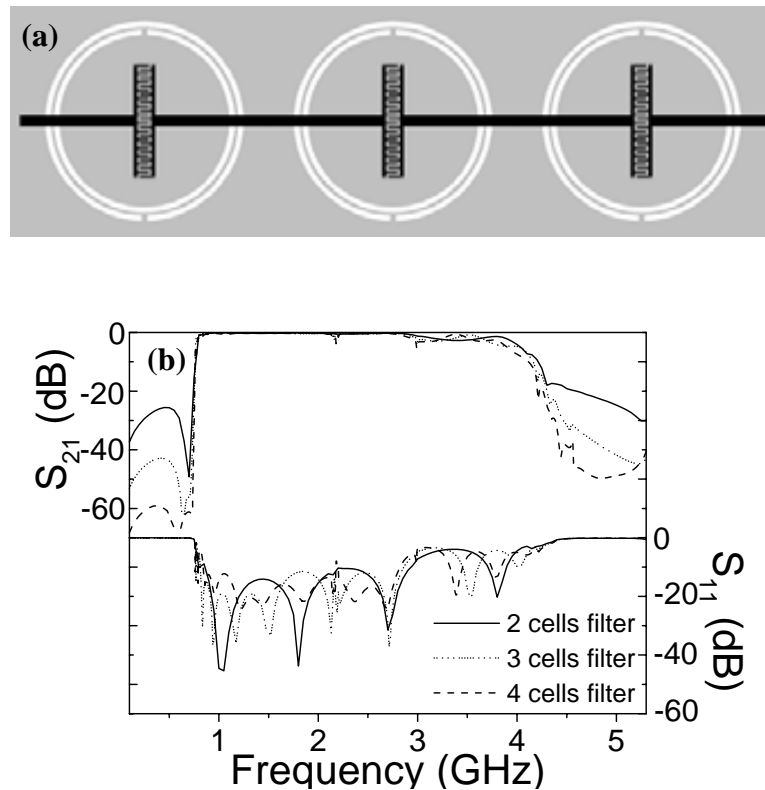


Fig. 6.2. Layout (a) y respuesta simulada (b) en función del número de etapas de un filtro pasa altos diseñado para operar en régimen balanceado. Figura extraída de [99].

Otra línea de trabajo que se ha iniciado recientemente y que empieza a dar los primeros resultados consiste en la utilización de líneas de transmisión basadas en las celdas vistas en este documento para implementar otro tipo de circuitos tales como divisores de potencia, acopladores, etc [100, 101]. La principal particularidad de este tipo de celdas se centra en la presencia de elementos resonantes que permiten, utilizando pocas etapas, alcanzar el desfase y la impedancia característica necesaria para el funcionamiento del dispositivo, aunque los valores de impedancia sean relativamente grandes o pequeños. Esto supone una ventaja respecto a los diseños basados en líneas de transmisión convencionales, ya que en muchas ocasiones la resolución tecnológica disponible o los requerimientos de espacio no permiten alcanzar la impedancia característica o el desfase necesario. La figura 6.3 muestra un ejemplo de aplicación de esta técnica en el que se ha implementado un divisor de potencia de relación 1:4 utilizando celdas zurdas basadas en

CSRRs y gaps capacitivos. Puede verse como se alcanza el nivel de acoplamiento deseado (-6dB) en un determinado rango de frecuencias. Este tipo de dispositivos tienen especial interés en aplicaciones de banda estrecha.

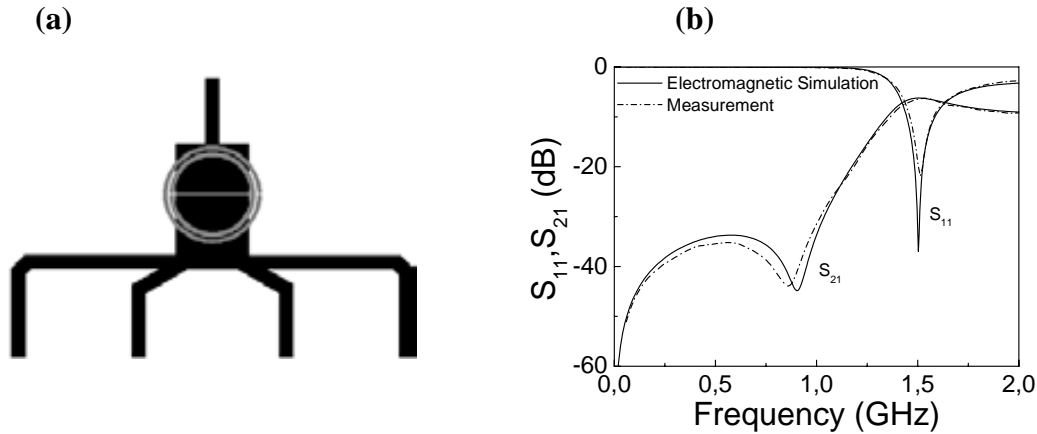


Fig. 6.3. Layout (a) y respuesta experimental (b) de un divisor de potencias de relación 1:4. Figura extraída de [100].

Finalmente, con el objetivo de conseguir filtros con mayores niveles de compactación y mejores prestaciones se ha considerado la implementación de este tipo de filtros utilizando tecnologías microelectrónicas. La utilización de este tipo de tecnología permitiría incrementar notablemente la resolución de los layouts, alcanzando así mayores valores tanto de capacidad como de inducción por unidad de longitud, dando lugar a una importante reducción de las dimensiones de cada una de las celdas que forman este tipo de dispositivos. Actualmente se ha iniciado una colaboración con el instituto IMEC, en Bélgica para realizar una serie de prototipos de filtros basados en metamateriales en tecnología MCM-D y así evaluar las prestaciones alcanzables de este tipo de estructuras sobre tecnologías microelectrónicas.

Además de las aplicaciones que se han nombrado anteriormente, dentro del recientemente concedido proyecto Eureka METATEC, se espera aplicar las ventajas que ofrecen los metamateriales para el diseño de sistemas de identificación por radiofrecuencia (RFID). Este sistema de identificación se basa en la utilización de etiquetas formadas por una pequeña antena y un chip que contiene cierta información. Esta etiqueta es capaz de responder a una señal de interrogación enviando la información almacenada. En el marco de dicho proyecto se esperan obtener etiquetas de muy reducido tamaño y con funcionamiento multibanda, hecho que les permitiría funcionar en cualquiera de las frecuencias de operación definidas por los diferentes estándares de cada país, situando de esta manera a estos dispositivos en una posición muy competitiva en el mercado de la RFID.

Anexo A

Método de extracción de los parámetros eléctricos de líneas de transmisión microstrip cargadas con CSRR.

En los capítulos anteriores se han visto técnicas que permiten la síntesis de filtros mediante la utilización de celdas basadas en el concepto metamaterial. Este proceso de síntesis se basa en la determinación de los parámetros eléctricos del modelo discreto que describe cada una de las celdas, y en su posterior traducción a layout. Dicho proceso de traducción se ha llevado a cabo a través de la estimación de las dimensiones de cada uno de los elementos que forman nuestro diseño mediante las expresiones vistas a lo largo de este documento, y su posterior optimización hasta conseguir la respuesta en frecuencia deseada. No obstante, dichas expresiones suministran únicamente una estimación de los parámetros geométricos necesarios para la implementación de cada una de las celdas que formarán nuestro filtro, ya que las condiciones de utilización de dichas expresiones no se ajustan a los casos considerados. Para intentar solucionar este problema se ha propuesto un método de extracción de parámetros eléctricos que nos pueda permitir la caracterización de este tipo de celdas y por lo tanto una mayor sistematización del proceso de síntesis.

A1. Introducción

En la literatura existen numerosos trabajos que nos proporcionan procedimientos y expresiones útiles para realizar estimaciones de la frecuencia de resonancia de SRRs [102-106] y de los parámetros eléctricos de SRRs y CSRRs [22]. No obstante, los valores obtenidos para el caso de los CSRRs acoplados a una línea de transmisión presentan una cierta desviación respecto a los valores medidos, ya que las condiciones de aplicación de dichos procedimientos no se corresponden con las situaciones reales. En el artículo K se detalla un método de extracción de parámetros eléctricos propuesto para el ajuste tanto de líneas de transmisión con permitividad efectiva negativa formadas por CSRRs acoplados a líneas microstrip, como de líneas de transmisión zurdas formadas por un CSRR acoplado a una línea microstrip y gaps capacitivos dispuestos en serie. En el futuro se espera extender este método de ajuste a otro tipo de celdas (como las que aparecen en el capítulo 4). No obstante, el tipo de análisis realizado permite parametrizar el CSRR en función de sus dimensiones y realizar extrapolaciones que nos lleven a obtener las dimensiones finales en función de los parámetros eléctricos necesarios para el diseño de nuestro dispositivo.

A2. Descripción del método

La técnica se basa en la extracción de los parámetros del circuito equivalente de una línea de transmisión cargada con un CSRR [22]. Se han considerado dos casos para la aplicación del método, el primero de ellos consiste en la extracción de los parámetros del modelo discreto de una celda que forma parte de una línea de transmisión con permitividad negativa (se trata de una línea cargada con un CSRR), mientras que el segundo caso corresponde a la extracción de parámetros de una celda que forma parte de una línea de transmisión LHM (en este caso se trata de una línea de transmisión cargada con un CSRR combinada con una gap capacitivo). Las topologías de dichas celdas así como sus modelos discretos [22] aparecen descritos en la figura 2 del artículo K. En estos modelos, L es la inducción de la línea, C_g es la capacidad de gap y C es la capacidad de acoplamiento entre la línea y el CSRR. El CSRR se describe mediante un resonador LC paralelo caracterizado por C_c y L_c , mientras que la resistencia R se introduce para considerar las pérdidas. A la vista de estos modelos, si no se consideran las pérdidas (esto es razonable en primera aproximación), se pueden identificar dos frecuencias: la frecuencia que anula la impedancia en derivación (frecuencia del cero de transmisión, f_z) y la frecuencia que anula la admitancia en derivación (que coincide con la frecuencia de resonancia intrínseca del CSRR, f_o). Estas frecuencias vienen dadas por las siguientes expresiones:

$$f_z = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_c(C+C_c)}} \quad (\text{A.1})$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_c C_c}} \quad (\text{A.2})$$

Estas frecuencias pueden determinarse experimentalmente, o pueden ser obtenidas mediante simulación electromagnética. En f_z se produce un cero de transmisión, por lo que dicha frecuencia puede determinarse con gran precisión. La frecuencia f_0 puede determinarse mediante una representación en carta de Smith del coeficiente de reflexión de la respuesta de una celda terminada con un puerto de 50Ω a cada extremo, ya que para esta frecuencia la conexión en derivación a tierra se abre, por lo que la impedancia de entrada vista por el puerto de entrada estará compuesta por la rama serie de la estructura (L , para la línea de permitividad negativa, y L y C_g para la línea LHM) y por la resistencia del puerto de salida (50Ω). Por lo tanto, a la frecuencia f_0 la curva correspondiente a S_{11} cortará el círculo de resistencia unitaria normalizada en la carta de Smith. De este resultado puede obtenerse también la impedancia de la rama serie a esa frecuencia. Ésta proporcionaría directamente el valor de L para el caso de la línea de permitividad negativa. Para el caso de de la línea LHM, L puede ser estimada de forma independiente mediante un calculador de líneas de transmisión, o del valor extraído de la línea de permeabilidad negativa, corregida por la presencia del gap, mientras que C_g puede ser obtenida determinando su valor de manera que ajuste la impedancia obtenida mediante simulación o medida.

Las expresiones (A.1) y (A.2) dependen de 3 parámetros. Por lo tanto no podemos extraer directamente los valores de los elementos del CSRR y de la capacidad de acoplo. Por este motivo añadimos una condición adicional [41]:

$$Z_s(j\omega_{\pi/2}) = -Z_p(j\omega_{\pi/2}) \quad (\text{A.3})$$

Donde $Z_s(j\omega)$ y $Z_p(j\omega)$ son la impedancia serie y derivación del modelo en T (ver figura 2.18(a)), respectivamente, y $\omega_{\pi/2}$ es la frecuencia angular para la cual la fase del coeficiente S_{21} de la simulación o de la medida de nuestra celda (que es una magnitud obtenible experimentalmente) es $\phi(S_{21})=\pi/2$. Así pues, de (A.1-A.3) podemos determinar los tres elementos reactivos que contribuyen a la impedancia en derivación. Para determinar el valor de R , éste se va incrementando hasta que las simulaciones eléctricas y los resultados de medida coinciden. En la práctica, este parámetro se ajusta utilizando el coeficiente de transmisión de la estructura con permitividad negativa, ya que el nivel de rechazo presenta una alta sensibilidad a este parámetro. Una vez determinado R , el factor de calidad descargado viene dado por $Q=R\omega_0C_c$.

A3. Resultados

Para demostrar la validez del método, éste se ha aplicado para la determinación de los parámetros eléctricos de las celdas que aparecen en la figura 2 del artículo K. Dichas estructuras se han fabricado en un sustrato *Rogers RO3010* (constante dieléctrica $\epsilon_r=10.2$, espesor $h=1.27\text{mm}$ y $\tan\delta=0.0023$) mediante una fresadora *LPKF HF100*. Las dimensiones de los CSRR son las siguientes (ver figura 1 del artículo K): $c=0.33\text{mm}$, $d=0.19\text{mm}$ y $r_{ext}=5.65\text{mm}$, la separación del gap capacitivo y el grosor son de 0.3mm y 3.85mm , respectivamente, y el grosor de las líneas de acceso es de 1.15mm . En la figura 3 del artículo K aparecen la simulación electromagnética (realizada con *Agilent Momentum*) y los resultados de medida (obtenidos mediante un analizador de redes vectorial *Agilent 8720ET*) de los coeficientes de transmisión (magnitud y fase), mientras

que en la figura 4 del artículo K aparecen representados los resultados experimentales del coeficiente de transmisión en carta de Smith. Las ligeras discrepancias entre la simulación electromagnética y los resultados de medida para la estructura LHM se atribuyen a las tolerancias del proceso de fabricación. Siguiendo el procedimiento descrito anteriormente, se han obtenido las frecuencias relevantes así como los parámetros eléctricos para ambas estructuras utilizando los resultados experimentales (los resultados aparecen resumidos en la tabla I del artículo K).

Partiendo de dichos valores, se han obtenido las simulaciones eléctricas de las respuestas en frecuencia (utilizando *Agilent ADS*) de las estructuras. Los resultados también aparecen incluidos en las figuras 3 y 4 del artículo K. En todos los casos se observa muy buena coincidencia entre simulación eléctrica y resultados de medida. El valor de R obtenido supone un factor de calidad descargado de $Q=51$, lo que supone un valor razonable para tecnologías planares. Es también destacable el hecho de que la capacidad de acoplamiento C es sustancialmente diferente en ambas estructuras. Esto se debe a la presencia del gap capacitivo en la celda LHM, que tiene el efecto de incrementar la capacidad de acoplamiento.

En este anexo se ha presentado un método para la extracción de los parámetros eléctricos de celdas compuestas por líneas microstrip cargadas con CSRRs. Dicho método ha sido utilizado para la extracción de parámetros de dos tipos de celdas diferentes: una celda LHM y una con permitividad negativa. A partir de los valores obtenidos se han realizado simulaciones eléctricas que han estado en muy buena concordancia con los resultados de medida.

Referencias

- [1] E. Yablonovitch, "Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics", *Physical Review Letters*, vol. 58, pp. 2059-2062, 1987.
- [2] S. John, "Strong localization of photons in certain disordered dielectric superlattices", *Physical Review Letters*, vol. 58, pp. 2486-2489, 1987.
- [3] M.A. Gómez Laso, "Cristales Electromagnéticos en Fibra Óptica y Tecnología Microstrip", *Tesis Doctoral*, Universidad Pública de Navarra, Junio 2002.
- [4] J.D. Joannopoulos, R. D. Meade and J. N. Winn, "Photonic Crystals: Molding the flow of light", Princeton, NJ: Princeton University Press, 1995.
- [5] F. Martin, F. Falcone, J. Bonache, T. Lopetegi, M.A.G. Laso and M. Sorolla; "New periodic-loaded electromagnetic bandgap coplanar waveguide with complete spurious passband supresión", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12 (11), pp. 435-437, Nov. 2002.
- [6] F. Martin, F. Falcone, J. Bonache, T. Lopetegi, M.A.G. Laso and M. Sorolla, "Dual electromagnetic bandgap CPW structures for filter applications", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13 (9), pp. 393-395, Sept. 2003.
- [7] F. Martin, J.L. Carreras, J. Bonache, F. Falcone, T. Lopetegi, M.A.G. Laso and M. Sorolla, "Frequency tuning in electromagnetic bandgap nonlinear transmission lines", *Electronics Letters*, vol. 39 (5) pp. 440-442, March 2003.
- [8] Y. Fei-Ran, M.A. Kuang-Ping, Q. Yongxi and T. Itoh, "A uniplanar compact photonic-bandgap (UC-PBG) structure and its applications for microwave circuit", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47 (8), pp. 1509-1514, Aug. 1999.
- [9] V. Radisic, Y. Qian, R. Coccioli and T. Itoh, "Novel 2-D photonic bandgap structure for microstrip lines", *IEEE Microwave and guided wave letters*, vol. 8 (2), pp. 69-71, Feb. 1998.
- [10] V.G. Veselago, "Electrodynamics of materials with negative index of refraction" *Sov. Phys Usp*, vol. 10, pp. 509-514, Jan. 1968.
- [11] J. B. Pendry and D. R. Smith, "Reversing Light with Negative Refraction", *Physics Today*, vol. 57, pp. 37-43, Jun. 2004
- [12] J.B. Pendry "Negative refraction makes perfect lens" *Phys. Rev. Lett*, vol. 85, pp. 3966-3969, 2000.
- [13] N. García and M. Nieto-Vesperinas, "Left-handed Materials do not make perfect lens" *Phys. Rev. Lett*, vol. 88, pp. 207403(1-4), 2002.

- [14] G. Gomez-Santos. “Universal features of time evolution of evanescent modes in a left-handed perfect lens”, *Phys. Rev. Lett.*, vol. 90, pp. 077401(1-4), 2003
- [15] D. R. Smith, D. Shuring, M. Rosebluth, S. Shultz, S. Annanta-Ramakrishna and J.B. Pendry “Limitations of subdiffraction imaging with a negative refractive index slab” *App. Phys. Lett.*, vol. 82, pp. 1506-1508, 2003.
- [16] R. Marqués, “Effect of losses and dispersion on the focusing properties of left-handed media” *Microwave and Optical Tech Lett*, vol. 20, May 2004.
- [17] N. Katsarakis, G. Konstantinidis, A. Kostopoulos, R. S. Penciu, T. F. Gundogdu, M. Kafesaki, E. N. Economou, Th. Koschny, and C. M. Soukoulis, “Magnetic response of split-ring resonators in the far-infrared frequency regime”, *Optics Letters*, vol. 30 (11), pp. 1348-1350, June 2005.
- [18] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, “Magnetism from conductors and enhanced non linear phenomena”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 2075-2084, Nov 1988.
- [19] R. Marqués, F. Mesa, J. Martel and F. Medina “Comparative analysis of edge and broadside coupled split ring resonators for metamaterial design. Theory and experiments”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51 (10), pp. 2572-2581, October 2003.
- [20] R. Marqués, F. Medina, and R. Rafii-El-Idrissi, “Role of bianisotropy in negative permeability and left-handed metamaterials,” *Phys. Rev. B*, vol. 65, pp. 144440(1-6), 2002.
- [21] R. Marqués, J.D. Baena, J. Martel, F. Medina, F. Falcone, M. Sorolla and F. Martín, “Novel small resonant electromagnetic particles for metamaterial and filter design”, *Proceeding of the International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, ICEAA*, pp. 439-443, Torino (Italy), 8-12, Sept. 2003.
- [22] J.D. Baena, J. Bonache, F. Martín, R. Marqués Sillero, F. Falcone, T. Lopetegui, M.A.G. Laso, J. García-García, I. Gil, M. Flores Portillo, and M. Sorolla. "Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53 (4), pp. 1451-1461, April 2005.
- [23] J. D. Baena, R. Marqués, F. Medina, and J. Martel, “Artificial magnetic metamaterial design by using spiral resonators”, *Phys. Rev. B, Condens. Matter*, vol. 69, pp. 014 402(1-5), 2004
- [24] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martín, R. Marqués, F. Falcone, T. Lopetegui, M. Beruete, M. A. G. Laso, J. García-García, F. Medina, and M. Sorolla, “Modified and complementary split ring resonators for metasurface and metamaterial design,” in *Proc. 10th Bianisotropics Conf.*, , pp. 168-171, Ghent (Belgium) 2004.

- [25] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins and W. J. Stewart, “Low frequency plasmons in thin wire structures”, *Journal of Physics: Condensed Matter*, vol. 10, pp. 4785-4809, 1998.
- [26] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, “Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, pp. 4184-4187, May 2000.
- [27] R. Marques, J. Martel, F. Mesa, and F. Medina, “Left-handed-media simulation and transmission of EM waves in subwavelength split-ring-resonator-loaded metallic waveguides”, *Phys. Rev. Lett.*, pp. 183 901–183 904, Oct. 2002.
- [28] S. Hrabar, J. Bartolic and Z. Sipus, “Waveguide miniaturization using uniaxial negative permeability metamaterial”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53 (1), Part 1, pp. 110-119, Jan. 2005.
- [29] J. Esteban, C. Camacho-Peñalosa, J. E. Page, T. M. Martín-Guerrero, and E. Márquez-Segura, “Simulation of negative permittivity and negative permeability by means of evanescent waveguide modes—Theory and experiment” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53 (4), pp. 1506-1514, April 2005.
- [30] T. Decoopman, O. Vanbesien, and D. Lippens, “Demonstration of a backward wave in a single split ring resonator and wire loaded finline” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14 (11), pp. 507-509, Nov. 2004.
- [31] G.V. Eleftheriades, A.K. Iyer and P.C. Kremer, “Planar negative refractive index media using periodically L-C loaded transmission lines”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50 (12), pp. 2702-2712, December 2002.
- [32] C. Caloz and T. Itoh, “Application of the transmission line theory of left-handed (LH) materials to the realization of a microstrip ‘LH line’,” in *IEEE AP-S Int. Symp.*, vol. 2, pp. 412-415, San Antonio, TX, Jun. 2002.
- [33] R. Islam, F. Elek and G.V. Eleftheriades, “A coupled-line metamaterial coupler having co- directional phase but contra-directional power flow”, *Electronics Letters*, vol. 40, no. 5, pp. 315-317, March 2004.
- [34] A. Grbic and G.V. Eleftheriades, “A backward-wave antenna based on negative refractive index L-C networks”, *Proc. of the IEEE Intl. Symposium on Antennas and Propagation*, vol. 4, pp. 340-343, San Antonio, TX, June 16-21, 2002,
- [35] M. Antoniades and G.V. Eleftheriades, “Compact, linear, lead/lag metamaterial phase shifters for broadband applications”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 2 (7), pp. 103-106, July 2003.
- [36] A. Lai, C. Caloz, and T. Itoh, "Composite right/left handed transmission line metamaterials", *IEEE Microwave Magazine*, vol. 5, no. 3, pp. 34-50, Sept. 2004.
- [37] M. Kang, C. Caloz and T. Itoh : “Miniaturized MIM CRLH transmission line structure and application to backfire-to-endfire leaky-wave antenna”; *IEEE Antennas*

and Propagation Society International Symposium, 2004, vol. 1, pp. 20-25, pp. 827-830, Amsterdam, Holland, June 2004.

[38] C. Caloz and T. Itoh, "A novel mixed conventional microstrip and composite right/left-handed backward-wave directional coupler with broadband and tight coupling characteristics", *IEEE Microwave and Wireless Comp. Lett.*, vol. 14 (1), pp. 31-33, Jan. 2004.

[39] Y. Horii, C. Caloz, T. Itoh "Super-compact multilayered left-handed transmission line and diplexer application", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53 (4), part 2, pp. 1527-1534, April 2005.

[40] F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, R. Marqués and M. Sorolla, "A new split ring resonator based left handed coplanar waveguide", *Appl. Phys. Lett.*, pp. 4652-4654, December 2003.

[41] D.M. Pozar, "Microwave Engineering", Addison Wesley, Reading (MA), 1990.

[42] F. Falcone, T. Lopetegui, J.D. Baena, R. Marqués, F. Martín and M. Sorolla, "Effective negative-epsilon stopband microstrip lines based on complementary split ring resonators.", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, pp. 280-282, June 2004.

[43] F. Falcone, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, J. D. Baena, J. Bonache, M. Beruete, R. Marqués, F. Martín and M. Sorolla, "Babinet principle applied to the design of metasurfaces and metamaterials", *Phys. Rev Lett.*, vol. 93, pp. 197401-4, Nov. 2004.

[44] S.E. Miller, "Coupled wave theory and waveguide applications", *The Bell System Technical Journal*, vol. 33, pp. 1209-1265, 1954.

[45] J. M. Lopetegui Beragaña, "Photonic bandgap structures in microstrip technology: study using the coupled mode formalism and applications", *Tesis Doctoral*, Universidad Pública de Navarra, 2002.

[46] T. Lopetegui, M. A. G. Laso, R. Gonzalo, M. J. Erro, F. Falcone, D. Benito, M. J. Goude, P. De Maagt, and M. Sorolla, "Electromagnetic crystals in microstrip technology," *Opt. Quantum Electron.*, vol. 34, pp. 279-295, Jan.-Mar. 2002.

[47] T. Lopetegui, M. A. G. Laso, F. Falcone, F. Martin, J. Bonache, J. Garcia, L. Pérez-Cuevas, M. Sorolla, and M. Guglielmi : "Microstrip "wiggly-line" bandpass filters with multispurious rejection", *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 14 (11), pp. 531-533, Nov. 2004.

[48] F. Martín, J. Bonache, I. Gil, F. Falcone, T. Lopetegui, M.A.G. Laso and M. Sorolla, "Compact spurious free CPW band pass filters based on electromagnetic bandgap structures", *Microwave and Optical Technology Lett.*, vol. 40, pp. 146-148, January 2004.

[49] J. García-García, F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, J.D. Baena, I. Gil, E. Amat, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, J. A. Marcotegui, M. Sorolla, and R. Marqués, " Microwave

filters with improved stopband based on sub-wavelength resonators", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53 (6), pp. 1997-2006, June 2005.

[50] J. García-García, J. Bonache, F. Falcone, J.D. Baena, F. Martín, I. Gil, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, A. Marcotegui, R. Marqués and M. Sorolla, "Stepped-impedance low pass filters with spurious passband suppression", *Electronics Letters*, vol. 40, pp. 881-883, July 2004.

[51] B. Strassner and K. Chang, "Wideband low-loss high-isolation microstrip periodic-stub diplexer for multiple-frequency applications", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, pp. 1818-1820, 2001.

[52] E. Goron, J.P. Coupez, C. Person, Y. Toutain, H. Lattard, and F. Perrot, "Accessing to UMTS filtering specifications using new microstrip loop-filters", *IEEE MTS-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp. 1599-1602, Philadelphia, USA, June 2003.

[53] G. C. Temes, and S. K. Mitra, "Modern Filter Theory and Design", John Wiley, New York, 1973.

[54] J. D. Rhodes, "Theory of Electrical Filters", John Wiley, New York, 1976.

[55] J. Helszajn, "Synthesis of Lumped Element Distributed and Planar Filters", McGraw-Hill, London, 1990.

[56] L. Weinberg, "Network Analysis and Síntesis", McGraw-Hill, New York, 1962.

[57] A. Papoulis, "The Fourier Integral and Its Applications", McGraw-Hill, New York, 1962.

[58] W. Cauer, "Synthesis of Linear Communications Networks", McGraw-Hill, New York, 1958.

[59] W. E. Thomson, "Delay network having maximally flat frequency characteristics," *Proc. IEE*, vol. 96, pp 487-490, Nov. 1949.

[60] S. Darlington, "Synthesis of reactance-four-poles which produce prescribed insertion loss characteristics," *Jour. Math. and Phys.*, vol. 30, 257-353, Sept. 1939.

[61] R. Saal and E. Ulbrich, "On the design of filters by synthesis," *IRE Trans.*, vol. 5, pp 284-327, Dec. 1958.

[62] G. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, "Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures", Artech House, Norwood, MA, 1980.

[63] R. Saal, "Der Entwurf von Filtern mit Hilfe des Kataloges normierter Tiefpasse, Telefunken Gmbh", Backnang (Germany), 1961.

[64] W. E. Thomson, "Networks with Maximally Flat Delay," *Wireless Engineer*, Vol. 29, pp. 255-263, Oct. 1952.

- [65] E. A. Guillemin, "Synthesis of passive networks", John Wiley, New York, 1957.
- [66] M. E. Van Valkenburg, "Introduction to modern network synthesis", John Wiley, New York, 1960.
- [67] V. Belevitch, "Tchebyscheff filters and amplifier networks," *Wireless Engineer*, vol. 29, pp. 106-110, April 1952.
- [68] H. J. Orchard, "Formula for ladder filters," *Wireless Engineer*, vol. 30, pp. 3-5, January 1953.
- [69] E. Green, "Synthesis of ladder networks to give Butterworth or Chebyshev response in the pass band", *Proc. IEE*, London, 1954, Part IV, Monograph, no. 88.
- [70] E. Green, "Amplitude-Frequency characteristics of ladder networks", pp. 62-78. "Marconi's Wireless Telegraph" Co., Ltd., Chelmsford, Essex, England, 1954.
- [71] L. Weinberg, "Network design by use of modern synthesis techniques and tables", *Proc. Of Nat. Elec. Conf.*, vol. 12, 1956.
- [72] L. Weinberg, "Additional tables for design of optimum ladder networks", *Parts I and II, Journal of the Franklin Institute*, vol. 264, pp. 7-23 and 127-138, July and August 1957.
- [73] L. Storch, "Synthesis of constant-time-delay ladder networks using Bessel polynomials", *Proc. IRE 42*, pp. 1666-1675, November 1954.
- [74] S. B. Cohn, "Phase-shift and time-delay response of microwave narrow-band filters", *The Microwave Journal*, vol. 3, pp. 47-51, October 1960.
- [75] M. J. Di Toro, "Phase and amplitude distortion in linear networks", *Proc. IRE 36*, pp. 24-36, January 1948.
- [76] R. M. Fano, "Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances", *J. Franklin Inst.*, vol. 249, pp. 57-83 and 139-154, January and February 1950.
- [77] B. F. Barton, "Design of efficient coupling networks", *Technical Report 44, Contract DA 36-039-SC-63203, Electronic Defense Group, University of Michigan*, Ann Arbor, Michigan, March 1955.
- [78] H. J. Carlin, "Gain-bandwidth limitations on equalizers and matching networks", *Proc. IRE 42*, pp. 1676-1685, November 1954.
- [79] G. L. Matthaei, "Synthesis of Tchebyscheff impedance-matching networks, filters, and interstages", *IRE Trans. PCCT 3*, pp. 162-172, September 1956.
- [80] H. J. Carlin, "Synthesis techniques for gain-bandwidth optimization in passive transducers", *Proc. IRE 48*, pp. 1705-1714, October 1960.

- [81] J. S. Hong and M. J. Lancaster, "Microstrip filters for RF/microwave applications." John Wiley, New York, 2001.
- [82] L. Zhu, S. Sun and W. Menzel, "Ultra wide band (UWB) band pass filters using multiple mode resonator", *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 15, pp. 796-708, November 2005.
- [83] C. Nguyen, "Development of new miniaturized bandpass filters having ultrawide bandwidth", *Electronics Letters*, vol. 30, pp. 767-768, May 1994.
- [84] Jing Gao, Lei Zhu, W. Menzel, F. Bogelsack, "Short-circuited CPW multiple-mode resonator for ultra-wideband (UWB) bandpass filter", *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 16 (3), pp. 104-106, March 2006.
- [85] J. W. Sheen, "A compact semi-lumped low-pass filter for harmonics and spurious suppression", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10 (3), pp 92-93, March 2000.
- [86] Y. Z. Chang, W. S. Lee, H. I. Wu and C.Y. Su, "Miniaturizing the size of microwave filter by using LTCC technology with hybrid dielectrics", *APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings Volume 1*, pp. 1-4., Suzhou, China, 4-7 Dec. 2005,
- [87] K. Hettak, M.G. Stubbs, K. Elgaid and I.G. Thayne, "A compact, high performance, semi-lumped, low-pass filter fabricated with a standard air bridge process", *2005 European Microwave Conference*, vol. 1, pp. 17-20, Paris, France, Oct. 2005.
- [88] Z. Bin and L. Fujiang, "Multi-layer semi-lumped filters on MCM-D", *1999 Asia Pacific Microwave conference*, vol. 2, pp. 311 - 314. Singapore, Nov. 1999.
- [89] A. F. Sheta, K. Hettak, J. P. Coupez, C. Person, S. Toutain and J.P. Blot, "A new semi-lumped microwave filter structure", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1995*, vol.2, pp. 383-386, Orlando, USA, May 1995.
- [90] L. Zhu and K. Wu, "Accurate circuit model of interdigital capacitor and its application to design of new quasi-lumped miniaturized filters with suppression of harmonic resonance", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48(3), pp. 347-356, March 2000.
- [91] W. Menzel and M. Berry, "Quasi-lumped suspended stripline filters with adjustable transmission zeroes", *2004 IEEE MTT-S International*, vol. 3, pp. 1601-1604, Fort Worth, TX, June 2004.
- [92] H. Salehi and R.R. Mansour, "A novel quasi lumped-element resonator using a left-handed transmission line section", *2005 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 12, pp. 4, Long Beach, CA, June 2005.
- [93] A. Simine, V. Piatnitsa, A. Lapshin, E. Jakku, D. Kholodnyak, S. Leppaevuori, and I. Vendik, "Design of quasi-lumped-element LTCC filters and duplexers for wireless

communications”, *33rd European Microwave Conference*, vol. 3, pp. 911-914, Munich, Germany, Oct. 2003.

[94] D. J. Swanson, R. Forse and B.J.L. Nilsson, “A 10GHz thin film lumped element high temperature superconductor filter”, *IEEE MTT-S Intl. Microwave Symp. Dig.*, , pp. 1191-1193, Piscataway, NJ, June 1992.

[95] W. Menzel, “A novel miniature suspended stripline filter”, *33rd European Microwave Conference*, pp. 1047-1050, Munich, Germany, October 2003.

[96] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl and P. Bhartia, “Microstrip Lines and Slot Lines”, Artech House, 1996.

[97] M. Gil, J. Bonache, J. Selga, J. García, F. Martín, “Broadband resonant-type metamaterial transmission lines”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* (aceptado).

[98] J. Bonache, J. Martel, I. Gil, M. Gil, J. García-García, F. Martín, I. Cairó and M. Ikeda, “Super compact ($<1\text{cm}^2$) band pass filters with wide bandwidth and high selectivity at C-band”, *2006 European Microwave Conference*, pp. 599-602, Manchester, UK, Sep. 2006.

[99] M. Gil, J. Bonache, J. Selga, J. García-García and F. Martín, “High-pass filters implemented by composite right/left handed (CRLH) transmission lines based on complementary split rings resonators (CSRRs)”, *Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)*, Beijing, China, March 2007 (aceptado).

[100] M. Gil, J. Bonache, I. Gil, J. García-García y F. Martín, “Miniaturization of planar microwave circuits by using resonant-type left handed transmission lines”, *IEE Proc. On Antennas and Propagation* (aceptado).

[101] M. Gil, “Análisis, diseño y aplicaciones de líneas de transmisión zurdas basadas en el modelo resonante”, *Trabajo de investigación de tercer ciclo*, Universidad Autónoma de Barcelona, Septiembre de 2006.

[102] M.F. Wu, F.Y. Meng, Q. Wu, J. Wu, L.W. Li, “A compact equivalent circuit model for the SRR structure in metamaterials”, , *2005. APMC 2005. Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings* , vol. 1, pp. 4, Suzhou, China, Dec. 2005,

[103] W. Qun, W. Ming-Feng, M. Fan-Yi, W. Jian, L. Le-Wei, “Modeling the effects of an individual SRR by equivalent circuit method”, *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium* , vol. 1, pp. 631-634, Washington DC, USA, July 2005.

[104] C. R. Simovski, P. A. Belov and H. Sailing, “Backward wave region and negative material parameters of a structure formed by lattices of wires and split-ring resonators”, *IEEE Transactions Antennas and Propagation*, vol. 51 (10), part 1, pp. 2582- 2591, Oct. 2003.

[105] J.D. Baena, L. Jelinek, R. Marques and J. Zehentner, “Analysis of 2D- and 3D-isotropic split ring resonators”, *18th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications, 2005.* , vol. 12-14, pp. 1-4, Dubrovnik, Croacia, Oct. 2005.

[106] S. Hrabar and J. Bartolic, “Simplified analysis of split ring resonator used in backward meta-material”, *MMET '02. International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory, 2002.* , vol. 2, pp. 560-562. Kiev, Ucraina, Sept. 2002.

Relación de artículos

Artículo A

J. Bonache, F. Martín, F. Falcone, J. Garcia, I. Gil, T. Lopetegi, M.A.G Laso, R. Marques, F. Medina, M. Sorolla, M.; "Super compact split ring resonators CPW band pass filters", *2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, 6-11, pp. 1483-1486, Fort Worth TX, June 2004,

Artículo B

J. Bonache, F. Martín, F. Falcone, J. García-García, I. Gil, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, R. Marqués, F. Medina, M. Sorolla, "Compact coplanar waveguide band pass filter at S-band", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 46 (1), pp. 33-35, July 5, 2005.

Artículo C

J. Bonache, F. Martín, F. Falcone, J. D. Baena, T. Lopetegi, J. García-García, M.A.G. Laso, I. Gil, A. Marcotegui, R. Marqués and M. Sorolla. "Application of complementary split rings resonators to the design of compact narrow band pass structures in microstrip technology", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 46 (5), pp. 508-512, September 2005.

Artículo D

J. Bonache, I. Gil, J. García-García and F. Martín, "Complementary split ring resonators for microstrip diplexer design", *Electronics Letters*, vol. 41 (41), pp. 810-811, 7th July 2005.

Artículo E

J. Bonache, I. Gil, J. Garcia-Garcia and F. Martin, "Novel microstrip bandpass filters based on complementary split-ring resonators", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54 (1), pp: 265 - 271, Jan. 2006.

Artículo F

J. Bonache, F. Martín, I. Gil, J. García-García, R. Marqués and M. Sorolla. "Microstrip bandpass filters with wide bandwidth and compact dimensions", *Microwave and Optical Technology Letters* , vol. 46 (4), pp. 343-346, August 20, 2005.

Artículo G

J. Bonache, F. Martín, I. Gil, J. García-García, R. Marqués and M. Sorolla. "Ultra wide band pass filters (UWBPF) based on complementary split rings resonators". *Microwave and Optical Technology Letters* vol. 46 (3), pp. 283-286 August 5, 2005.

Artículo H

J. Bonache, I. Gil, J. García-García and F. Martín, “Complementary split rings resonators (CSRRs): towards the miniaturization of microwave device design”, *Journal of Computational Electronics*. pp. 193-197, July 25, 2006.

Artículo I

J. Bonache, I. Gil, J. García-García and F. Martín; “Compact microstrip band-pass filters based on semi-lumped resonators”, *IEE Proceedings on Microwaves, Antennas & Propagation*. Enviado

Nota: Por cuestiones de normativa este artículo no puede ser considerado como parte fundamental de este documento, ya que está pendiente de aceptación en el momento de depositar esta tesis. No obstante se ha añadido en la relación de artículos ya que en el texto se hace referencia a algunos resultados que aparecen en el mismo.

Artículo J

J. Bonache, I. Gil, J. Garcia-Garcia and F. Martin, ”New quasi-lumped resonators for compact microstrip filter design”, *2005 European Microwave Conference.*, pp. 13-16. Paris, France, Oct. 2005

Artículo K

J. Bonache, M. Gil, I. Gil, J. García-García and F. Martín; “On the electrical characteristics of complementary metamaterial resonators”; *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. vol. 16 (10), pp. 543-545, Oct. 2006.

Super compact split ring resonators CPW band pass filters

J. Bonache¹, F. Martín¹, F. Falcone², J. García¹, I. Gil¹, T. Lopetegui², M.A.G. Laso², R. Marqués³, F. Medina³, M. Sorolla²

¹Departament d'Enginyeria Electrònica, Universitat Autònoma de Barcelona, 08193 Bellaterra (Barcelona), Spain

²Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Universidad Pública de Navarra, 31006 Pamplona (Navarra), Spain

³Departamento de Electrónica y Electromagnetismo. Facultad de Física-Universidad de Sevilla, Av. Reina Mercedes s/n, 41012 Sevilla, Spain

Abstract — Coplanar waveguide (CPW) band pass filters consisting on signal-to-ground wire connections alternating with series gaps, and split ring resonators (SRRs) etched in the back substrate side, underneath the slots, are presented for the first time. It is demonstrated that by properly tuning SRR dimensions, a narrow pass band below the cutoff frequency of the wired/gaped CPW structure can be obtained. The relevant characteristics of the designed structure are: insertion losses below 4dBs in the allowed band, out of band rejection above 30dBs, and very high transition slopes with only three SRR stages. Due to sub-wavelength operation of SRRs, the proposed structures are very compact with potential application to the fabrication of planar filters for future communication transceivers.

Index Terms — Split ring resonators, metamaterials, microwave filters, CPW technology.

I. INTRODUCTION

The development of super compact band pass filters compatible with PCB and MMIC fabrication technologies is of great interest for the miniaturization or full integration of communication transceiver front ends. In this regard, split ring resonators (SRRs), originally proposed by Pendry in 1999 [1] have opened the door to new design strategies, where miniaturization is a major issue. Essentially, SRRs (see Fig. 1) are high-Q resonant particles with dimensions much smaller than signal wavelength at resonance. When they are excited by an external time varying magnetic field applied parallel to the ring axis, an electromotive force around the rings is generated, giving rise to current loops in the rings. Thanks to the splits, these current loops are closed through the gap capacitance between concentric rings, and the structure behaves as an externally driven LC circuit with a resonant frequency that can be easily tuned by ring dimensions (r , c , d).

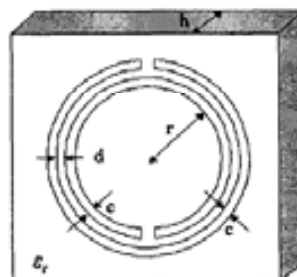


Fig. 1. SRRs topology and relevant dimensions.

The application of SRRs to the fabrication of band pass structures in CPW technology has been recently reported by the authors [2], [3]. Specifically, it has been demonstrated that by periodically combining signal-to-ground metal wires and SRRs etched in the back substrate side for conventional CPWs, or in the external substrate sides for buried CPWs (Fig. 2), the device exhibits backward wave propagation in a narrow frequency band above the resonant frequency of the rings. This result has been interpreted in terms of the equivalent circuit model of the elemental cell (Figs. 3,4), where the dispersion relation predicts narrow band signal propagation with anti-parallel phase and group velocities. The frequency responses measured (Fig. 5) on fabricated devices exhibit very low insertion losses in the pass band (typically below 3dBs) and a sharp cutoff at the lower band edge with out of band rejection levels above 30dBs. However, the attenuation level above the pass band (<30dBs) and the upper transition band edge are not as good as required for practical filter applications. This asymmetry has been

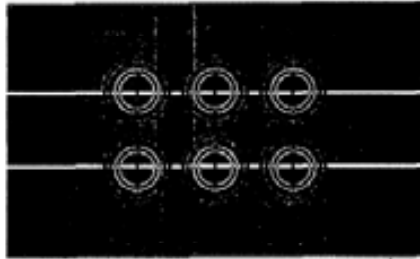


Fig. 2. Layout for the buried CPW structure with SRRs etched on the external substrate sides (actual length 3.2cm).

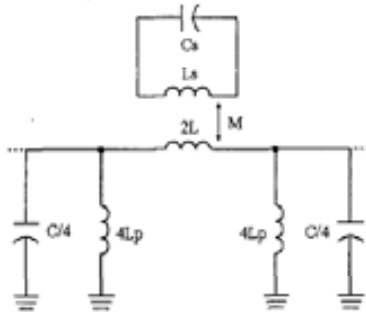


Fig. 3. Lumped element equivalent circuit for the elemental cell of the structure shown in Fig. 2. L and C are the per-section inductance and capacitance of the line, L_p the wire inductance and C_s and L_s the parameters of the SRR. Due to symmetry, the magnetic wall concept has been used.

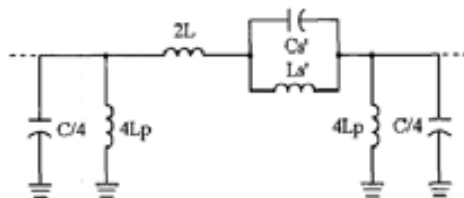


Fig. 4. Simplified circuit with the series branch replaced by its equivalent impedance. L_s' and C_s' are related to C_s and L_s by the formulas given in [2].

interpreted from the equivalent circuit model. Due to the sudden change that the series impedance experiences at the resonant frequency of the rings (from highly inductive

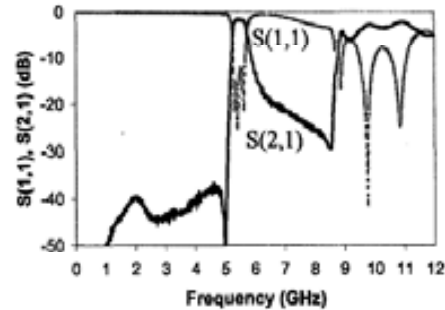


Fig. 5. Measured insertion and return losses for the circuit depicted in Fig. 2.

to highly capacitive behavior), signal propagation is abruptly switched on at that frequency. The allowed band is expected to be extended up to that frequency where the series impedance is no longer capacitive, but dominated by the inductance of the line. However, since this transition is more gradual, frequency selectivity at the upper band edge is degraded. In this work, we claim that by alternating SRR-wire stages and gaped transmission line sections coupled to SRRs, a band pass structure results with very high frequency selectivity at both sides of the pass band. As will be shown, a single SRR-gaped transmission line section sandwiched between two SRR-wire stages suffices to achieve out of band rejection levels above 30dBs, the length of the whole structure being 1.5cm (without considering the access lines). This is approximately three times smaller than signal wavelength at the central frequency of the pass band.

II. DESIGN OF SRR-CPW BAND PASS FILTERS

The layout of the proposed structure is shown in Fig.6. The outer stages are described by the π lumped element circuits of Figs. 3,4, while the central stage is modeled by the circuit shown in Figs. 7,8. The analysis of these circuits indicates that for the SRR-wire sections signal propagation is allowed above the resonant frequency of SRRs. In contrast, for the central SRR-gap stage, transmission is possible below SRR resonance, the pass band being severely truncated at that frequency where the series impedance changes from high positive to high negative values. This different locations of the pass band relative to the resonant frequency of the rings explains the smaller dimensions of the central SRRs. Specifically, for the smaller SRRs the inner radius has been set to

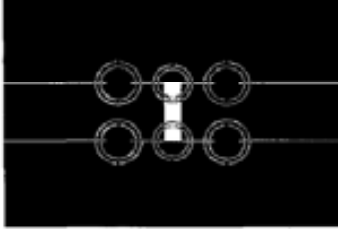


Fig. 6. Layout of the wire/gap SRR-CPW structure. The length of the active device region (i.e. excluding access lines) is 1.5cm.

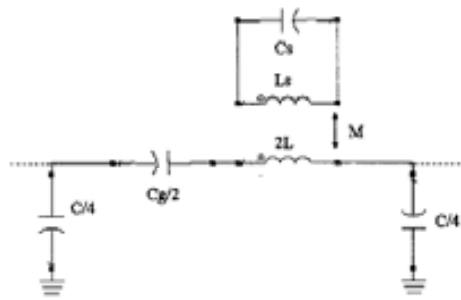


Fig. 7. Lumped element equivalent circuit for the central gap-SRR stage. C_g is the capacitance of the series gap.

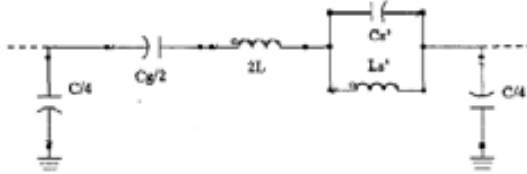


Fig. 8. Simplified circuit with the series branch replaced by its equivalent impedance.

$r=1.39$ mm, while for the rings located at the edges of the structure, $r=1.52$ mm. In all cases, $c=d=0.2$ mm. According to the model described in [4], these dimensions provide resonant frequencies in the vicinity of 7GHz. By using the electromagnetic software *Agilent Momentum*, we have observed that the resonant frequencies of these SRRs coupled to CPWs are $f_o=8.02$ GHz and $f_o=6.98$ GHz for the central and outer rings, respectively (the parameters of the *Arlon 250-LX-0193-43-11* substrate - dielectric constant $\epsilon_r=2.43$, thickness $h=0.49$ mm- have been considered). The wire and gap geometries have been

determined to obtain shunt inductances and a series capacitance able to obscure the effects of line capacitance and line inductance in the region of interest (i.e. within the pass band) for the outer and central stages, respectively. These are necessary conditions to achieve a pass band in the structure, according to the circuit models of Figs. 4 and 8. By setting wire width to 2.16 mm and gap length to 1.6 mm, the shunt connected inductance and series capacitances take the values $L_s=115.76$ pH and $C_g=96.84$ fF, respectively, which are adequate for our purposes. Finally, the lateral dimensions of the host CPW ($W=5.4$ mm, $G=0.16$ mm) have been determined to obtain a 50 Ω characteristic impedance with relatively wide strip width in order to avoid SRR-pair overlapping.

III. RESULTS

In figure 9(a) it is shown the frequency response of the designed structure, that has been simulated by means of a full wave electromagnetic simulator (*Agilent Momentum*) in the region of interest. In agreement with the analysis based on the equivalent circuit model, a pass band is obtained between the resonant frequencies of the central and outer rings, with a minimum insertion loss of 2dBs. The attenuation level outside that band is above 40dBs and progressively decreases with increasing frequency due to the high pass behavior of the wire/gaped host CPW. It is also remarkable the sharp transition band obtained at either edge of the allowed band, with approximately 40dBs fall in 0.5 GHz. The device has been also fabricated by means of a standard photo/mask etching technique. The measured frequency response (obtained by means of a *Agilent 8720ET* vector network analyzer) is depicted up to 10GHz in figure 9(b). There is reasonable agreement between simulation and experiment. The slight discrepancies in the region of interest are attributed to fabrication related tolerances. Namely, ring dimensions in the fabricated prototype differ somewhat from the nominal values, as explained by the slight frequency shift obtained between measured and simulated data. It has been also demonstrated by simulation that variations of ring dimensions of less than 1% around the design values are enough to degrade in-band losses. Under these conditions, it is not surprising that the measured insertion losses in the pass band (4dBs) are not as good as those obtained by computer simulation. Nevertheless, the measured frequency response exhibits very high frequency selectivity with peak rejection levels of 60dBs and near 40dBs at 6GHz and 7.7GHz, respectively. This frequency selectivity is very far from being obtained with a three stage distributed conventional filter. This, together with the small dimensions of the structure, make the proposed

approach very attractive for the miniaturization or full integration of transceiver front ends and antennas in future wireless communication systems [5].

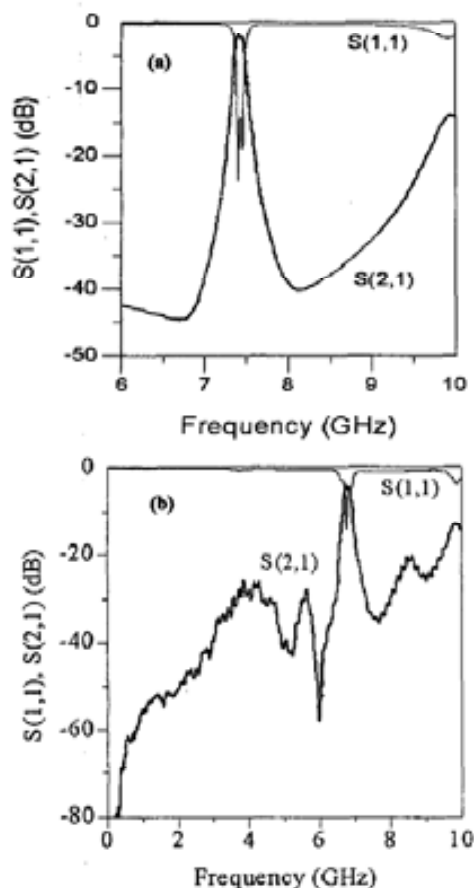


Fig. 9. Simulated (a) and measured (b) frequency responses for the device shown in Fig. 6.

IV. CONCLUSIONS

In summary, it has been demonstrated that SRRs magnetically coupled to CPWs can be applied to the development of compact band pass filters with high performance in terms of losses and frequency selectivity.

Since the operation of SRRs is based on their static resonance, device dimensions can be further minimized by considering narrower and closer rings [4]. This increases the per unit length inductance and capacitance of SRRs and hence allows the reduction of their dimensions (for a specified resonant frequency). Alternatively, broad-side coupled SRRs, where the rings are etched at different metal levels one on top the other, can be used to significantly enhance the per unit length capacitance of the resonators [4]. Whatever the solution, these approaches can lead to a high level of miniaturization on the basis of lateral and vertical resolutions in the micron scale. In this regard, the MCM-D technology, with four metal levels, seems to be very promising and is thought to be a powerful technology for the development of super compact planar filters based on SRRs.

ACKNOWLEDGEMENTS

This work has been supported by MCyT by project contracts BFM2001-2001, TIC2002-04528-C02-01, TIC2001-3163, PROFIT 070000-2003-933 and Eureka 2895-TELEMAC. The authors thank also *CONATEL s.l.*, *Omicron Circuits* and *Thales Research and Technology* for supporting this work.

REFERENCES

- [1] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins and W.J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena", *IEEE Transactions Microwave Theory Tech.*, vol. 47, pp. 2075-2084, November 1999.
- [2] F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, R. Marqués and M. Sorolla, "A new split ring resonator based left handed coplanar waveguide", *Appl. Phys. Lett.*, vol.83, pp. 4652-54, December 2003.
- [3] F. Falcone, F. Martín, J. Bonache, R. Marqués, T. Lopetegi and M. Sorolla, "Left handed coplanar waveguide band pass filters based on bi-layer split ring resonators", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, pp. 10-12, January 2004.
- [4] R. Marqués, F. Mesa, J. Martel and F. Medina in "Comparative analysis of edge and broadside couple split ring resonators for metamaterial design. Theory and Experiment", *IEEE Trans. Ant. Propagation*, Vol. 51, No. 10, pp. 2572 - 2581, October 2003.
- [5] The application of these structures in planar technology circuits and antennas is patent pending.

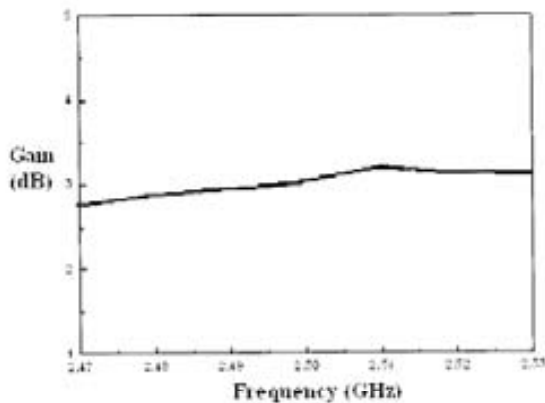


Figure 6 Measured antenna gains over the operating frequency band for antenna B

the proposed antenna should be sufficient to cover the entire ISM band.

Figure 3 shows the measured return losses versus the frequency for antenna B. The acquired BW range starts from 2.24 to 2.65 GHz along with -19.2 -dB and -20.23 -dB minimum return losses for RHCP and LHCP cases, respectively, with both at frequencies of about 2.48 GHz. In Figure 4, the measured ARBs are 2.5% (2.448–2.51 GHz) and 2.53% (2.452–2.514 GHz) for RHCP and LHCP, respectively, for antenna B. The minimum ARs are 2.52 and 2.2 dB for RHCP and LHCP, respectively, both at frequencies about 2.48 GHz. The antenna's radiation patterns are broadside and bidirectional. Figure 5 shows the far-field patterns in the $x-z$ ($\phi = 0^\circ$) plane for antenna B measured at 2.48 GHz in the RHCP operation. Although not shown here, the cross-polarization level is about 18 dB in the broadside direction and the $y-z$ plane pattern is very similar to that of Figure 5. The backside radiation pattern is a mirror image of the frontside pattern, and the polarization senses of both sides are opposite to each other. The antenna radiates almost the same amount of energy into both sides. The measured antenna gains are very stable between 2.9 and 3.2 dBi over the operating frequency band, as shown in Figure 6.

4. CONCLUSION

The design of a uniplanar printed slot-ring antenna configuration with a switchable circular-polarization sense at 2.4-GHz frequency band has been presented in this paper. It has been shown that by controlling the bias voltage impressed on the two pin diodes, the antenna can be switched between RHCP and LHCP. The uniplanar architecture of this antenna can alleviate the integration complexity of the active elements; hence, this antenna is suitable for mass production. Furthermore, this antenna built on an FR4 substrate requires only two diodes and can still achieve the CP diversity. The agreement between the simulation and the measurements are quite good, as the diode parameters and bypass capacitors have been taken into account. The proposed antenna has demonstrated a desirable feature for wireless communication applications such as WLAN, GPS, and satellite links.

REFERENCES

1. S.-T. Fang, A novel polarization diversity antenna for WLAN application, *IEEE AP-S Dig Salt Lake City, UT* (2000), 282–285.
2. G.-B. Haich, M.-H. Chen, and K.-L. Wong, Single-feed dual-band

circularly polarized microstrip antenna, *Electron Lett* 34 (1988), 1170–1171.

3. M. Boti, L. Dussopt, and J.M. Labeurte, Circularly polarized antenna with switchable polarization sense, *Electron Lett* 36 (2000), 1518–1519.
4. F. Yang and Y. Rahmat-Samii, A reconfiguration patch antenna using switchable slots for circular polarization diversity, *IEEE Microwave Wireless Compon Lett* 12 (2002), 96–98.
5. M.K. Fries, M. Grini, and R. Vahldieck, A reconfigurable slot antenna with switchable polarization, *IEEE Microwave Wireless Compon Lett* 13 (2003), 490–492.
6. C.-H. Ho, L. Fan, and K. Chang, Broadband uniplanar hybrid-ring and branch-line couplers, *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 41 (1993), 2116–2125.
7. M.-H. Ho and C.-C. Chang, The uniplanar slotline-fed slot-ring dual-mode bandpass filter using hairpin-slot coupling *J Chinese Inst Elect Eng* 10 (2003), 407–412.

© 2005 Wiley Periodicals, Inc.

COMPACT COPLANAR WAVEGUIDE BAND-PASS FILTER AT THE S-BAND

J. Bonacho,¹ F. Martín,¹ F. Falcone,² J. García-García,¹ I. Gil,¹ T. Lopetegui,² M. A. G. Laso,² R. Marqués,³ F. Medina,³ and M. Sorolla¹

¹ Departament d'Enginyeria Electrònica, Universitat Autònoma de Barcelona, 08193 Bellaterra (Barcelona), Spain

² Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Universidad Pública de Navarra, 31006 Pamplona, Spain

³ Departamento de Electrónica y Electromagnetismo, Universidad de Sevilla, 41012 Sevilla, Spain

Received 28 December 2004

ABSTRACT: In this paper, it is demonstrated that split-ring resonators (SRRs) magnetically coupled to a coplanar waveguide (CPW) structure can be applied to the design of miniaturized band-pass filters. To this end, a two-stage prototype device consisting of a CPW with two signal-to-ground shorts and a series gap, combined with SRRs, is designed and fabricated. By virtue of the subwavelength operation of SRRs at their quasi-static resonance, the filter dimensions can be made to be very small in comparison to conventional distributed implementations. Other relevant features of the proposed structures are: (i) low insertion losses (<3.5 dB) in the allowed band, (ii) out-of-band rejection levels above 30 dB, and (iii) very sharp transition slopes. It is believed that these SRR-based structures can be of interest for the design of planar filters with potential application in future communication transceivers. © 2005 Wiley Periodicals, Inc. *Microwave Opt Technol Lett* 46: 33–35, 2005; Published online in Wiley InterScience (www.interscience.wiley.com). DOI 10.1002/mop.20893

Key words: split-ring resonators (SRRs); coplanar waveguides (CPWs); metamaterials; microwave filters

1. INTRODUCTION

The development of very compact microwave filters compatible with PCB and MMIC fabrication technologies is of great interest for the miniaturization and/or full integration of communication transceiver front-ends. In this regard, split-ring resonators (SRRs), originally proposed by Pendry [1], have opened the door to new design strategies. The potentiality of SRRs (see Fig. 1) to reduce circuit dimensions relies on the fact that these particles can be designed with dimensions much smaller than signal wavelengths at

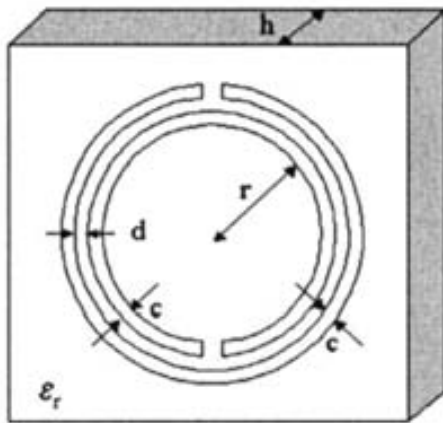


Figure 1 SRRs topology and relevant dimensions

their resonant frequency. Namely, in contrast to conventional ring resonators, SRRs exhibit a quasi-static resonance by virtue of the distributed capacitance between concentric rings and the rings' overall inductance. Accordingly, SRRs behave as a resonant tank that can be excited by a time-varying magnetic field applied parallel to the rings' axis.

Periodic arrays of SRRs, combined with metal posts, were proposed by Smith [2] as a means to fabricate an artificial 3D material (metamaterial) with negative electromagnetic parameters, namely, dielectric permittivity ϵ and magnetic permeability μ . Due to the presence of metal wires, the structure behaves as a microwave plasma with negatively valued ϵ up to the plasma frequency, while SRRs provide a negative effective μ in a narrow frequency band above resonance. The result is a band-pass structure with left-handed (LH) wave propagation in that frequency region where negative values of ϵ and μ simultaneously coexist. After this pioneering work was published, other 3D LH metamaterials based on SRRs were proposed [3, 4]. The first functional SRR-based structures compatible with planar-circuit technology were recently proposed by the authors. In [5], CPW stop-band filters consisting of SRRs etched in the backside of the substrate were reported. It was demonstrated that magnetic coupling between the line and rings in the vicinity of the resonance inhibits signal propagation with rejection levels near 40 dB and high frequency selectivity. It was also demonstrated that by adding connecting wires between the signal and ground, backward-wave propagation in a narrow band above resonance results, with application to the implementation of compact band-pass filters [6]. Although in-band losses below 3 dB were measured for fabricated prototypes, the main drawback of these devices is frequency selectivity in the upper-band edge, with out-of-band rejection levels typically below 30 dB and a wide transition band. A solution to this problem was reported in [7], where it was demonstrated that this combination of SRRs/wire with SRRs/gap stages notably improves the upper-transition band. In the present work, miniaturization is driven to the limits achievable with current technology, by designing an S-band prototype with only two SRR stages. To highlight the impact on compactness, the dimensions and performance of the designed structure are compared to those achievable with conventional planar filters (coupled-line filters).

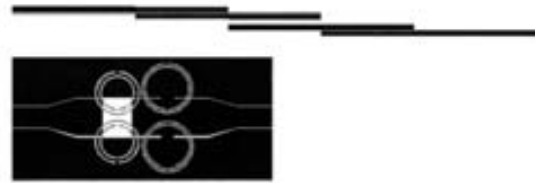


Figure 2 Layout of the fabricated S-band filter drawn to scale, where the SRRs are etched in the backside of the substrate (the length of the active device region is 22.5 mm). For comparison, the layout of a conventional coupled lines filter is also depicted

2. DESIGN OF THE SRR S-BAND FILTER

The layout of the fabricated device, as shown in Figure 2, consists of a CPW transmission line with two SRR-pairs etched in the back substrate side, underneath the slots. On the left-hand-side stage (input stage), the rings are combined with a series gap, whereas electric shorts (metal wires) between the signal and ground have been introduced to the output stage, above the position of the rings. The SRR/wire combination has been previously studied [8] and has been found to behave as a band-pass structure with a sharp transition band at the lower edge (which is given by the resonant frequency of the SRRs) and a smooth transition at the upper edge. In order to improve frequency selectivity at the upper side of the band, the SRR/gap combination is introduced. The equivalent circuit model for this cell is depicted in Figure 3, where L and C are the per-section inductance and capacitance of the line, C_g is the capacitance of the series gap, and SRRs are modelled as parallel resonant circuits (with inductance L_s and capacitance C_s), which are inductively coupled to the line through a mutual inductance M . This model is valid in the long wavelength regime (that is, $\phi \ll 1$, where ϕ is the electrical length of the structure). The analysis of the circuit of Figure 3 indicates that, for a periodic array of cascaded cells, signal propagation is allowed for those frequencies providing a real value of ϕ , according to the following expression:

$$\cos(\phi) = 1 + \frac{C}{2C_g} - \frac{LC\omega^2}{2} + \frac{C\omega}{4} \frac{L/C_s}{\omega L_s' - \frac{1}{\omega C_s}}, \quad (1)$$

where we have defined $C_s' = L_s/(M^2\omega_s^2)$, $L_s' = C_s M^2 \omega_s^2$, and $\omega_s^2 = 1/(L_s C_s) = 1/(L_s' C_s')$. Equation (1) confirms that the SRR/gap

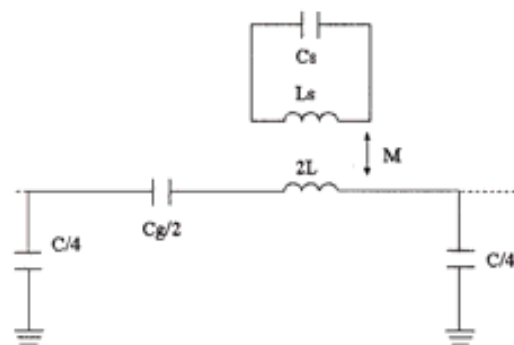


Figure 3 Lumped-element equivalent circuit for the SRRs/gap stage. Due to symmetry, the magnetic wall concept has been used and the upper (or lower) half of the circuit is modelled

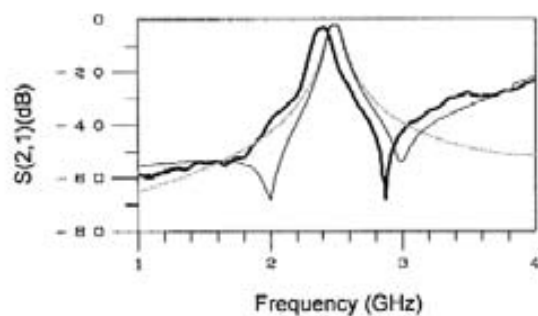


Figure 4 Simulated (thin line) and measured (bold line) frequency responses for the fabricated S-band filter. Insertion losses (simulated) for the conventional three-stage coupled-line band-pass filter are depicted by the gray line. The slight shift between simulation and experiment is due to tolerances in fabrication

combination supports propagating modes in a narrowband below the SRRs' resonance. Inspection of this equation reveals that the series impedance rapidly changes from a highly inductive to a highly capacitive behaviour at resonance, with the result of a sharp cutoff at that frequency. According to the description above, a frequency response with sharp slopes at both edges of the pass band is expected by cascading an SRR/wire and an SRR/gap cell. Obviously, the pass band of each individual cell should coincide and, due to the different locations of the pass band relative to the resonance frequency of the SRRs, the dimensions of the rings are smaller if these are combined with series gaps (see Fig. 2). The central filter frequency has been set to 2.4 GHz. To obtain such a frequency, the dimensions of the SRR pairs corresponding to the wire and gap stages have been set to $r = 5.2$ mm, $c = 0.44$ mm, $d = 0.22$ mm, and $r = 4.1$ mm, and $c = d = 0.55$ mm, respectively. With these dimensions, the resonant frequencies appear below and above the targeted central frequency of the filter. To obtain these resonant frequencies, the parameters of the Arlon 250-LX-0193-43-11 substrate ($\epsilon_r = 2.43$, thickness $h = 0.49$ mm) have been considered and the model reported in [9] has been used as a first estimate (optimisation was required in order to obtain the final SRRs dimensions). The wire and gap dimensions were set to $w_w = 2.8$ mm and $l_g = 6.6$ mm, respectively. With these geometries, the equivalent inductance and capacitance of the wire and gap have been estimated to be $L_p = 183$ pH and $C_g = 147$ fF, respectively. Finally, the host CPW is a 50 Ω line with a wide strip ($W = 10$ mm) in order to accommodate the rings. The final length of the active device region is 22.5 mm, that is, five times smaller than signal wavelength at 2.4 GHz.

3. RESULTS

The simulated and measured frequency responses for the filter are depicted in Figure 4. The commercial software Agilent Momentum was used for the simulations, while the experimental results were obtained by means of the Agilent 8720ET vector network analyzer. It is important to mention that by using only two SRR stages, the out-of-band behaviour was very satisfactory, with rejection levels better than -50 dBs at the left of the pass band and below -30 dBs up to approximately 4 GHz. The upper-transition band edge is very sharp with a 60-dB fall in 0.4 GHz, while an average slope of 125 dB/GHz has been measured at the lower-band edge. For comparison purposes, we have designed a conventional microstrip

coupled-line band-pass filter with a similar performance (Fig. 2). The frequency response of this device (simulated) is also depicted in Figure 4. To obtain similar slopes in the transition bands, it was necessary to design a three-stage conventional filter (Chebyshev response) with a length (excluding the access lines) of 63.6 mm, that is, three times longer than the active region of the SRR-based prototype. The small dimensions and frequency characteristics of the fabricated filters are very encouraging and may open the door to new design strategies, based on SRRs, where miniaturization and compatibility with PCB and MMIC technologies are key issues.

4. CONCLUSION

In conclusion, it has been demonstrated that the combination of SRRs with series gaps and shunt-connected metal wires can lead to the design of very compact planar filters in CPW technology. The fabricated prototype device, a narrow band-pass filter at the S-band, has revealed a good performance, with sharp cut-off in the transition bands and very small dimensions, as compared to conventional implementations.

ACKNOWLEDGMENT

This work has been supported by MCYT under project contracts TEC2004-04249-C02-01, TIC2002-04528-C02-01, TEC2004-04249-C02-02, and PROFIT 330200-2004-113. The authors also thank the European Community (Eureka Program) for supporting this work under project TELEMAT-2895. The authors are also indebted to R. Pineda from Omicron Circuits, s.l. for the fabrication of the prototypes.

REFERENCES

- J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, and W.J. Stewart, Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena, *IEEE Trans Microwave Theory Tech* 47 (1999), 2075–2084.
- D.R. Smith, W.J. Padilla, D.C. Vier, S.C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity, *Phys Rev Lett* 84 (2000), 4184–4187.
- R. Marqués, J. Martel, F. Mesa, and F. Medina, Left-handed media simulation and transmission of EM waves in sub-wavelength SRR-loaded metallic waveguides, *Phys Rev Lett* 89 (2002), 183901–183904.
- R.W. Ziolkowski, Design, fabrication, and testing of double negative metamaterials, *IEEE Trans Antennas Propagat* 51 (2003), 1516–1529.
- F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, R. Marqués, and M. Sorolla, Miniaturized coplanar waveguide stop-band filters based on multiple tuned split-ring resonators, *IEEE Microwave Wireless Compon Lett* 13 (2003), 511–513.
- F. Falcone, F. Martín, J. Bonache, R. Marqués, T. Lopetegui, and M. Sorolla, Left-handed coplanar waveguide band pass filters based on bilayer split-ring resonators, *IEEE Microwave Wireless Compon Lett* 14 (2004), 10–12.
- J. Bonache, F. Martín, F. Falcone, J. García, I. Gil, T. Lopetegui, M.A.G. Laso, R. Marqués, F. Medina, and M. Sorolla, Super compact split ring resonators CPW band pass filters, *IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig*, Fort Worth, TX, 2004, pp. 1483–1486.
- F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, R. Marqués, and M. Sorolla, A new split-ring resonator based left handed coplanar waveguide, *Appl Phys Lett* 83 (2003), 4652–4654.
- R. Marqués, F. Mesa, J. Martel, and F. Medina, Comparative analysis of edge and broadside coupled split ring resonators for metamaterial design: Theory and experiment, *IEEE Trans Antennas Propagat* 51 (2003), 2572–2581.

© 2005 Wiley Periodicals, Inc.

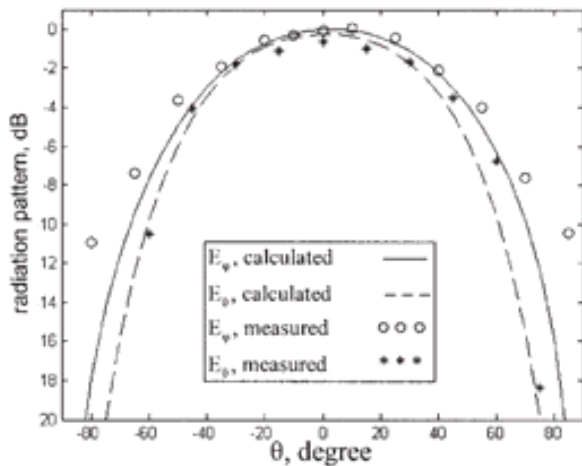


Figure 4 Two sets of predicted and measured radiation patterns on the y - z plane

actual circumference of the proposed spiral-loop antenna is significantly reduced by $\sim 33\%$. This CPS-fed CP antenna will be very useful for exploring a new class of printed CP array using the CPS feeding technique, as in [3, 5].

REFERENCES

1. H. Morishita and K. Hirasawa, Wideband circularly polarized loop antenna, Proc IEEE AP-S Int Antennas Propagat Symp Dig 2 (1994), 1286–1289.
2. H. Morishita, K. Hirasawa, and T. Nagao, Circularly polarised wire antenna with a dual rhombic loop, IEE Proc Microwave Antennas Propagat 145 (1998), 219–224.
3. B. Strassner and K. Chang, 5.8-GHz circularly polarized dual-rhombic-loop travelling-wave rectifying antenna for low power-density wireless power transmission applications, IEEE Trans Microwave Theory Tech 51 (2003), 1548–1553.
4. S. Makoto, H. Kazuhiro, and S. Shi, Two rectangular loops fed in series for broadband circular polarization and impedance matching, IEEE Trans Antennas Propagat 52 (2004), 551–554.
5. L. Zhu and K. Wu, Model-based characterization of CPS-fed printed dipole for innovative design of uniplanar integrated antenna, IEEE Microwave Guided Wave Lett 9 (1999), 342–344.

© 2005 Wiley Periodicals, Inc.

APPLICATION OF COMPLEMENTARY SPLIT-RING RESONATORS TO THE DESIGN OF COMPACT NARROW BAND-PASS STRUCTURES IN MICROSTRIP TECHNOLOGY

Jordi Bonache,¹ Ferran Martín,¹ Francisco Falcone,² Juan D. Baena,³ Txema Lopetegui,² Joan García-García,¹ Miguel A.G. Laso,² Ignacio Gil,¹ Antonio Marcotegui,⁴ Ricardo Marqués,³ and Mario Sorolla²

¹ Department d'Enginyeria Electrònica, Universitat Autònoma de Barcelona, 08193 Bellaterra (Barcelona), Spain

² Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Universidad Pública de Navarra, Campus Arrosadía, E-31006 Pamplona, Spain

³ Departamento de Electrónica y Electromagnetismo, Universidad de Sevilla, 41012 Sevilla, Spain

⁴ CONATEL s.l., Sancho Ramírez, 1-3, 31008 Pamplona (Navarra), Spain

Received 28 February 2005

ABSTRACT: In this paper, a compact and narrowband microstrip band-pass structure based on complementary split-ring resonators (CSRRs) etched in the back metal level (ground plane) is presented. Specifically, the structure is a two-stage CSRR-based device, where a series gap is etched in the output CSRR stage and two shunt stubs are added in the input cell. By these means we obtain a narrow and quite symmetric band-pass structure. A prototype device with 2% fractional bandwidth has been designed and fabricated for operation at the S-band. The dimensions of the device are as small as 14.6×11 mm, while high-frequency selectivity is achieved at both band edges due to the presence of two transmission zeros. To demonstrate the possibility to control the bandwidth over a narrow band, a wider (10% bandwidth) filter has been also designed and fabricated. These structures can be of interest for application in narrow band-pass filters where miniaturization and compatibility with planar technologies are key issues. © 2005 Wiley Periodicals, Inc. Microwave Opt Technol Lett 46: 508–512, 2005; Published online in Wiley InterScience (www.interscience.wiley.com). DOI 10.1002/mop.21031

Key words: complementary SRRs; duality; microstrip technology; microwave filters

1. INTRODUCTION

Ever since the first experimental verification of left-handedness [1], the number of works devoted to artificially fabricating materials (metamaterials) able to exhibit the unique electromagnetic properties predicted by Veselago [2] in the late 1960s has dramatically increased. These properties (namely, the reversal of Snell's law, the Doppler effect, and Cherenkov radiation) are closely related to backward-wave propagation, which is in turn due to the simultaneous negative values of dielectric permittivity ϵ and magnetic permeability μ in the medium [2]. Among these left-handed materials (LHMs), also called double-negative (DNG) media, those based on split-ring resonators (SRRs) have attracted great interest. Proposed by Pendry [3], SRRs are subwavelength resonators that consist of a pair of concentric metal rings on top of a dielectric slab with splits etched in opposite sides (see Fig. 1). Arranged periodically, these constituent particles cause the structure to behave as an anisotropic effective medium with negative permeability in the vicinity of resonance [1]. Anisotropy comes from the fact that the magnetic field vector of incident radiation

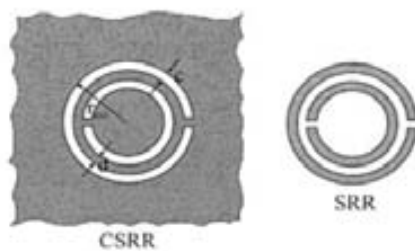


Figure 1 CSRR and SRR topologies and relevant dimensions

should have a nonnegligible component parallel to the rings axis. If this condition is satisfied, signal propagation is inhibited in that narrow band where μ is negative, since the propagation vector is purely imaginary, and only evanescent modes are supported by the structure. This behavior has been also interpreted as being due to the induced currents at resonance, which are closed through the distributed capacitance between concentric rings [4]. This means that SRRs can be modeled as a parallel LC resonant tank externally driven by a magnetic field.

The first planar negative- μ and LHM structures based on SRRs have been recently reported by the authors [5–7]. The proposed devices are coplanar waveguides (CPWs) with SRRs etched in the back substrate side, underneath the slots. With this topology, high inductive coupling between the line and the rings arises, and the structure exhibits stop-band behavior in the vicinity of resonance. By simply adding shunt-connected metal wires between the central strip and the ground planes etched at periodic positions, a plasmonic behavior is introduced to the structure, and the effective permittivity becomes negative up to a frequency that can be controlled by wire separation and width. If this frequency is set above the resonant frequency of the SRRs, an LHM band-pass filter with backward-wave propagation in the allowed band results.

Recently, a new constituent particle for metamaterial design has been proposed by some of the authors: the complementary split-ring resonator (CSRR) [8]. These particles (see Fig. 1) are the negative image of SRRs and hence are their dual counterparts. By virtue of Babinet's principle and complementarity, an axial time-varying electric field, rather than a magnetic field, is necessary to excite the rings. In microstrip technology, by etching an array of CSRRs in the ground plane, below the conductor strip, it has been found that signal propagation will be inhibited in the vicinity of their resonant frequency [8] (which should roughly coincide with that of SRRs with identical dimensions). However, from the point of view of an effective medium, this forbidden band has been interpreted as due to a negative value of permeability. To obtain an LHM microstrip line, additional elements, able to provide the required negative permeability, have been introduced. These are series capacitive gaps, periodically etched in the conductor strip, above the positions of CSRRs (Fig. 2) [9]. From the equivalence between plane-wave propagation in an homogeneous isotropic medium and transverse em propagation in transmission lines, it follows that series gaps provide the negative effective permeability from dc up to a frequency where the series impedance of the line is no longer capacitive [10]. The resulting structure behaves as a narrow band-pass structure that supports backward-wave propagation in the allowed band. The measured frequency response of this structure, previously published [9] but also reproduced in Figure 2, shows a very sharp transition in the lower-band edge, but poor frequency selectivity in the upper transition band. In this paper, a new strategy to simultaneously achieve high-frequency selectivity at both band edges and compact device dimensions, is presented.

This strategy consists of a combination of CSRRs with series gaps and shunt stubs. Whereas the CSRR/gap combination provides a sharp transition at the lower-band edge, shunt stubs combined with CSRRs provide also a sharp transition, but in the upper edge of the band. Two designed and fabricated prototype devices exhibit quite symmetric and highly selective frequency responses with only two CSRR stages, and thus indicate the possibility of controlling the device bandwidth within a narrow frequency interval. The strategy presented in this work allows for significant reduction in the device dimensions and hence this approach can be of interest for the design of narrow band-pass filters in planar technology.

2. DESIGN OF CSRR BAND-PASS FILTERS

The layout of the narrower fabricated filter is depicted in Figure 3. As can be seen, two CSRRs are etched in the ground plane, underneath the conductor strip. In the input CSRR stage, two grounded stubs are added to the upper metal level, whereas the CSRR/gap combination prevails for the second stage. The lumped-element equivalent-circuit models for the output and input stages are depicted in Figures 4(a) and 4(b), respectively. L and C are the inductance and capacitance of the line respectively, whereas C_p and L_p model the capacitance of the series gaps and the inductance of the shunt stubs, respectively. The CSRRs are modeled as resonant circuits electrically coupled to the line through the line capacitance C . These circuit models are valid, since the electrical length of the CSRR-based cells is small and the CSRRs are very close. These are necessary conditions in order to neglect the transmission-line effects between the input and output CSRR stages, although interaction (coupling) between adjacent CSRRs has not been taken into account.

The dispersion relation corresponding to infinitely long structures composed of the unit cells depicted in Figures 4(a) and 4(b) are given by

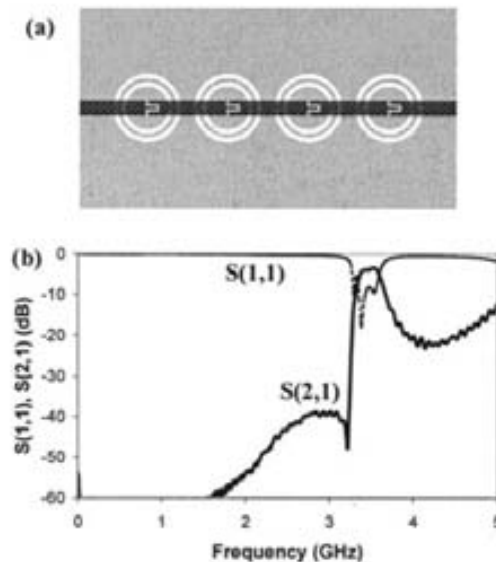


Figure 2 (a) Layout corresponding to a CSRR LHM microstrip band-pass structure and (b) measured frequency response. The period of the device, strip width, and gap spacing are $l = 6$ mm, $W = 1.2$ mm and $l_g = 0.2$ mm, respectively. CSRR dimensions have been determined to obtain a resonant frequency of $f_o = 3.5$ GHz [10], that is, $c = d = 0.3$ mm and $r_{out} = 2.5$ mm (the parameters of the Rogers RO3010 substrate have been considered, namely, dielectric constant $\epsilon_r = 10.2$ and thickness $h = 1.27$ mm)

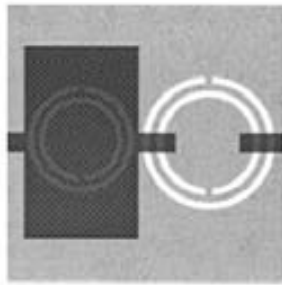


Figure 3 Layout corresponding to the designed CSRRs' microstrip band-pass structure combining shunt wires and series gaps. CSRR dimensions are $r_{ext} = 3.1$ mm, $c = 0.32$ mm, $d = 0.32$ mm and $r_{int} = 3.9$ mm, $c = 0.4$ mm, $d = 0.4$ mm for the wire and gap rings, respectively. Gap spacing is $l_g = 3.7$ mm and wire dimensions (length and width) are $l_w = 11.2$ mm and $w_w = 6.7$ mm, respectively

$$\cos(\beta l) = 1 + \frac{L\omega - \frac{1}{C_g\omega}}{2\left(\frac{L_g\omega}{1 - L_g C_g \omega^2} - \frac{1}{C\omega}\right)} \quad (1)$$

and

$$\cos(\beta l) = 1 + \frac{L\omega^2 \left[L_p + \frac{L_g}{1 - L_g C_g \omega^2} \right] - \frac{L}{C}}{2\left(\frac{L_g L_p \omega^2}{1 - L_g C_g \omega^2} - \frac{L_g}{C}\right)} \quad (2)$$

respectively. According to Eq. (1), a periodic array of CSRR/gap unit cells allows backward-wave propagation in a narrow band between the frequency that nulls the shunt impedance (transmis-

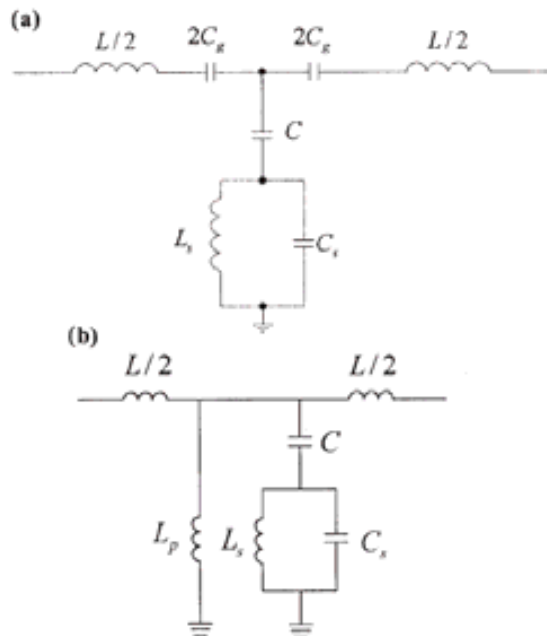


Figure 4 Equivalent T-circuit model for the (a) CSRR/gap and (b) CSRR/sub cells

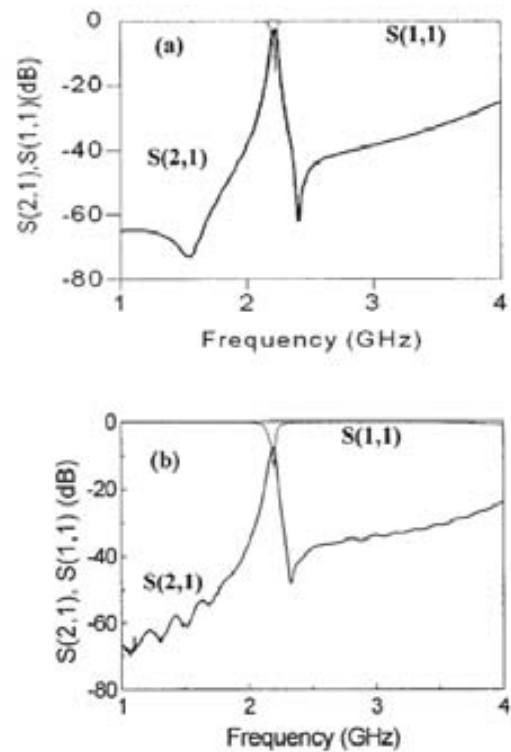


Figure 5 (a) Simulated and (b) measured frequency responses for the device in Fig. 3

sion zero frequency, $f_z = [L_g(C_g + C)]^{-1/2}/2\pi$ and the intrinsic resonant frequency of the CSRRs ($f_o = [L_g(C_g)]^{-1/2}/2\pi$). Between these two frequencies, the shunt admittance is inductive. Therefore, as long as the series impedance is dominated by C_g (in this frequency range), a periodic structure composed by these unit cells can be considered as a left-handed transmission line. For the structure depicted in Figure 4(b), due to the absence of C_g , signal propagation is only allowed in that region where the shunt admittance is capacitive. This occurs to the left of f_z , but to achieve a narrow band, the presence of the shunt inductor L_p is required. From these arguments, it follows that by cascading a single CSRR/gap stage with a CSRR/shunt unit cell, it is possible to synthesize a narrow pass band with transmission zeros at both edges. To this end, it is necessary to design the CSRR of either stage such that it exhibits the transmission zeros at different frequencies and to design both filter stages with an identical central frequency. This explains the different dimensions of the CSRRs for the input and output stages, as indicated in Figure 3. These dimensions have been inferred from the models given in [11, 12]. However, in practice, the size of CSRR as well as the dimensions of the gap and shunt inductors have been optimized in order to achieve a narrow band with the lowest level of in-band losses possible. This has been done by means of the commercial software Agilent Momentum, where the parameters of the Rogers RO3010 substrate have been considered, namely, dielectric constant $\epsilon_r = 10.2$ and thickness $h = 1.27$ mm.

3. RESULTS

The simulated frequency response corresponding to the final device topology is depicted in Figure 5. The device has been fabri-

cated by means of a standard photo/mask etching technique, whereas a metallization process was previously practiced in order to ground the shunt stubs through metallic vias. After soldering the connectors to the ports, the frequency response of the device has been measured by means of the Agilent 8720ET vector network analyzer. The results are also depicted in Figure 5. These results show good agreement with those of the simulations. A narrow pass band centered at 2.2 GHz has been obtained with sharp transition bands at both band edges. The out-of-band performance is good, with rejection levels larger than 30 dB up to 4 GHz. The slight discrepancies between the simulations and measurements in the allowed band are due to fabrication tolerances. Apart from this, unavoidably, losses are present due to the finite conductance of the metal layers and to the small fractional bandwidth considered, which is only of 2%, according to the measured frequency response. By using only two CSRR stages, the impact upon device miniaturization is important. Indeed, the length of the active device region (that is, excluding access lines) is 14.6 mm. This is more than three times shorter than signal wavelength at the central frequency of the pass band.

In order to demonstrate that it is possible to control the filter bandwidth, we have designed an additional prototype with wider resonant units (stages). Obviously, the resulting bandwidth of the final device (see layout depicted in Fig. 6) is enhanced at the expense of a decrease in frequency selectivity (two stages are also considered in this prototype device). Nevertheless, the frequency selectivity is quite satisfactory, while in-band losses are smaller than in the previous design due to the wider pass band.

4. CONCLUSION

In conclusion, it has been demonstrated that CSRRs, a new type of particle recently proposed by some of the authors, can be applied to the design of narrowband frequency-selective structures in microstrip technology. The combination of these particles, etched in the ground plane, with series capacitive gaps and grounded stubs, leads to highly frequency-selective devices of compact dimensions. The impact of the proposed approach upon miniaturization is evident and, for this reason, the results of this work are patent pending.

ACKNOWLEDGMENTS

This work has been supported by MEC by project contracts TEC2004-04249-C02-01, TEC2004-04249-C02-02, and PROFIT

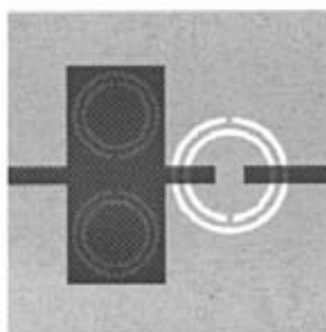


Figure 6 Layout corresponding to the designed CSRRs' microstrip band-pass structure with wider bandwidth. CSRR dimensions are $r_{out} = 2.8$ mm, $c = 0.29$ mm, $d = 0.29$ mm and $r_{in} = 3.7$ mm, $c = 0.39$ mm, $d = 0.39$ mm for the wire and gap rings, respectively. Gap spacing is $l_g = 1.8$ mm and wire dimensions (length and width) are $l_w = 14$ mm and $w_w = 6.2$ mm, respectively. Two CSRRs have been included in the input stage in order to obtain wider bandwidth for this resonator cell

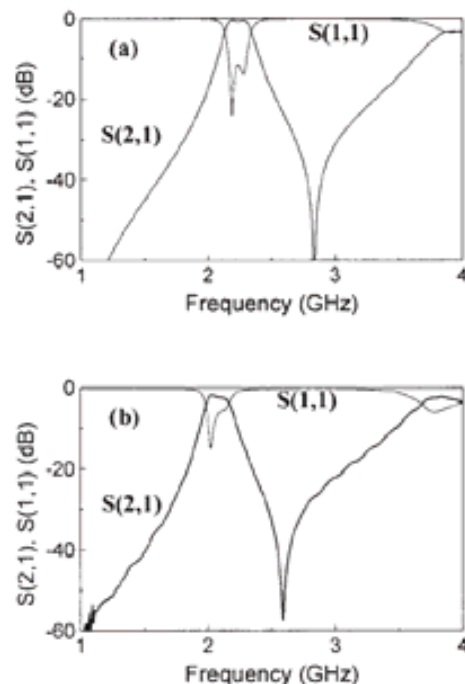


Figure 7 (a) Simulated and (b) measured frequency responses for the device in Fig. 6

330200-2004-113. Thanks also to the European Community (Eureka Program) for the project 2895-TELEMAC. The authors are in debt to R. Pineda (Omnicron Circuits s.L) for the fabrication of the prototypes.

REFERENCES

1. D.R. Smith, W.J. Padilla, D.C. Vier, S.C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity, *Phys Rev Lett* 84 (2000), 4184-4187.
2. V.G. Veselago, The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ , *Sov Phys Usp* 10 (1968), 509-514.
3. J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, and W.J. Stewart, Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena, *IEEE Trans Microwave Theory Tech* 47 (1999), 2075-2084.
4. R. Marqués, J. Martel, F. Mesa, and F. Medina, Left-handed media simulation and transmission of EM waves in subwavelength SRR-loaded metallic waveguide, *Phys Rev Lett* 89 (2002), 183901-03.
5. F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, R. Marqués, and M. Sorolla, Miniaturized coplanar waveguide stop-band filters based on multiple tuned split-ring resonators, *IEEE Microwave Wireless Compon Lett* 13 (2003), 511-513.
6. F. Falcone, F. Martín, J. Bonache, R. Marqués, T. Lopetegui, and M. Sorolla, Left-handed coplanar waveguide band-pass filters based on bi-layer split-ring resonators, *IEEE Microwave Wireless Compon Lett* 14 (2004), 10-12.
7. F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, R. Marqués, and M. Sorolla, A new split-ring resonator based left-handed coplanar waveguide, *Appl Phys Lett* 83 (2003), 4652-4654.
8. F. Falcone, T. Lopetegui, J.D. Baena, R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, Effective negative- ϵ stop-band microstrip lines based on complementary split-ring resonators, *IEEE Microwave Wireless Compon Lett* 14 (2004), 280-282.
9. F. Falcone, T. Lopetegui, M.A.G. Laso, J.D. Baena, J. Bonache, R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, Cabinet principle applied to the

design of metasurfaces and metamaterials, *Phys Rev Lett* 93 (2004), 197401.

10. A. Grbic and G.V. Eleftheriades, Experimental verification of backward wave radiation from a negative refractive index metamaterial, *J Appl Phys* 92 (2002), 5930–5935.
11. R. Marqués, F. Mesa, J. Martel, and F. Medina, Comparative analysis of edge and broadside-coupled split-ring resonators for metamaterial design: Theory and experiment, *IEEE Trans Antennas Propag* 51 (2003), 2572–2581.
12. J.D. Baena, J. Bonache, F. Martín, R. Marqués, F. Falcone, T. Lopetegui, M.A.G. Laso, J. García, I. Gil, and M. Sorolla, Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines, *IEEE Trans Microwave Theory Tech* (to appear).

© 2005 Wiley Periodicals, Inc.

AN EFFICIENT METHOD FOR DECREASING THE PROBLEMS OF TRANSMITTER LEAKAGES ON LOW-COST HOMODYNE FMCW RADAR WITH A SIGNAL-ANTENNA CONFIGURATION

Jung Dong Park and Wan Joo Kim

Agency for Defense Development
Yuseong P.O. Box 35-5
Daejeon, 305-600, Republic of Korea

Received 17 February 2005

ABSTRACT: In this paper, we analyze the effects of IF noise due to transmitter-signal leakage for homodyne frequency-modulated continuous-wave (FMCW) radar with a single-antenna configuration. We find that the magnitude of the IF noise from the front end can be reduced by matching the LO-signal delay time with that of the antenna leakage. As the IF noise has periodic singularities, the spectrum of the IF noise can be modeled by a VCO modulation signal (except low-frequency elements near DC). Based on an analysis of IF noise, we implement a W-band homodyne FMCW radar sensor and the performances are verified outdoors. The presented concept can be applicable to the design of low-cost homodyne FMCW radars with a single-antenna configuration. © 2005 Wiley Periodicals, Inc. *Microwave Opt Technol Lett* 46: 512–515, 2005; Published online in Wiley InterScience (www.interscience.wiley.com). DOI 10.1002/mop.21032

Key words: FMCW radar; leakage; single-antenna configuration

1. INTRODUCTION

Compact frequency-modulated continuous-wave (FMCW) radar has been developed for many applications, such as small industrial-level meters and anticollision radar for vehicles [1, 2]. It utilizes

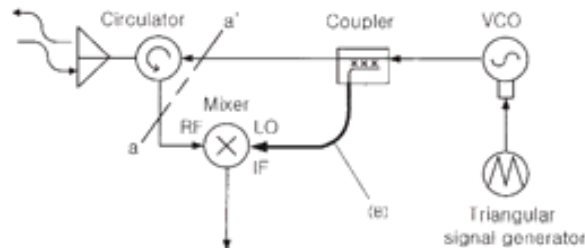


Figure 1 Schematic diagram of an FMCW front end

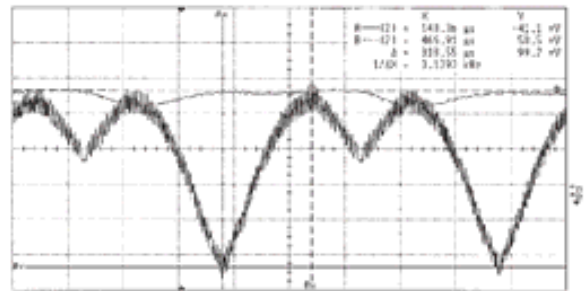


Figure 2 Measured IF output signal of the homodyne FMCW front end

the frequency difference between the transmitted and reflected waves. The frequency of the transmitter signal varies linearly according to the modulation signals. The receptive signal has a time delay $\tau_d = 2R/c$. By mixing the transmitted and reflected signals, the small time difference is replaced by a frequency difference of two signals.

As the signal transmission and reception are simultaneous, it is very difficult to achieve sufficient isolation between the transmitter and receiver. The leakage of the transmitted signal can desensitize the receiver and the beat signals of the valid targets can be swamped with the leakage of the transmitted signal. The main leakage source is known to be the antenna reflection [3].

Several traditional solutions have been used to address these problems. A typical solution is to use a dual-antenna configuration; however, dual antennas increase the cost and size of the radar [4]. Moreover, leakage from the other paths make it difficult to fulfill the required radar sensitivity in some cases. Another way is to use the reflected power canceller (RPC); however, the effectiveness of this method depends on the accuracy with which the amplitude and phase of the leakages can be adjusted [5]. Therefore, those solutions are not proper for small and low-cost industrial-sensor applications. For low-cost radar with a dual-antenna configuration, an FMCW front end with a switching heterodyne receiver has been introduced [6, 7]; however, the heterodyne front end is not effective on an FMCW radar with a single-antenna configuration because the switching receiver cannot separate the target signals from the leakages due to the single-antenna reflection and imperfect circulator isolation.

In this paper, we analyze the IF noise caused by the imperfect separation of receiver and transmitter signal paths in a single-antenna configuration. We propose a solution to improve the effect of the leakage on an FMCW radar. Using the analyzed results, a W-band homodyne FMCW radar with a single-antenna configuration is implemented, measured, and analyzed.

2. ANALYSIS OF THE LEAKAGE NOISE IN THE HOMODYNE FRONT-END

The schematic diagram of a homodyne FMCW radar front end with a single-antenna configuration is shown in Figure 1. The front end presented in this paper has common transmission and reception with a single antenna. A circulator is used to isolate the emission and reception signals. The transmitted signal is frequency modulated with the voltage-controlled oscillator (VCO). The single balanced mixer produces beat signals of the targets by mixing the emission and reception of the modulated signal.

Figure 2 presents a measured IF output signal from the IF port of the mixer. It includes the IF noise due to the transmitter leakages as well as the beat signal. The IF noise has a distinctive shape having periodic singularities at $t = nT_m/2$, with $n = 0, 1, 2, \dots$

Complementary split ring resonators for microstrip diplexer design

J. Bonache, I. Gil, J. García-García and F. Martín

A new topology for the design of microstrip microwave diplexers, based on the use of quasi-lumped resonators, is presented. Specifically, the receiver (Rx) and transmitter (Tx) filters of the diplexer are implemented by etching complementary split ring resonators (CSRRs) in the ground plane as well as series capacitive gaps and shunt inductive strips in the upper metal level. By this means, narrowband microwave diplexers with transmission zeros can be synthesised, which allow for the improvement of Rx/Tx isolation. A prototype device operative in the 2.4–3.0 GHz frequency band is presented. Measured insertion losses are lower than 2 dB while the isolation between Rx/Tx channels is in the vicinity of 40 dB. Diplexer dimensions (29.8 × 16.3 mm), which are small on account of the semi-lumped resonators employed, and performance point to the practical application of these structures in communication transceiver front-ends.

Introduction: Complementary split rings resonators (CSRRs) have recently been reported by some of the authors [1] as key components for the synthesis of negative permittivity metamaterial microstrip lines. Combined with series capacitive gaps, CSRRs have also been used for the design of narrow bandpass structures with backward (or left-handed; LH) wave propagation in the allowed band [2]. To improve frequency selectivity and rejection beyond the allowed band, an LH CSRR/gap stage should be cascaded with the combination of a CSRR and a shunt-connected inductive strip (stub). This latter CSRR/stub stage provides a sharp fall-off at the upper transition band due to the presence of a transmission zero above, but close to, the region where signal propagation is allowed. Thus, by cascading the CSRR/gap cells with CSRR/stub combinations (the latter being of forward or right-handed (RH) nature), the synthesis of bandpass structures with selective frequency response at both band edges is possible.

In this Letter, these ideas are applied to the design of a microwave diplexer in microstrip technology. The diplexer consists of a three-port device with a receiver (Rx) and a transmitter (Tx) filter cascaded at the output lines of a Y-junction, as shown in Fig. 1. It will be shown that, by designing the Rx and Tx filters with two CSRR stages (i.e. a CSRR/gap cell cascaded with a CSRR/stub combination), it suffices to obtain good diplexer performance, namely low in-band losses for the Tx and Rx channels, and high Rx/Tx isolation. Owing to the limited number of stages and to the small size of the resonators employed, device dimensions are small compared to microwave diplexers based on fully distributed approaches [3]. Other microwave diplexers with similar dimensions, in-band losses and Rx/Tx isolation (but with lower signal rejection below the Tx band) have been recently reported by Geron *et al.* [4].

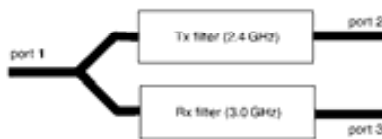


Fig. 1 Structure of diplexer

Diplexer design: The topology of the fabricated microstrip diplexer is shown in Fig. 2. The Tx and Rx filters have been designed to provide passbands centred at 2.4 and 3.0 GHz, respectively, with absolute bandwidths of 0.25 GHz (namely 10.3 and 8% fractional bandwidths for transmission and reception). The Rx/Tx isolation has been set to 40 dB. The equivalent circuit model of either filter is shown in Fig. 3. CSRRs are modelled by resonant tanks [5], formed by the inductance L_{st} and capacitance C_{st} , which are capacitively coupled to the host line through the capacitance C_1 . C_2 is the capacitance of the series gap, and L_p models the inductance of the grounded strips, which are connected to the lower metallic plane through vias. Finally, L_1 is the line inductance. In the CSRR/stub stage two CSRRs have been used to ease the synthesis of the required filter bandwidths. The sub-index (when present) in the electrical parameters of Fig. 3 denotes the stage number.

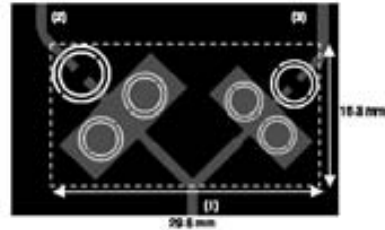


Fig. 2 Topology of fabricated diplexer

Upper metal level is depicted in grey, whereas the lower metal is shown in black. Gap spacing is 1.33 and 1.67 mm for Rx and Tx filters, respectively, whereas shunt strip dimensions are 4.54×11.9 mm and 5.70×14.48 mm. External CSRR radii are 2.18, 2.73, 2.56 and 3.27 mm for the Rx (first stage), Rx (second stage), Tx (first stage), and Tx (second stage), respectively

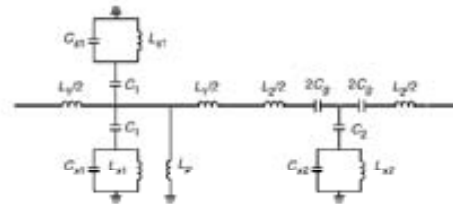


Fig. 3 Equivalent circuit model of diplexer

In these filters, two transmission zeros are present due to the presence of two CSRR stages with different CSRR dimensions and coupling capacitance. These are given by:

$$f_i = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{st}(C_{st} + C_1)}} \quad (1)$$

where $i = 1$ and 2 for the first and second stage, respectively. For the CSRR/gap stage, the allowed band arises at the right of the transmission zero frequency. The bandwidth of this stage can be roughly estimated from the frequency region where signal propagation is allowed (negative wave propagation). This can be inferred from the phase shift (ϕ) of the cell, which is given by

$$\cos(\phi) = 1 + \frac{L_2\omega - 1/C_2\omega}{2(L_{st}\omega/(1 - L_{st}C_{st}\omega^2) - 1/C_2\omega)} \quad (2)$$

according to the formulas reported in [6]. The region where ϕ is real is delimited by the following frequencies:

$$f_L = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{st}C_{st} + 4L_{st}/((1/C_2) + (4/C_2))}} \quad (3)$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{st}C_{st}}} \quad (4)$$

Therefore, for the CSRR/gap stage, signal propagation is allowed within the interval $f_L - f_H$.

For the CSRR/stub combination, the allowed band is located at the left of the transmission zero frequency. The phase shift is given in this case by:

$$\cos(\phi) = 1 + \frac{L_1\omega^2[L_p + L_{st}/(1 - L_{st}C_{st}\omega^2)] - L_1/C_1}{2(L_{st}L_p\omega^2/(1 - L_{st}C_{st}\omega^2) - L_p/C_1)} \quad (5)$$

and the lower and upper limits of the allowed band are roughly given by:

$$f_L = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_1}} \quad (6)$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_1}} \sqrt{1 + \frac{4L_2}{L_1}} \quad (7)$$

Expressions (6) and (7) are valid under the approximation $L_{st} \ll L_p$, which is reasonable provided that the transmission zero frequency is separated enough from the central filter frequency (indeed the exact analytical expressions for f_L and f_H are not mathematically simple and their deduction involves tedious calculation).

Expressions (1)–(7) have been used as design guidelines to control central frequency, filter bandwidth and selectivity (transmission zeros). Care has been taken to allocate the upper (lower) transmission zero of the Tx (Rx) filter within the band for reception (transmission). This way, the targeted isolation between ports 2 and 3 can be obtained (as will be shown) to a good approximation. To determine the electrical parameters of the equivalent circuit model, adjustment by optimisation has been necessary. To this end, the commercial software Agilent Advanced Design System (ADS), which includes the electromagnetic solver Agilent Momentum, has been used. Indeed the optimiser has also been used to obtain the final geometry of the filters, where the seeding layout has been inferred from previously published expressions that link geometry to electrical parameters [5, 6]. The separation between the filters and the Y-junction has been inferred by forcing a null phase shift for the returning signal from either filter.

The diplexer has been fabricated on a Rogers RO3010 substrate (dielectric constant $\epsilon_r = 10.2$, thickness $h = 1.27$ mm) by means of a standard photo/mask etching technique. Prior to layout definition, a metallisation was carried out for vias grounding.

Results: Fig. 4 shows the measured (by means of the Agilent 8720ET vector network analyser) transmission coefficient for the Tx and Rx filters (i.e. S_{21} and S_{31} , respectively), as well as the measured Rx/Tx isolation (S_{32}). In-band losses lower than 2 dB have been measured for either filter, while return losses (also shown in Fig. 4) are better than 10 dB. The frequency response of the filters is quite symmetric and the measured isolation between ports 2 and 3 is in the vicinity of 40 dB, as desired. Remarkable also are the dimensions of the diplexer (see the region indicated in Fig. 2), which are as small as 29.8×16.3 mm (namely $0.63\lambda \times 0.34\lambda$, λ being signal wavelength at the Tx frequency) thanks to the compact resonators employed.

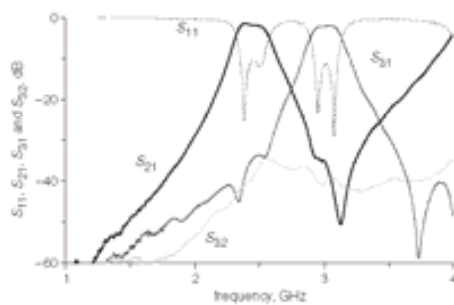


Fig. 4 Measured insertion and return losses of Rx and Tx filters and Rx/Tx isolation

Conclusions: A microstrip diplexer implemented by means of CSRRs has been presented for the first time. Device performance, as shown by the measured insertion/return losses ($IL < 2$ dB, $RL > 10$ dB) and Rx/Tx isolation (~ 40 dB), is good, and dimensions are compact on account of the sub-wavelength resonators employed. For these reasons, it is thought that this type of diplexer can find application in communication transceiver front-ends.

Acknowledgments: This work has been supported by MEC (Spain) under project contract TEC2004-04249-C02-01. The authors are grateful to R. Pineda (Omicron Circuits s.l.) for the fabrication of the prototypes and to Conatel s.l. for their support.

© IEE 2005

10 March 2005

Electronics Letters online no: 20050895

doi: 10.1049/el:20050895

J. Bonache, I. Gil, J. Garcia-Garcia and F. Martin (Departament d'Enginyeria Electrònica, Universitat Autònoma de Barcelona, 08193 Bellaterra, Barcelona, Spain)

References

- 1 Falcone, F., *et al.*: 'Effective negative- ϵ stop-band microstrip lines based on complementary split ring resonators', *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, 2004, **14**, pp. 280–282
- 2 Falcone, F., *et al.*: 'Babinet principle applied to the design of metasurfaces and metamaterials', *Phys. Rev. Lett.*, 2004, **93**, p. 197401
- 3 Strassner, B., and Chang, K.: 'Wide-band low-loss high-isolation microstrip periodic-stub diplexer for multiple-frequency applications', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2001, **49**, pp. 1818–1820
- 4 Goron, E., *et al.*: 'Accessing to UMTS filtering specifications using new microstrip miniaturized loop-filters', *IEEE MTS-S Int. Microw. Symp. Dig.*, 2003, pp. 1599–1602
- 5 Baena, J.D., *et al.*: 'Equivalent circuit models for split ring resonators and complementary split rings resonators coupled to planar transmission lines', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, (to be published)
- 6 Pozar, D.M.: 'Microwave engineering' (Addison Wesley, Reading, MA, USA, 1990)

Novel Microstrip Bandpass Filters Based on Complementary Split-Ring Resonators

Jordi Bonache, *Student Member, IEEE*, Ignacio Gil, *Student Member, IEEE*, Joan García-García, *Member, IEEE*, and Ferran Martín, *Member, IEEE*

Abstract—In this paper, a new methodology for the design of compact planar filters in microstrip technology is proposed. This is based on cascading filter stages consisting of the combination of complementary split-ring resonators (CSRRs), recently proposed by the authors, series capacitive gaps, and grounded stubs. By this means, we achieve the necessary flexibility to simultaneously obtain quite symmetric frequency responses, controllable bandwidths, and compact dimensions. Two prototype device bandpass filters are provided to illustrate the potentiality of the proposed approach. In the first prototype, the structure is periodic (i.e., composed of identical cells) and behaves as a left-handed transmission line with controllable bandwidth. In the second prototype device, periodicity is sacrificed with an eye toward the synthesis of a standard (Chebyshev) approximation. The measured frequency responses point out low insertion losses in the passband, as well as high-frequency selectivity with small dimensions. As compared to conventional parallel coupled line filters, reduction of device length by a factor of 2.4 is demonstrated. This is the first time that planar filters with controllable bandwidth based on CSRRs are achieved. These structures can be of interest in those applications where miniaturization and compatibility with planar circuit technology are key issues.

Index Terms—Complementary split-ring resonators (CSRRs), metamaterials, microstrip technology, microwave filters.

I. INTRODUCTION

THE development of very compact microwave and millimeter-wave filters compatible with printed circuit board (PCB) and monolithic-microwave integrated-circuit (MMIC) fabrication technologies is of great interest for the miniaturization and/or full integration of communication transceiver front-ends. In this regard, split-ring resonators (SRRs), originally proposed by Pendry *et al.* [1], have opened the door to new design strategies where miniaturization and compatibility with planar circuit technology are key aspects. The potentiality of SRRs (see Fig. 1) to reduce circuit dimensions relies on the fact that these resonators can be designed with dimensions much smaller than signal wavelength at their resonant frequency. Namely, in contrast to conventional ring resonators, SRRs exhibit a quasi-static resonance by virtue of the distributed capacitance between concentric rings and overall rings inductance. Indeed, SRRs can be modeled as *LC*

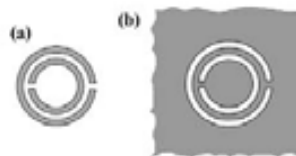


Fig. 1. Topology of the SRR proposed by: (a) Pendry *et al.* and (b) CSRR. Metal regions are depicted in gray.

resonant tanks, externally driven either by an axial time varying magnetic field or by a dynamic electric field applied parallel to the particle plane in the orthogonal direction to the slits [2]. The frequency-selective properties (band rejection) of SRRs were pointed out by Smith *et al.* at the University of California San Diego (UCSD), La Jolla, in 2000 [3]. This behavior was interpreted as due to the negative effective permeability of the structure, which behaves as a continuous medium, on account of the small dimensions of the constituent particles. They also found that by alternating SRRs with metallic posts (which provide a negative effective permittivity to the structure), the previous stopband behavior was switched to a bandpass characteristic with negative (backward) wave propagation in the allowed band. This was the first synthesis of a left-handed metamaterial (LHM), although the properties of such media, with negative values of permittivity and permeability, were already studied by Veselago in the late 1960s [4].

From this seminal work of Smith *et al.*, several studies have been devoted to the synthesis of LHM structures on the basis of SRRs. Among them, remarkable is the study of Marqués *et al.* [5], who proposed a one-dimensional (1-D) LHM structure by embedding a dielectric slab with SRRs etched on it in a hollow metallic waveguide. More recently, some of the authors have designed and fabricated several SRR-based metamaterials in planar circuit technology [6]–[8] including both negative micrometer and LHM structures. It is also worth mentioning the application of SRRs, acting as negative permeability media, to the elimination of spurious frequencies in conventional microstrip and coplanar waveguide (CPW) distributed filters [9], [10], where high efficiency has been demonstrated.

Very recently, the authors have proposed another key particle for metamaterial design, namely, the complementary split-ring resonator (CSRR), which is the negative image of an SRR [11] (see also Fig. 1). It has been demonstrated that CSRRs etched in the ground plane or in the conductor strip of planar transmission media (microstrip or CPW) provide a negative effective permittivity to the structure, and signal propagation is precluded (stopband behavior) in the vicinity of their resonant frequency

Manuscript received February 10, 2005; revised July 25, 2005. This work was supported by the Ministerio de Educación y Ciencia under Contract TEC2004-04249-C02-01, under Contract PROFIT 330200-2004-113, and by the European Community (Eureka Program) under Project 2895-TELEMAC.

The authors are with the Departament d'Enginyeria Electrònica, Universitat Autònoma de Barcelona, 08193 Bellaterra (Barcelona), Spain.
Digital Object Identifier 10.1109/TMTT.2005.861664

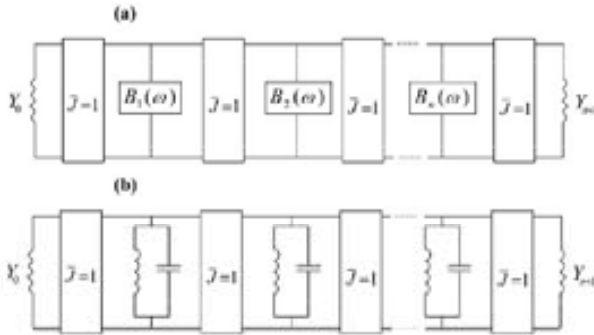


Fig. 2. (a) Generalized bandpass filter network with admittance inverters and shunt resonators. In (b), the resonators are LC resonant tanks.

(which roughly coincides to that of an SRR with identical dimensions etched onto the same substrate) [11]–[13]. The possibility to fabricate planar LHMs based on CSRR by simply adding series gaps in CSRR transmission lines has also been demonstrated [14].

SRRs and CSRRs (properly combined with shunt metallic wires or series gaps) have been successfully applied to the design of narrow bandpass filters with compact dimensions [15]. However, they have not yet been applied to the design of planar filters with actual control on the frequency response (bandwidth, in-band losses, out-of-band rejection, etc.). This is essential for the application of these SRR and CSRR planar resonators to the design of microwave filters, where severe specifications are sometimes required. This study is focused on the application of CSRRs to the design of planar microwave filters in microstrip technology. A new design methodology to achieve the desired frequency responses will be presented. This is based on the use of filter cells consisting of the combination of CSRRs with series gaps and shunt stubs. It will be also shown that the synthesis of bandpass filters with standard approximations (such as a Chebyshev frequency response) can be carried out. To our knowledge, this is the first time that CSRRs are used for the design of practical planar filters at microwave frequencies. This paper is organized as follows. In Section II, the new design methodology, the basic filter cell, and its equivalent circuit model are presented. In Section III, a periodic bandpass filter based on the proposed cell topology, as well as the design of a standard Chebyshev bandpass filter, are reported. Finally, the main conclusions of this paper are highlighted in Section IV.

II. DESIGN METHODOLOGY FOR CSRR-BASED FILTERS: THE BASIC CELL

The CSRR-based filters proposed in this study are planar structures, implemented in microstrip technology, that can be modeled by the circuit of Fig. 2(a), which consists of a cascade of admittance inverters (with normalized admittance $J = 1$) alternating with shunt-connected resonators tuned at the central frequency of the filter band f_0 [16]. This circuit has been inferred from the low-pass filter prototype by well-known frequency and element transformations. Hence, by properly designing the shunt resonators, the synthesis of standard frequency

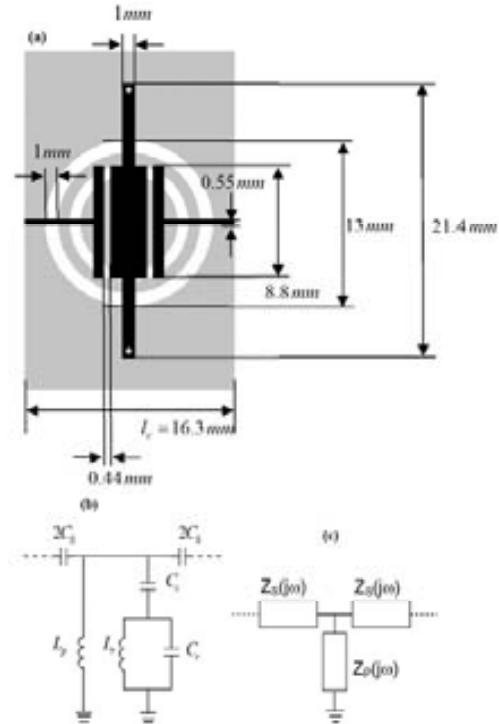


Fig. 3. (a) Basic cell of the proposed filters, (b) equivalent-circuit model, and (c) T-model of the elemental cell. The geometrical dimensions corresponding to the fabricated structure depicted in Fig. 5 are indicated. The upper metallization is depicted in black, whereas the bottom metal regions are depicted in grey.

approximations is potentially possible. Actually, the transformation from the low-pass filter prototype leads to the structure of Fig. 2(b) with parallel LC resonant tanks. Thus, as long as resonator admittances fit to those of the LC tanks (which depend on the L and C values inferred from circuit transformation), the targeted approximation (Butterworth, Chebyshev, etc.) is achievable. In planar circuit technology, the resonators can be implemented either by means of a distributed approach or by using planar semilumped elements. Therefore, the ideal case of perfect fitting at all frequencies is not possible, and the admittances of the LC resonators can only be approximated near resonance. This is the conventional procedure for the design of filters with limited bandwidth, and this will be the case considered in this paper.

The elemental cell of the novel CSRR-based filters is depicted in Fig. 3. This consists of a CSRR etched in the ground plane (underneath the conductor strip), combined with two series gaps and two shunt connected metallic wires, which are grounded by means of vias. The equivalent-circuit model of this basic cell is also shown in Fig. 3. CSRRs are modeled by means of an LC resonant tank (L_p and C_r), while their coupling to the line is described by means of the capacitance C_s , which depends on the portion of the inter-metallic region between the series gaps that lies face-to-face to the metal inside the inner slot of the CSRR. The grounded stubs are modeled by means of a shunt inductance L_p , while C_s accounts for the series gaps. The elements of the basic cell, including the CSRR, are electrically small, this being a necessary condition to properly describe the

cell by means of the proposed lumped-element equivalent circuit. Other CSRR-based elemental cells have been previously used by the authors. Specifically, we have shown that by combining CSRRs with series gaps, bandpass structures with backward (or left-handed) wave propagation result. However, these structures have not been able to provide symmetric frequency responses around the filter passband. On the contrary, it has been found that frequency selectivity is very poor in the upper side of the band. Moreover, no control on filter bandwidth was demonstrated. Indeed, in [14], the main aim was to design a left-handed transmission line by using CSRRs, a novel particle reported by some of the authors, rather than designing functional microwave devices. Nevertheless, this study is inspired by the previous CSRR-based implementations of the authors. In fact, the introduction of the shunt connected wires in the structure is a consequence of the need to improve the upper transition band of the filter. However, the introduction of such elements represents an additional degree of freedom that is relevant not only to improve frequency selectivity, but also to easily design and improve the out-of-band rejection of the filter, as will be later shown.

Another key advantage of the structure of Fig. 3 is related to the admittance inverter. Since the characteristic admittance of the inverters is unity (see Fig. 2), the inverters merely act as 90° transmission lines. However, since gap capacitances are present in the structures, they can be used to obtain the desired phase shift, without the need to physically cascade 90° transmission lines between the resonators, something relevant in terms of device miniaturization.

III. RESULTS AND DISCUSSION

Here, two prototype device examples are reported to demonstrate the viability of the proposed approach to the design of practical planar filters. The first example is a bandpass filter based on a periodic repetition of the basic cell (although its design is not based on the theory of periodic structures). It will be shown that the structure can be considered as an effective medium with left-handed wave propagation. However, contrary to previous implementations of frequency-selective structures using CSRRs [14], it will be shown that certain control of filter bandwidth is possible and a symmetric frequency response is achievable. The second example is a bandpass filter where periodicity is sacrificed in favor of the synthesis of a standard (Chebyshev) frequency response. In both cases, significant levels of miniaturization are achieved, as compared to conventional distributed implementations.

A. Periodic Bandpass Filter Implementation

The equivalent circuit of Fig. 3(b) models both the shunt resonator and admittance inverters of Fig. 2. The wider the 3-dB resonator bandwidth is, the larger the fractional filter bandwidth. In this prototype device example, the fractional bandwidth (FBW) has been set to $\text{FBW} = 10\%$, while a central frequency of $f_o = 1$ GHz has been pursued. In the circuit of Fig. 2(b), f_o is determined by the resonant frequency of the shunt LC tank, which nulls its admittance. However,

this is not exactly the case for a periodic filter implemented by cascading the elemental cells depicted in Fig. 3 since resonators and admittance inverters are intermixed. Specifically, neither f_o (the central filter frequency) coincides with the intrinsic resonance of CSRRs, nor does it null $Y_p(j\omega) = Z_p^{-1}(j\omega)$. Nevertheless, at f_o , the phase shift and transmission coefficient between the input and output ports of the basic cell should be $\phi = 90^\circ$ and $|S_{21}| = 1$, respectively. This means that at f_o , the image impedance (or Bloch impedance, Z_B) of the structure should coincide with the reference impedance at the ports, which is usually set to $Z_o = 50 \Omega$. If we now consider that the circuit of Fig. 3(b) can be described by means of its T-circuit model, with series impedance Z_s and shunt impedance Z_p [see Fig. 3(c)], and we take into account that the phase shift and Bloch impedance for this circuit are given by

$$\cos \phi = 1 + \frac{Z_s(j\omega)}{Z_p(j\omega)} \quad (1)$$

and

$$Z_B(j\omega) = \sqrt{Z_s(j\omega)[Z_s(j\omega) + 2Z_p(j\omega)]} \quad (2)$$

respectively, the previous conditions lead us to $Z_s = -jZ_o$ and $Z_p = jZ_o$. Actually, the dual solution ($Z_s = jZ_o$ and $Z_p = -jZ_o$) also satisfies the previous conditions on phase shift and impedance matching, but this solution is not compatible with the circuit of Fig. 3(b) since the series impedance of this circuit is capacitive. Consequently, at the central filter frequency, the series reactance is negative (capacitive), while the shunt reactance (corresponding to the parallel combination of L_p and the impedance of the CSRRs coupled to the line) is positive and, hence, inductive. According to the signs of these reactances, a periodic structure composed of the cells depicted in Fig. 3 supports backward waves and behaves as a left-handed transmission line [17]. To determine the element values for the circuit of Fig. 3(b), the series and shunt impedances have been set to $Z_s = -jZ_o$ and $Z_p = jZ_o$, respectively, at f_o . This does not univocally determine the element values for the shunt impedance. These values are also determined by the 3-dB bandwidth of the resonators

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_o} \quad (3)$$

(where ω_o , ω_1 , and ω_2 are the resonant angular frequency and 3-dB frequencies, respectively), and by the transmission zero, which occurs at that frequency where the shunt impedance reduces to zero, namely,

$$f_z = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s(C_r + C_c)}} \quad (4)$$

For an LC parallel resonant tank with inductance and capacitance L_{eq} and C_{eq} , respectively, we have

$$\Delta = \frac{2}{Z_o} \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_{eq}}} \quad (5)$$

If we consider the filter structure of Fig. 2(b), where the L and C values come from the low-pass filter prototype by frequency and element transformation according to

$$C_{eq} = \left[\frac{1}{\text{FBW} \cdot \omega_o \cdot Z_o} \right] g_i \quad (6)$$

$$L_{eq} = \frac{1}{\omega_o^2 C_{eq}} \quad (7)$$

and (6) and (7) are introduced in (5), the following expression for resonator bandwidths results:

$$\Delta_i = \frac{2\text{FBW}}{g_i} \quad (8)$$

where g_i 's are the element values of the low-pass filter prototype and Δ_i is the 3-dB bandwidth of the resonators. Since the structure of Fig. 3 is periodic and does not correspond to any filter approximation, we cannot directly determine g_i from table values, as is usual. Obviously, due to periodicity, all resonators must have the same Δ and, accordingly, the same g . To obtain the value of g , we have considered an order-3 low-pass filter prototype with identical element values, and we have forced it to exhibit the 3-dB cutoff at the normalized $\omega = 1$ rad/s angular frequency. From this, we obtain $g = 1.521$; hence, (8), which relates filter FBW to Δ , is perfectly determined. Once we know Δ , we can set ω_1 and ω_2 for the unit cell to be equidistant from the central filter frequency. At these frequencies, under the assumption that $Z_s(j\omega)$ does not substantially vary along the passband, the shunt impedance of the unit cell becomes $Z_p = jZ_o/2$ and infinity, respectively, while, as has been previously indicated, $Z_p = jZ_o$ at ω_o . These conditions can be expressed as

$$\frac{L_p L_r \omega_1^3 (C_c + C_r) - L_p \omega_1}{L_r \omega_1^2 (C_c + C_r) - C_c \omega_1^2 L_p (L_r C_r \omega_1^2 - 1) - 1} = \frac{Z_o}{2} \quad (9)$$

$$L_r \omega_2^2 (C_c + C_r) - C_c \omega_2^2 L_p (L_r C_r \omega_2^2 - 1) - 1 = 0 \quad (10)$$

$$\frac{L_p L_r \omega_o^3 (C_c + C_r) - L_p \omega_o}{L_r \omega_o^2 (C_c + C_r) - C_c \omega_o^2 L_p (L_r C_r \omega_o^2 - 1) - 1} = Z_o. \quad (11)$$

The previous approximation (which is valid for narrow and moderate bandwidths) leads us to simple analytical expressions [see (9) and (10)]. If this approximation is not applied, then the conditions arising from the 3-dB frequencies are not mathematically simple. Solution of (4) and (9)–(11) leads us to the parameters of the shunt reactance, while the series capacitance is given by

$$C_s = \frac{1}{2Z_o \omega_o}. \quad (12)$$

The criteria to set the transmission zero frequency f_z obeys the compromise between the need to obtain a sharp transition in the upper band edge and the convenience to move away the spurious responses as much as possible and, thus, optimize the out-of-band performance of the filter. Namely, a narrow spurious band above the passband of interest arises unless f_z is properly set. This spurious response is thought to be due to the presence of a parasitic half-wavelength resonator coupled by the series capacitances (gaps) of the unit cells. By adjusting f_z to the position of the frequency parasitic, this spurious response can be minimized, and the filter frequency response can be sig-

TABLE I
ELEMENT VALUES OF THE EQUIVALENT-CIRCUIT MODEL FOR THE FILTER OF FIG. 5

C_s (pF)	L_p (nH)	C_c (pF)	C_r (pF)	L_r (nH)
1.59	1.33	12.33	21.7	0.23

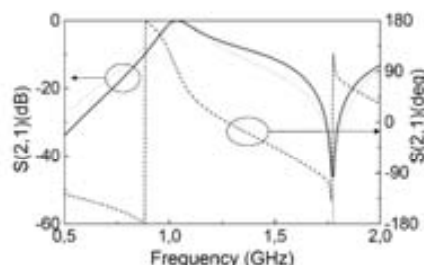


Fig. 4. Simulated frequency response (amplitude and phase) corresponding to the basic filter cell of Fig. 3. The insertion losses obtained by electrical simulation of the equivalent-circuit model are also depicted (thin line).

nificantly improved. Since the position of the spurious response is not known *a priori*, in practice, we have set the transmission zero frequency to $f_z = 2f_o$. From the previous equations, the parameters of Fig. 3(b) have been inferred, and the topology of the basic cell [see Fig. 3(a)] has been obtained. The model described in [18] has been used to obtain an initial guess for CSRR dimensions (the validity of the model is subjected to conditions that do not exactly apply in our case [18]). The coupling capacitance C_c has been adjusted by partially removing the metal delimited by the CSRR contour. The length and width of the grounded metal wires has been determined from independent full-wave electromagnetic simulations, carried out in microstrip transmission lines loaded with these elements, where the results have been compared to those inferred from their equivalent lumped-element circuit models. A similar procedure has been used to determine the geometry of the series capacitances. From this initial layout, the frequency response of the complete filter has been simulated by means of the commercial Agilent software Momentum, thus making visible the position of the spurious band. To eliminate this band, f_z has been forced to coincide with the center of the spurious band, and the model parameters have been recalculated (see Table I). To determine the final layout, we have adjusted cell dimensions (starting from the previous topology) in order to fit as much as possible the electrical response obtained from the latter model parameters. In practice, this is simple since cell bandwidth is mainly controlled by L_p and C_c (provided f_z and f_o are distant enough). Therefore, we have adjusted stub dimensions and the etched area inside the CSRRs to match the required bandwidth, while the transmission zero frequency has been tailored by scaling CSRR dimensions. The geometrical parameters of the final layout for the basic cell are indicated in the caption of Fig. 3 (the parameters of the Rogers RO3010 substrate have been used: thickness $h = 1.27$ mm, dielectric constant $\epsilon_r = 10.2$).

The simulated (using Agilent Momentum) frequency response (amplitude and phase) of the single cell structure is represented in Fig. 4 and compared to that obtained from the electrical simulation (insertion losses only) of the equivalent-circuit model (with the parameters indicated in Table I).

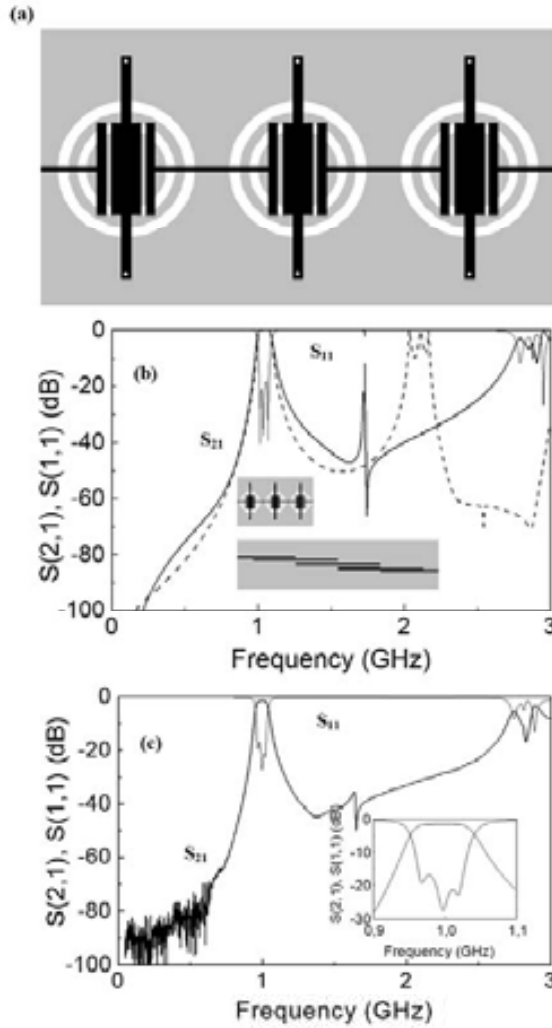


Fig. 5. Layout of the fabricated: (a) periodic filter, (b) simulated, and (c) measured insertion and return losses. Total device length excluding access lines is 4.56 cm. In (b), the simulated insertion losses for a conventional order-3 coupled line filter with similar performance are depicted (dashed line). Comparison of the layouts is also shown in (b).

A reasonable fit between the electrical and electromagnetic simulations has been obtained. The simulated and measured insertion and return losses for the fabricated three-stage filter [obtained by means of an Agilent 8720ET vector network analyzer (VNA)] are depicted in Fig. 5. Thanks to the transmission zero, the frequency response is spurious free up to approximately $3f_0$ (this transmission zero is clearly visible in Fig. 4, where it is not obscured by parasitic resonances since only one stage has been considered in this figure). In-band insertion and return losses are good (i.e., $IL < 1.5$ dB and $RL > 17$ dB), and frequency selectivity at both band edges is high with near symmetric transition bands. The measured FBW is $FBW = 8\%$, which coincides to a good approximation with the nominal value (the discrepancy is due to the narrow-band approximation related to the nonideal admittance inverters used). Cell dimensions (length) are small as compared to signal wavelength at f_0 (i.e., $l_c \sim \lambda/7$). Further miniaturization can be achieved

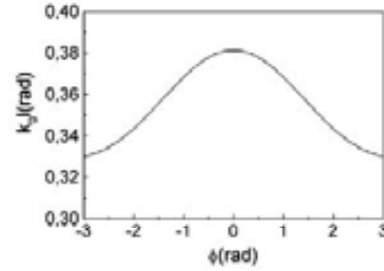


Fig. 6. Dispersion relation represented in a Brillouin diagram corresponding to the equivalent-circuit model of the basic filter cell. k_0 is the wave vector in vacuum ($k_0 = 2\pi f/c$).

with the penalty of critical (smaller) dimensions being closer to the limits imposed by the fabrication technology ($\approx 100 \mu\text{m}$). To avoid problems related to fabrication tolerances, we have considered critical dimensions substantially larger than $100 \mu\text{m}$ with the result of a moderately small cell size. In Fig. 5(b), the simulated frequency response (insertion losses) obtained on a conventional microstrip coupled line bandpass filter with similar performance is also included [layout comparison is shown in the inset of Fig. 5(b)]. As compared to the conventional response, where a spurious band is present at $2f_0$, our prototype device filter exhibits near 40-dB rejection at that frequency and device length, excluding access lines, is $2.4\times$ shorter. Obviously, the size of the conventional device can be partially improved by folding the coupled half-wavelength resonators in a U-shape. However, the resonator's length cannot be reduced, contrary to our basic cells, where the limits of miniaturization are given by technological constraints rather than by the signal frequency.

This is the first time that a left-handed transmission line based on CSRRs is employed for the design of a bandpass filter with controllable (i.e., predictable) bandwidth. In Fig. 4, the positive phase ($+90^\circ$) of S_{21} , obtained at f_0 , clearly points out the left-handed nature of the synthesized structure. Nevertheless, from the equivalent-circuit model of Fig. 3(b), we have obtained the dispersion relation (Fig. 6). In view of the result, the phase and group velocities in the allowed band are antiparallel, a necessary and sufficient condition for left-handed wave propagation.

B. Chebyshev Bandpass Filter

We have also synthesized a third-order Chebyshev bandpass filter with 0.3-dB ripple and 9% FBW centered at $f_0 = 2.5$ GHz. The procedure explained in Section III-A has been used although, in this case, filter stages are not identical on account of the different element values g_i of the low-pass filter prototype. These have been inferred from table values corresponding to the considered ripple and, from (8), the 3-dB bandwidth Δ_i for each resonator has been obtained. From these values, circuit parameters for either filter section have been calculated by means of (4) and (9)–(12), and the seeding filter layout has been inferred as explained earlier. By forcing the position of the transmission zeros at the convenient values, element parameters have been recalculated (see Table II) and the optimized filter layout has been inferred, as explained in Section III-A (see Fig. 7). In this case, two transmission zeros at 4 and 5 GHz have been considered

TABLE II
ELEMENT VALUES FOR THE EQUIVALENT-CIRCUIT
MODEL OF THE FILTER OF FIG. 7

Filter cell	C_1 (pF)	L_2 (nH)	C_3 (pF)	C_4 (pF)	L_5 (nH)
1	0.63	0.49	6.11	20.50	0.059
2	0.63	0.67	3.77	1.03	0.217
3	0.63	0.49	6.11	20.50	0.059

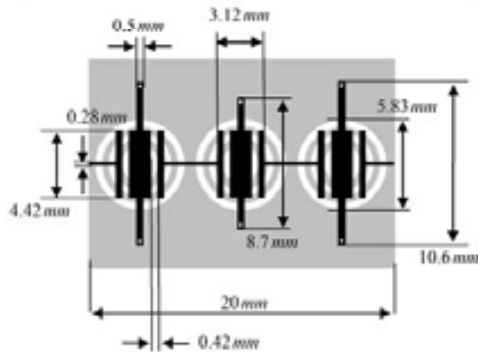


Fig. 7. Layout of the fabricated prototype Chebyshev bandpass filter and relevant dimensions.

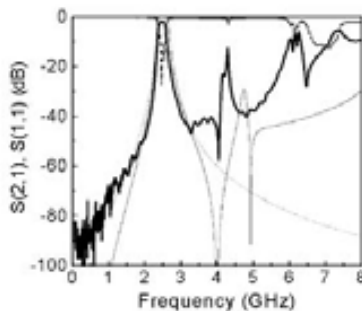


Fig. 8. Measured insertion (bold solid line) and return (bold dashed line) losses for the fabricated Chebyshev bandpass filter. The insertion losses obtained from circuit simulation of the equivalent-circuit model of the filter (thin line) and from the low-pass filter prototype transformation (dotted line) are also depicted for comparison.

to reject the spurious band. This prototype device has been fabricated on a Rogers RO3010 substrate with dielectric constant $\epsilon_r = 10.2$, but thinner dielectric layer (i.e., $h = 0.635$ mm). The measured frequency response is depicted in Fig. 8 and compared to that obtained from the equivalent-circuit model (by electrical simulation using Agilent ADS). It has been also compared to the simulated frequency response inferred on the circuit model obtained by frequency and element transformation from the low-pass filter prototype. Very good agreement between the electrical simulation of the equivalent-circuit model of the filter and the circuit that results from transformation of the low-pass filter prototype has been found in the region of interest. This indicates that the lumped-element model of Fig. 3(b) can model to a very good approximation any standard approximation inferred from the low-pass filter prototype. The slight discrepancy between the measured filter FBW $FBW = 7\%$ and the nominal value has been explained earlier with reference to the previous periodic filter implementation. Moreover, it has to be taken into account that losses have been neglected in the electrical simulations. Measured in-band insertion and return losses

are $IL = 1.9$ dB and $RL > 13$ dB, respectively. Finally, we want to again highlight the small dimensions of the device with a length, excluding access lines, of $l = 2\lambda/5$ (λ being the signal wavelength at the central filter frequency). As compared to conventional distributed approaches, the design methodology presented in this paper makes it possible to simultaneously achieve small dimensions, low losses, high frequency selectivity, and good out-of-band performance.

IV. CONCLUSION

A new design approach for the synthesis of compact microstrip filters, based on the use of CSRRs, has been presented. The basic filter cell consists of the combination of CSRRs, shunt stubs, and series gaps. As compared to previous CSRR implementations, the addition of shunt stubs to the basic cell has provided the required flexibility to synthesize frequency responses with controllable bandwidth. The equivalent-circuit model for the basic cell, where shunt stubs and series gaps have been modeled by lumped inductors and capacitors, respectively, and CSRRs have been described by parallel resonant tanks (capacitively coupled to the line) has been proposed. We have also presented a design methodology where circuit parameters are determined from the main filter specifications, namely, the central frequency and FBW. It has also been shown that the transmission zero of the structure plays a role to improve the out-of-band performance of the filter. To illustrate the potentiality of the proposed approach, two prototype device examples have been provided. One is a three-stage periodic structure designed to exhibit the central frequency at $f_o = 1$ GHz and 10% nominal FBW. It has been found that the measured frequency response fits the targeted specifications to a good approximation, and the first spurious band does not appear up to $3f_o$. Moreover, it has been demonstrated that the structure behaves as an effective (continuous) medium with left-handed wave propagation in the allowed band. Based on the concept of metamaterial, this has been the first planar filter implementation subjected to actual specifications. The second example is an order-3 Chebyshev bandpass filter with 0.3-dB ripple and 9% FBW centered at $f_o = 2.5$ GHz. The frequency response measured on the fabricated structure has been found to satisfactorily agree with the ideal frequency response in the region of interest. This, together with the small dimensions, a consequence of the small electrical length of the resonators employed, makes the proposed approach very attractive for the design of compact planar filters.

ACKNOWLEDGMENT

The authors are indebted to CONATEL s.l., Pamplona, Spain, for supporting this study and to R. Pineda, Omicron Circuits s.l., Barcelona, Spain, for the fabrication of the prototypes.

REFERENCES

- [1] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 11, pp. 2075–2084, Nov. 1999.
- [2] R. Marqués, F. Medina, and R. Rafi-El-Idrissi, "Role of bianisotropy in negative permeability and left handed metamaterials," *Phys. Rev. B, Condens. Matter*, vol. 65, pp. 144441–6, Apr. 2002.

- [3] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, pp. 4184–4187, May 2000.
- [4] V. G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ," *Sov. Phys.—Usp.*, vol. 10, pp. 509–514, Jan. 1968.
- [5] R. Marqués, J. Martel, F. Mesa, and F. Medina, "Left handed media simulation and transmission of EM waves in sub-wavelength SRR-loaded metallic waveguides," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 89, pp. 183901–04, Oct. 2002.
- [6] F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, R. Marqués, and M. Sorolla, "A new split ring resonator based left handed coplanar waveguide," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 83, pp. 4652–4654, Dec. 2003.
- [7] —, "Miniaturized coplanar waveguide stop band filters based on multiple tuned split ring resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 13, no. 12, pp. 511–513, Dec. 2003.
- [8] F. Falcone, F. Martín, J. Bonache, R. Marqués, T. Lopetegui, and M. Sorolla, "Left handed coplanar waveguide bandpass filters based on bi-layer split ring resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 1, pp. 10–12, Jan. 2004.
- [9] J. García-García, F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, I. Gil, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, M. Sorolla, and R. Marqués, "Spurious passband suppression in microstrip coupled line bandpass filters by means of split ring resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 9, pp. 416–418, Sep. 2004.
- [10] J. García-García, J. Bonache, F. Falcone, I. Gil, J. D. Baena, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, F. Martín, R. Marqués, A. Marcotegui, and M. Sorolla, "Spurious passband suppression in microwave filters by means of sub-wavelength resonant structures," in *Proc. 34th Eur. Microwave Conf.*, vol. II, Amsterdam, The Netherlands, Oct. 2004, pp. 577–580.
- [11] F. Falcone, T. Lopetegui, J. D. Baena, R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, "Effective negative- ϵ stop-band microstrip lines based on complementary split ring resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, pp. 280–282, Jun. 2004.
- [12] J. García-García, J. Bonache, F. Falcone, J. D. Baena, F. Martín, I. Gil, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, A. Marcotegui, R. Marqués, and M. Sorolla, "New stepped-impedance low pass filters with spurious passband suppression," *Electron. Lett.*, vol. 40, pp. 881–883, Jul. 2004.
- [13] J. García-García, F. Martín, E. Amat, F. Falcone, J. Bonache, I. Gil, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, A. Marcotegui, M. Sorolla, and R. Marqués, "Microwave filters with improved stopband based on sub-wavelength resonators," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 6, pp. 1997–2006, Jun. 2005.
- [14] F. Falcone, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, J. D. Baena, J. Bonache, R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, "Babinet principle applied to the design of metasurfaces and metamaterials," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 93, pp. 197401–4, Nov. 2004.
- [15] J. Bonache, F. Martín, F. Falcone, J. García, I. Gil, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, R. Marqués, F. Medina, and M. Sorolla, "Super compact split ring resonators CPW band pass filters," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Fort Worth, TX, Jun. 2004, pp. 1483–1486.
- [16] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. New York: Wiley, 2001.
- [17] G. V. Eleftheriades, A. K. Iyer, and P. C. Kremer, "Planar negative refractive index media using $L-C$ loaded transmission lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 12, pp. 2702–2712, Dec. 2002.
- [18] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martín, R. Marqués, F. Falcone, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, J. García, I. Gil, and M. Sorolla, "Equivalent circuit models for split ring resonators and complementary split ring resonators coupled to planar transmission lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 4, pp. 1451–1461, Apr. 2005.



Jordi Bonache (S'05) was born in Cardona (Barcelona), Spain, in 1976. He received the Physics and Electronics Engineering degrees from the Universitat Autònoma de Barcelona, Bellaterra (Barcelona), Spain, in 1999 and 2001, respectively and is currently working toward the Ph.D. degree at the Universitat Autònoma de Barcelona.

In 2000, he joined the High Energy Physics Institute of Barcelona (IFAE), where he was involved in the design and implementation of the control and monitoring system of the MAGIC telescope. In 2001,

he joined the Departament d'Enginyeria Electrònica, Universitat Autònoma de Barcelona, where he is currently an Assistant Professor. His research interests include active and passive microwave devices and metamaterials.



Ignacio Gil (S'05) was born in Barcelona, Spain, in 1978. He received the Physics and Electronics Engineering degrees from the Universitat Autònoma de Barcelona, Bellaterra (Barcelona), Spain, in 2000 and 2003, respectively, and is currently working toward the Ph.D. degree at the Universitat Autònoma de Barcelona.

He is currently an Assistant Professor with the Universitat Autònoma de Barcelona. His research interests include active and passive microwave devices and metamaterials.



Joan García-García (M'05) was born in Barcelona, Spain, in 1971. He received the Physics degree and Ph.D. degree in electrical engineering from the Universitat Autònoma de Barcelona, Bellaterra (Barcelona), Spain, in 1994 and 2001, respectively.

He then became a Post-Doctoral Research Fellow with the Institute of Microwaves and Photonics, The University of Leeds, Leeds, U.K., working under the INTERACT European project. In 2002, he was a Post-Doctoral Research Fellow with the Universitat Autònoma de Barcelona, working under the Ramon y Cajal project of the Spanish Government. In November 2003, he became an Associate Professor of electronics with the Departament d'Enginyeria Electrònica, Universitat Autònoma de Barcelona.



Ferran Martín (M'05) was born in Barakaldo (Vizcaya), Spain, in 1965. He received the B.S. degree in physics and Ph.D. degree from the Universitat Autònoma de Barcelona, Barcelona, Spain, in 1988 and 1992, respectively.

Since 1994, he has been an Associate Professor of electronics with the Departament d'Enginyeria Electrònica, Universitat Autònoma de Barcelona, Bellaterra (Barcelona), Spain. He is the Head of the Microwave and Millimeter Wave Engineering Group, Universitat Autònoma de Barcelona. He has authored or coauthored over 185 technical conference, letter, and journal papers and is currently coauthoring the monograph on metamaterials *Metamaterials with Negative Parameters: Theory, Design and Microwave Applications*. He is currently Guest Editor for two special issues on metamaterials in two international journals. In recent years, he has been involved in different research activities including modeling and simulation of electron devices for high-frequency applications, millimeter-wave and terahertz generation systems, and the application of electromagnetic bandgaps to microwave and millimeter-wave circuits. He is currently also very active in the field of metamaterials and their application to the miniaturization and optimization of microwave circuits and antennas. He has filed several patents on metamaterials and has headed several development contracts.

Dr. Martín is a partner of the Network of Excellence of the European Union METAMORPHOSE. He has organized several international events related to metamaterials including a Workshop at the 2005 IEEE Microwave Theory and Techniques Society (IEEE MTT-S) International Microwave Symposium (IMS).

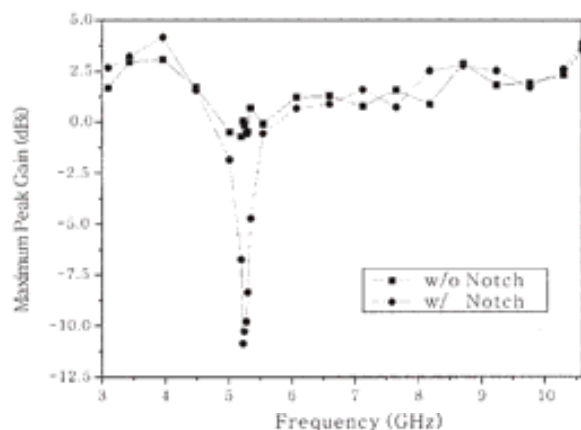


Figure 8 Measured maximum peak gain for the proposed antenna with/without notch

GHz are for the notch frequency and the radiation patterns at 3.96 and 8.18 GHz are for the passband frequency. The measured radiation patterns at the passband frequency are about the same for the antenna both with and without the U-slot. The measured results show that the radiation patterns in the y - z plane are conical and the patterns in the x - z plane are nearly omnidirectional for all the measured frequencies.

Figure 8 shows the measured peak gain of the proposed antenna with and without the U-slot. The notches of 10–12-dB magnitudes at 5.25 GHz have been created by inserting the U-slot. For the other frequencies outside the notch frequency band, the antenna gain is about the same for the antenna both with and without the U-slot.

4. CONCLUSION

A frequency-notched UWB planar monopole antenna with L-shape ground plane has been presented. The measured results show that a sharp frequency-band notch has been created very close to the centre frequency of the 5-GHz WLAN frequency band by inserting the half-wavelength U-slot.

REFERENCES

1. A. Kerkhoff and H. Ling, Design of a planar monopole antenna for use with ultra-wideband having a band-notched characteristic, *IEEE Int Symp Antennas Propagat* 1 (2003), 22–27.
2. M.J. Ammann and Z.N. Chen, Wideband monopole antennas for multi-band wireless systems, *IEEE Antennas Propagat Mag* 45 (2003), 146–150.
3. S.-W. Su, K.-L. Wong, T.-T. Cheng, and W.-S. Chen, Finite-ground-plane effects on the ultra-wideband monopole antenna, *Microwave Optical Technol Lett* 43 (2004), 535–537.
4. Z.N. Chen and Y.W.M. Chia, Broadband monopole antenna with parasitic planar element, *Microwave Opt Technol Lett* 27 (2000), 209–210.
5. H.M. Chen and Y.F. Lin, Printed monopole antenna for 2.4/5.2-GHz dual-band operation, *IEEE Int Symp Antennas Propagat* 3 (2003), 22–27.
6. E. Antonio-Daviu, M. Cabedo-Fabres, M. Ferrando-Bataller, and A. Valero-Nogueira, Wideband double-fed planar monopole antenna, *Electron Lett* 39 (2003), 1635–1636.
7. N.P. Agrawal, G. Kumar, and K.P. Ray, Wideband planar monopole antennas, *IEEE Trans Antennas Propagat* 46 (1998), 294–295.

© 2005 Wiley Periodicals, Inc.

MICROSTRIP BANDPASS FILTERS WITH WIDE BANDWIDTH AND COMPACT DIMENSIONS

Jordi Bonache,¹ Ferran Martín,¹ Ignacio Gil,¹ Joan García-García,¹ Ricardo Marqués,² and Mario Sorolla³

¹ Departament d'Enginyeria Electrònica, Universitat Autònoma de Barcelona, 08193 Bellaterra (Barcelona), Spain

² Departamento de Electrónica y Electromagnetismo, Universidad de Sevilla, Av. Reina Mercedes s/n, 41012 Sevilla, Spain

³ Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Universidad Pública de Navarra, 31006 Pamplona, Spain

Received 22 February 2005

ABSTRACT: In this paper, novel microstrip band-pass filters with small dimensions and wide bandwidth are proposed. The devices are based on a new type of lumped resonators recently reported by the authors: double-slit complementary split-ring resonators (DS-CSRRs). Properly combined with grounded stubs, and coupled by means of variable-width transmission-line sections, these resonators provide the necessary bandwidths for the design of wideband band-pass filters in microstrip technology. To illustrate the potentiality of the proposed approach, a 5th-order prototype device with central frequency $f_0 = 3.8$ GHz and 30% fractional bandwidth has been designed and fabricated. The measured frequency response reveals that in-band losses are below 1 dB, while the return losses are larger than 15 dB. High-frequency selectivity has been also obtained, with very sharp cutoff in the upper band edge and 40-dB rejection at 2.3 GHz. These wide bands are not easily obtainable with conventional filter implementations. This fact and the small dimensions, derived from the use of DS-CSRRs, make the proposed approach very attractive for those applications requiring wide bandwidths for data transmission. © 2005 Wiley Periodicals, Inc. *Microwave Opt Technol Lett* 46: 343–346, 2005; Published online in Wiley InterScience (www.interscience.wiley.com). DOI 10.1002/mop.20982

Key words: complementary split-ring resonators (CSRRs); microstrip technology; microwave filters

1. INTRODUCTION

Recently, a new class of lumped resonators has been used for the design of frequency-selective structures in planar circuit technology [1]. The main relevant characteristic of all these resonators, which are inspired on the canonical topology proposed by Pendry [2] (see Fig. 1), is their electrical length. This can be made very small due to the edge capacitance between concentric rings. Therefore, these resonators can be considered as planar lumped (rather than distributed) elements, which may open the door to new design strategies where device miniaturization is of major concern. This paper deals with one of such resonators, that is, the double-slit complementary split-ring resonator (DS-CSRR) and its application



Figure 1 Topology of the SRR proposed by (a) Pendry, (b) DS-SRR, and (c) DS-CSRR. Metal regions are depicted in grey

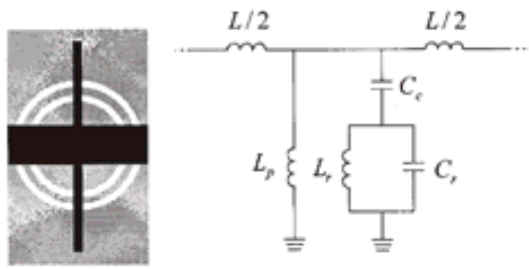


Figure 2 Topology of the basic filter cell and equivalent-circuit model

to the design of wideband band-pass filters. The electromagnetic behavior of these resonators was studied in a previous paper [3]. DS-CSRRs are the complementary counterpart (that is, the negative image) of DS-SRRs, which are in turn a modification of the basic SRR topology, where two slits per ring (instead of one) are etched in opposite sides, as depicted in Figure 1. From duality arguments, it has been demonstrated that both the DS-SRR and the DS-CSRR roughly exhibit the same resonant frequency (for an identical resonator's geometry), which is twice the resonant frequency that an SRR (or a CSRR) with identical size exhibits. Whereas SRRs and DS-SRRs are essentially (although not exclusively) excited by an axial magnetic field, the complementary particles (CSRRs and DS-CSRR) are naturally driven by a time-varying electric field with a nonnegligible component parallel to the ring axis [4]. In microstrip technology, this suggests that both CSRRs and DS-CSRRs should be etched in the ground plane, underneath the conductor strip. Following this idea, stop-band structures based on CSRRs were previously fabricated, in which signal propagation was inhibited in the vicinity of CSRR resonance due to their electric coupling to the line [4]. It was also demonstrated that by merely adding a periodic array of series gaps etched in the conductor strip, the previous rejection-band behavior switches to a band pass, with backward (or left-handed) wave propagation [5]. However, in the structures reported thus far, we have neither followed a systematic design methodology nor made use of DS-CSRRs. The main aim of this work is to demonstrate that DS-CSRRs are very useful particles for the design of wideband band-pass filters in microstrip technology. Due to their small dimensions, the impact of these resonators on device miniaturization is very important. This is specially apparent in wideband and highly selective filters, where multiple stages are normally required to satisfy the targeted specifications.

2. FILTER TOPOLOGY AND DESIGN METHODOLOGY

The topology of the proposed filter is based on the basic cell depicted in Figure 2. This consists of a microstrip line with DS-CSRRs etched in the back metal layer (ground plane) and grounded stubs, which operate as shunt connected inductors. The equivalent T-circuit model of the basic filter cell is shown in Figure 2(b). L_p is the inductance of the stub-pair combination while C_c and L_r model the DS-CSRR, which is electrically coupled to the line through the line-to-ground capacitance C_c . In order to control the coupling between adjacent resonators (which actually comprise the coupled DS-CSRRs plus the grounded stubs) the width (and hence the characteristic impedance) of the transmission line is an adjustable parameter. Since the separation between consecutive DS-CSRRs is negligible and these resonators are electrically small, the transmission-line sections corresponding to each filter stage can be actually modeled by their lumped-element model. Thus, in the circuit of Figure 2(b), L is the line inductance,

while the line capacitance is identified with the above mentioned coupling capacitance C_c .

To determine the circuit elements, we appeal to the generalized band-pass filter network (Fig. 3), where shunt resonators are coupled by ideal admittance inverters with normalized admittance $J = 1$ [6]. At the central filter frequency f_o , the phase shift between adjacent stages is $\phi = \pi/2$, and the image impedance is given by the reference impedance at the ports Z_o . If these conditions are applied to the T-circuit model of Figure 2(b), the series and shunt impedances at f_o are found to be given by $Z_s = jZ_o$ and $Z_p = -jZ_o$, respectively. From these impedance values, we can obtain the line inductance according to

$$L = \frac{2Z_o}{\omega_o} \quad (1)$$

while the following condition for the elements of the shunt reactance must hold:

$$\frac{L_p\omega_o - L_rL_r\omega_o^2(C_c + C_s)}{L_r\omega_o^2(C_c + C_s) - C_c\omega_o^2L_p(L_rC_c\omega_o^2 - 1) - 1} = Z_o \quad (2)$$

Since the shunt reactance depends on four circuit elements, three additional conditions are necessary to univocally determine these elements. The position of the transmission zero is one of such conditions. This is given by the frequency that nulls the shunt impedance as follows:

$$f_z = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r(C_c + C_s)}} \quad (3)$$

The two remaining equations are given by the 3-dB frequencies, ω_1 and ω_2 , of the T-circuit model. At these frequencies the shunt impedance becomes $Z_p = -jZ_o/2$ and infinity, respectively. Therefore,

$$\frac{L_p\omega_1 - L_rL_r\omega_1^2(C_c + C_s)}{L_r\omega_1^2(C_c + C_s) - C_c\omega_1^2L_p(L_rC_c\omega_1^2 - 1) - 1} = \frac{Z_o}{2} \quad (4)$$

$$L_r\omega_2^2(C_c + C_s) - C_c\omega_2^2L_p(L_rC_c\omega_2^2 - 1) - 1 = 0 \quad (5)$$

Whereas Eqs. (1)–(3) do not depend on the filter stage (a single transmission zero is considered), Eqs. (4) and (5) depend on the 3-dB frequencies, and hence vary from one stage to the other. Namely, these frequencies are given by the 3-dB bandwidth, $\Delta_1 = (\omega_1 - \omega_2)/\omega_o$, which is related to filter fractional bandwidth, FBW , according to:

$$\Delta_1 = \frac{2FBW}{g_1} \quad (6)$$

where g_1 denotes the element values of the low-pass filter prototype. As long as these elements differ from one stage to the other,

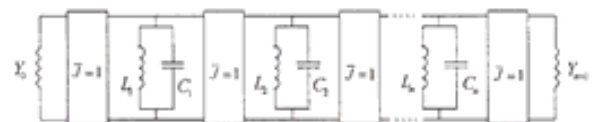


Figure 3 Generalized band-pass filter network with shunt resonators and admittance inverters

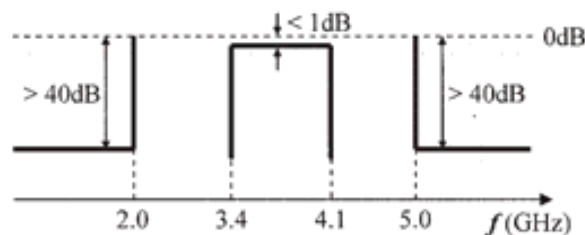


Figure 4 Targeted specifications (insertion loss) for the wide band-pass filter prototype (grey regions represent forbidden loci)

Δ , and the 3-dB frequencies do also vary. For any given set of g values, the 3-dB bandwidths are first determined following Eq. (6), and ω_1 and ω_2 are obtained (equidistance with ω_0 is imposed) per filter stage. From this, Eqs. (1)–(5) are numerically solved and the circuit parameters are thus inferred. The transmission zero is set close to the upper band edge to achieve a sharp fall-off.

To obtain the final layout of the different stages, we make use of the model reported in [3]. From this model, the topology of the DS-CSRRs can be determined. However, this is also influenced by the coupling capacitance C_c , which is related to the internal diameter of the DS-CSRRs. To simultaneously satisfy the values of C_c , L_s , and C_s necessary to synthesize the bandwidths pursued in this work, the topology of the DS-CSRRs has been found to be the preferred one. The use of CSRRs leads to extreme values of the ring dimensions and hence this topology has been discarded. The width and length of the shunt stubs has been determined from independent full-wave electromagnetic simulations of transmission lines loaded with these elements, which have been compared to electrical simulations on transmission lines loaded with ideal inductors. Finally, the width of the transmission-line sections has been determined in order to obtain the line inductance given by Eq. (1). Since the filter-section lengths are not identical (due to the variable DS-CSRR size), we require slightly narrower lines in those sections with smaller etched rings. Obviously, the final filter layout is obtained by means of an optimization algorithm, included in the commercial software Agilent Momentum, which has been used throughout this work.

3. RESULTS

Following the previous methodology, we have designed a microstrip band-pass filter that fits to the specifications given in Figure 4. Since small dimensions are also pursued, we have limited the number of filter stages to five. To preserve in-band losses below the targeted value (1 dB), and simultaneously achieve the required out-of-band rejection, rather than using a standard frequency response, we have determined g_i by means of an optimization algorithm (this is not required for standard approximations, where the g values are known). This consists of leaving the g_i values as variables, sweeping them, and deriving the generalized band-pass filter (via frequency and element transformation) and, from it, obtain the frequency response by electrical simulation (using Agilent ADS). To reduce the degrees of freedom, a symmetric filter has been considered, so that actually three different values for g_i are necessary to determine. Following this procedure, we have found that $g_1 = g_5 = 1.05$ and $g_2 = g_3 = g_4 = 1.82$ (where the subindex denotes device stage) are appropriate values for the synthesis of the required filter response. From these values, we have determined the elements of the equivalent-circuit model per filter stage and, finally, the layout of the filter has been inferred (Fig. 5). For the external stages, the lower values of g have led to

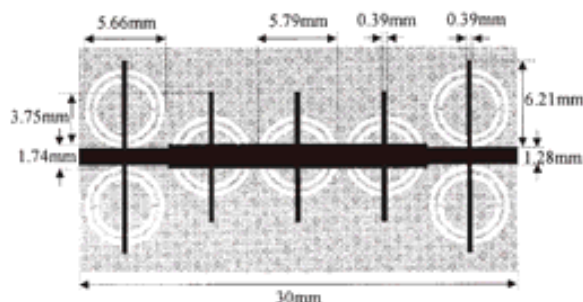


Figure 5 Layout of the fabricated filter and relevant dimensions. For the external DS-CSRRs, rings slot and separation are 0.29 mm, while for the 2nd, 3rd, and 4th stages these are 0.30 mm. The external ring's radius is approximately $\lambda/12$ at f_0 .

a wider resonator bandwidth, and to obtain the required element parameters, DS-CSRRs pairs have been necessary. The device has been fabricated on a Rogers RO3010 substrate with dielectric constant $\epsilon = 10.2$, loss tangent $\tan\delta = 0.0023$, and thickness $h = 1.27$ mm (a standard photo/mask etching technique has been used). The simulated and measured (using an Agilent 8720ET vector network analyzer) frequency responses of the device, depicted in Figure 6, show that the targeted specifications are satisfied. The measured central frequency and fractional bandwidth have been found to be $f_0 = 3.8$ GHz and 31.2%, respectively. Measured in-band losses are below 1 dB between 3.36 and 4.15 GHz, with an optimum value of 0.7 dB at f_0 . Return losses better than 15 dB have been obtained between 3.37 and 4.27 GHz. Finally, the out-of-band filter performance is good with 40-dB rejection at the desired frequency regions. The size of the filter, excluding access lines, is 30×16 mm. These dimensions are smaller than those recently reported in [7] for a wide band-pass filter with similar bandwidth and central frequency. Moreover, our measured in-band insertion and return losses are clearly superior than those provided in [7]. With these dimensions and performance, it is believed that these filters may find practical application in many systems requiring wide bands for data transmission.

4. CONCLUSION

A new design approach for the synthesis of compact microstrip filters with wide bandwidths, based on the use of double-slit complementary split-ring resonators (DS-CSRRs), has been pro-

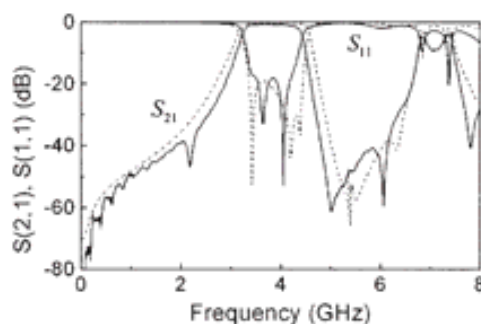


Figure 6 Simulated (dashed line) and measured (solid line) insertion and return losses for the fabricated prototype. The slight discrepancy between simulation and measurement is thought to be due to the ideal vias considered in the simulation

posed. It has been demonstrated that these wide bands and small dimensions can be achieved due to the combination of grounded stubs and DS-CSRRs. A fabricated prototype band-pass filter with 30% fractional bandwidth centered at $f_o = 3.8$ GHz has demonstrated high performance, with measured in-band losses below 1 dB, out-of-band rejection above 40 dB, and small dimensions. This work may open the door to new design strategies for the synthesis of wideband planar filters.

ACKNOWLEDGMENTS

This work was supported by MEC by project contract nos. TEC2004-04249-C02-01, TEC2004-04249-C02-02, and PROFIT 330200-2004-113. The authors also thank the European Community (Eureka Program) for project no. 2895-TELEMAC. The authors are in debt to CONATEL s.l. for supporting this work, and to Ricard Pineda (Omicron Circuits s.l.) for the fabrication of the prototypes.

REFERENCES

1. R. Marqués, J.D. Baena, J. Martel, F. Medina, F. Falcone, M. Sorolla, and F. Martín, Novel small resonant electromagnetic particles for metamaterial and filter design, Proc Int Conf Electromagn Adv Applic (ICEAA), Torino, Italy, 2003, pp. 439–443.
2. J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, and W.J. Stewart, Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena, IEEE Trans Microwave Theory Tech 47 (1999), 2075–2084.
3. J.D. Baena, J. Bonache, F. Martín, R. Marqués, F. Falcone, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, J. García, I. Gil, and M. Sorolla, Equivalent-circuit models for split ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines, IEEE Trans Microwave Theory Tech (to appear).
4. F. Falcone, T. Lopetegi, J.D. Baena, R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, Effective negative- ϵ stop-band microstrip lines based on complementary split-ring resonators, IEEE Microwave Wireless Compon Lett 14 (2004), 280–282.
5. F. Falcone, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, J.D. Baena, J. Bonache, R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, Babinet principle applied to the design of metasurfaces and metamaterials, Phys Rev Lett 93 (2004), 197401–404.
6. J.-S. Hong and M.J. Lancaster, Microstrip filters for RF/microwave applications, Wiley, New York, 2001.
7. Y.-S. Lin, W.-C. Ku, C.-H. Wang, and C.-H. Chen, Wideband coplanar waveguide bandpass filters with good stopband rejection, IEEE Microwave Wireless Compon Lett 14 (2004), 422–424.

© 2005 Wiley Periodicals, Inc.

DESIGN OF A NEW PHASED-ARRAY DRIVER USING A SIX-PORT PHASE DISCRIMINATOR

Emilia Moldovan,¹ Serioja O. Tatu,² Tayeb A. Denidni,² Ke Wu,¹ and Renato G. Bosisio¹

¹ Poly-Grames Research Center
Electrical Engineering Department
École Polytechnique
3333 Queen Mary Road, Suite 222
Montreal, Qc., Canada, H3V 1A2

² INRS-EMT
Place Bonaventure
800 De La Gauchetière Ouest, Suite 6900
Montreal, Qc., Canada, H5A 1G6

Received 15 February 2005

ABSTRACT: A new phased-array driver module for a two-antenna array is proposed in this paper. This driver, designed using a six-port phase discriminator, automatically controls the phase of one antenna-array element in order to maximize the received power. The results for a phased two-antenna array operating at 2.45 GHz are presented and discussed. © 2005 Wiley Periodicals, Inc. Microwave Opt Technol Lett 46: 346–349, 2005; Published online in Wiley InterScience (www.interscience.wiley.com). DOI 10.1002/mop.20983

Key words: antenna array; phase measurements; six-port discriminator

1. INTRODUCTION

A radio hardware concept for wireless applications is presented in this paper. Phased antenna arrays can be used to improve the reception of a desired signal. The ability to vary the phase of the received signal is an important operation for achieving beam steering in a phased antenna array. This beam steering can be obtained by introducing a linear phase shift between adjacent elements of the antenna array [1].

In the literature, several phase drivers based on phase-locked loop (PLL) circuits have been proposed [2]. Basically, using this circuit, the phase of a second path is locked to the phase of the first path in order to obtain a signal optimally summed through a conventional power adder. A PLL circuit is a complex circuit that involves the use of voltage-controlled oscillators VCO, phase comparators (detectors), and low-pass filters. These components are connected in a feedback arrangement in which the phase detector compares the phase of an input signal with the phase of the feedback VCO signal. The phase-detector output voltage is dependent on the phase difference of the two applied inputs and is used to adjust the VCO until this phase difference is very small. In general, a PLL circuit has a very narrow band and, when received signals are out of its capture range, there is no guarantee that the desired phase setting at each antenna element will be achieved. Also, a high-quality microwave VCO is a costly component and will dramatically increase the cost of the whole system.

To overcome this situation, this paper proposes a new driver based on a wideband six-port phase discriminator and a controlled phase shifter. The six-port technology, widely recognized as a low-cost alternative in microwave measurements [3], is used to obtain an improved phase detector operating directly at microwave frequencies. The six-port circuit theory has been presented in detail in [4]. As in the classical PLL approach, the new phased-array driver uses this type of phase discriminator in order to reduce the relative phase difference between the input signal paths and hence maximize the microwave receiver's RF input power.

ULTRA WIDE BAND PASS FILTERS (UWBPF) BASED ON COMPLEMENTARY SPLIT RINGS RESONATORS

J. Bonache,¹ F. Martín,¹ J. García-García,¹ I. Gil,² R. Marqués,² and M. Sorolla³

¹ Departament d'Enginyeria Electrònica
Universitat Autònoma de Barcelona

08193 Bellaterra (Barcelona), Spain

² Departamento de Electrónica y Electromagnetismo

Facultad de Física

Universidad de Sevilla

Av. Reina Mercedes s/n

41012 Sevilla, Spain

³ Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica

Universidad Pública de Navarra

31006 Pamplona (Navarra), Spain

Received 24 January 2005

ABSTRACT: In this work, a new strategy for the design of microstrip filters with ultra-wide bandwidths is proposed. This is based on the combination of square-shaped complementary split-ring resonators (CSRRs) etched in the ground plane and grounded stubs. Coupling between adjacent resonators is achieved by means of $\lambda/4$ lines, acting as impedance inverters. To illustrate the potentiality of the approach, a prototype device with 90% fractional bandwidth has been designed for operation at C-band. The measured fractional bandwidth (87%), in-band losses (<1.3 dB), and out-of-band rejection (>30 dB), obtained on a device scaled down in frequency, point out the high performance achievable with this design methodology. Moreover, the first frequency parasitic (spurious) does not appear up to three times the central filter frequency. Due to the small dimensions, wide bandwidths, and compatibility with planar circuit technology, it is believed that the approach presented in this work can be of actual interest to the design of filters for ultra-wideband applications. © 2005 Wiley Periodicals, Inc. *Microwave Opt Technol Lett* 46: 283–286, 2005; Published online in Wiley InterScience (www.interscience.wiley.com). DOI 10.1002/mop.20966

Key words: split-ring resonators (SRRs); complementarity; microstrip filters; ultra-wideband systems

1. INTRODUCTION

Recently, split-ring resonators (SRRs), originally proposed by Pendry [1] (see Fig. 1), have attracted a great deal of interest for the design of negative permeability and left-handed (LH) effective media [2]. The main relevant characteristic of these resonators is their electrical size, which can be made very small, due to the distributed capacitance between concentric rings. The small electrical size is a necessary condition for the synthesis of effective (continuous) media based on periodic arrangements of these resonators. In planar technology, the authors have designed and fabricated SRR-based LH transmission lines [3], and have applied this concept to the design of narrow band-pass filters in coplanar-waveguide technology [4, 5]. The improvement of filter performance and dimensions by combining SRRs with shunt connected metal wires and series gaps has been reported recently [6]. Highly selective symmetric responses and small dimensions (that is, length $l = \lambda/3$, with λ the signal wavelength at the central filter frequency) have been demonstrated in a fabricated prototype device with 5% fractional bandwidth.

Figure 1 also depicts the complementary SRR (CSRR). This particle, recently proposed by some of the authors [7], is the negative image of the SRR and is the constitutive element for the synthesis of negative-permittivity media. Since this particle must be driven by an axial time-varying electric field, rather than by an

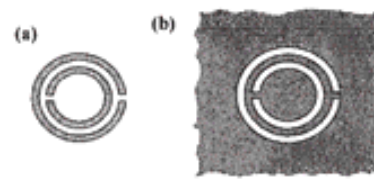


Figure 1 Topology of (a) the SRR proposed by Pendry and (b) CSRR (metal regions are depicted in grey)

axial magnetic field (as is the case for SRRs), negative permittivity, as well as LH transmission lines, are preferably (although not exclusively) implemented in microstrip technology. To this end, CSRRs should be etched in the ground plane, underneath the conductor strip, where the electric field intensity is orthogonal to the plane of the particle. Following this idea, narrow band-pass structures with backward-wave propagation have been recently fabricated, with comparable performance to those periodic band-pass filters implemented in CPW by using SRRs [8].

In the cited SRR and CSRR band-pass filter prototypes, the filter bandwidth has not been adjusted to any targeted specification. In other words, rather than following a well-established methodology aimed at the design of band-pass structures with controllable bandwidth, we have simply pursued the synthesis of narrowband SRR (or CSRR) loaded transmission lines, with the optimum result of a 5% fractional bandwidth, measured on a device designed for operation at the C-band [6]. In this work, band-pass filters based on CSRR-loaded microstrip lines with fractional bandwidths exceeding 50% are presented for the first time. The filter stages consist of square-shaped CSRRs, etched on the ground plane, combined with shunt stubs, which are grounded by means of metallic vias. In order to enhance and control the bandwidth, these stages are coupled by means of $J = 1$ admittance inverters, which are implemented by means of $\lambda/4$ lines. Due to the CSRR/stub combination, the 3-dB bandwidth of the shunt resonators can be made very wide, and filter bandwidths as high as 90% are potentially achievable. Specifically, the fabricated prototype exhibits a fractional bandwidth $FBW = 87\%$. It is worth mentioning that the lower edge of the first spurious band is allocated at approximately three times the central frequency. These ultra-wide bandwidths and stop-band rejection are not simultaneously obtainable with conventional distributed approaches [9], unless combined low-pass/high-pass filter stages are cascaded [10]. It is believed that the proposed structures can be of practical interest for ultra-wide band-pass filter (UWBPF) applications, where high-data-rate transmission is required.

2. SYNTHESIS OF UWBPF BY MEANS OF CSRRs

A typical layout for the proposed filters is depicted in Figure 2 (corresponding to a 3rd-order implementation). The grounded stubs are modeled by shunt-connected inductors, L_s , while CSRRs are described by parallel resonant tanks (with inductance L_r and capacitance C_r) electrically coupled to the line through the capacitance of the substrate, C_c . The inductor/CSRR combination forms the shunt resonator that should be tailored in order to achieve the required filter specifications. These resonators are coupled by admittance inverters (with normalized admittance $J = 1$), that are implemented by means of $\lambda/4$ lines. Thus, the equivalent circuit model for the basic cell of the filter is that depicted in Figure 2(b). This circuit model fits to the generalized band-pass filter network [see Fig. 2(c)] that results from frequency and element transformation of the low-pass filter prototype [11]. In order to determine

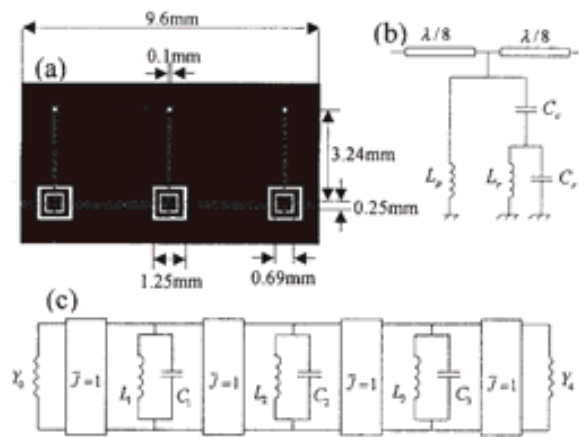


Figure 2 (a) Layout of the CSRR-based filters, (b) equivalent-circuit model of the basic cell; (c) generalized band-pass filter based on admittance inverters and shunt resonators

the element values for this circuit, the resonant frequency ω_o , as well as the 3-dB fractional bandwidth of the resonators, given by

$$\Delta_i = \frac{\omega_{2i} - \omega_{1i}}{\omega_o} \quad (1)$$

must be known. In (1), ω_{1i} and ω_{2i} are the 3-dB angular frequencies of the resonators. The resonant frequency ω_o , which is the frequency that nulls resonator's admittance, should coincide with the central-filter frequency, and hence is identical for all filter stages. For the parallel tanks of the circuit of Figure 2(c), the bandwidth is given by

$$\Delta_i = \frac{2}{Z_o} \sqrt{\frac{L_i}{C_i}} \quad (2)$$

where Z_o is the reference impedance at the ports. Since L_i and C_i are inferred from the element values g_i of the low-pass filter prototype according to:

$$C_i = \left[\frac{1}{FWB \cdot \omega_o} \right] g_i \quad (3)$$

and

$$L_i = \frac{1}{\omega_o^2 C_i} \quad (4)$$

by introducing (3) and (4) in (2), the following expression for resonator bandwidth results:

$$\Delta_i = \frac{2FWB}{g_i} \quad (5)$$

For a periodic filter, Δ does not vary with filter stage. In this case, the value of g , necessary to calculate Δ , can be obtained by considering a low-pass filter prototype with identical element values. By forcing it to exhibit the 3-dB cutoff at the normalized $\omega = 1$ rad/s angular frequency, we obtain $g = 1.521$ and hence $\Delta = 1.31 FBW$.

To univocally determine the element values for the equivalent circuit (shunt resonator) of the proposed filter, four independent equations are required. One is given by the open-circuit condition at resonance as follows:

$$L_r \omega_o^2 (C_i + C_r) - C_r \omega_o^2 L_p (L_r C_r \omega_o^2 - 1) - 1 = 0. \quad (6)$$

Two further equations arise by forcing insertion loss to be $IL = 3$ dB at ω_1 and ω_2 , where these angular frequencies are obtained from (1) and (5), subjected to the additional constraint of being equidistant from ω_o . This gives

$$\frac{L_p L_r \omega_1^2 (C_i + C_r) - L_p \omega_1}{L_r \omega_1^2 (C_i + C_r) - C_r \omega_1^2 L_p (L_r C_r \omega_1^2 - 1) - 1} = \frac{Z_o}{2}, \quad (7)$$

$$\frac{L_p L_r \omega_2^2 (C_i + C_r) - L_p \omega_2}{L_r \omega_2^2 (C_i + C_r) - C_r \omega_2^2 L_p (L_r C_r \omega_2^2 - 1) - 1} = -\frac{Z_o}{2}. \quad (8)$$

Finally, the fourth equation is obtained from the transmission-zero frequency:

$$f_z = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r (C_i + C_r)}} \quad (9)$$

In principle, to obtain a symmetric frequency response, f_z should be set to $f_z = 2 f_o$. However, these filter structures exhibit a spurious pass-band above f_o , which is related to dynamic resonances and is due to internal reflections at the stub positions (inductor-coupled half-wavelength resonators). As long as this spurious band lies beyond the pass-band of interest, and both bands are clearly differentiated, the parasitic band can be suppressed by approximately setting f_z to the central frequency of this band. However, for UWBPFs, the parasitic band may appear close to the upper-transition band. If this occurs, the upper-transition band is severely degraded, while the rejection of the parasitic band by tailoring the transmission zero may be a difficult (or even impossible) task. The reason is that, as f_z is closer to the upper 3-dB frequency ω_2 , the more difficult is the synthesis of the filter by means of the proposed topology, since the element values may take extreme values. Nevertheless, even under these reverse conditions, a filter synthesis with spurious pass-band rejection is possible by cascading CSRRs (tuned at the spurious frequency) between the filter and the output port. These cascaded CSRRs efficiently inhibit signal propagation at their resonant frequency [7]. Since the position of the spurious band is not known a priori, f_z is originally forced to $f_z = 2 f_o$, this parameter is finally adjusted to optimize the out-of-band filter behavior. Only if the spurious frequency is significantly present after optimization, additional CSRRs will be cascaded to the filter.

Obviously, during optimization, Eqs. (6)–(9) are solved and the circuit parameters are obtained. From them, the geometry (layout) of the unit cell is inferred. Specifically, the CSRR dimensions are obtained from the model explained in [8]. Actually, this model does not determine univocally CSRR dimensions, but we can benefit from this, since these dimensions can be tailored in order to obtain the required value of C_r also, which is essentially dependent on the CSRR radius. The stub dimensions are determined from independent full-wave electromagnetic simulations of microstrip-loaded lines, which are compared to electrical simulations (carried out by means of Agilent's ADS) of microstrip lines loaded with ideal inductors of value L_p .

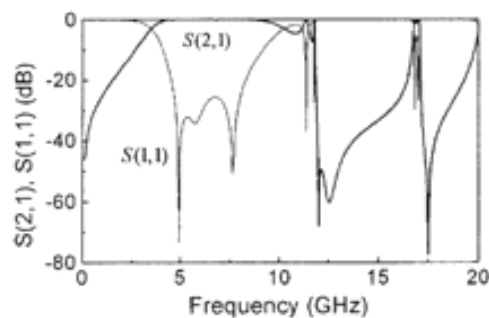


Figure 3 Simulated insertion and return losses for the structure of Fig. 2(a)

3. RESULTS

We have designed a periodic UWBPF filter with the following specifications: $FBW = 90\%$, $f_o = 6.8$ GHz, and order $N = 3$. Following the previous design methodology, we have optimized the transmission-zero frequency and, from the final circuit-element values, we have obtained the filter layout, which is that depicted in Figure 2 (the parameters of the Rogers RO3010 substrate, that is, dielectric constant $\epsilon = 10.2$, thickness $h = 127 \mu\text{m}$, have been considered). The simulated frequency response of this structure (obtained by means of Agilent Momentum) is represented in Figure 3. The frequency parasitic related to the presence of an undesired inductor-coupled half-wavelength resonator (as explained above) can be appreciated very close to the upper edge of the band. There is also an additional narrow band at 17 GHz, which is thought to be due to a 2nd-order resonance of the CSRRs. To suppress these bands, two properly tuned CSRRs are etched at the filter output. The layout of the final filter and the simulated frequency response are depicted in Figure 4. The FBW that results from the simulated frequency response is slightly lower than the nominal value. This is expected on account of the limited frequency range of the admittance inverters, but this effect could be compensated by over-dimensioning FBW .

We have fabricated a prototype device scaled down in frequency on a Rogers RO3010 substrate with identical dielectric constant ($\epsilon = 10.2$), but thicker dielectric layer ($h = 635 \mu\text{m}$). The lateral filter dimensions have been scaled the same factor as thickness, so that the critical (lower) dimensions are achievable with our available technology (a standard photo/mask-etching technique). The measured frequency response is depicted in Figure 5. Good agreement between the simulation (original layout of Fig.

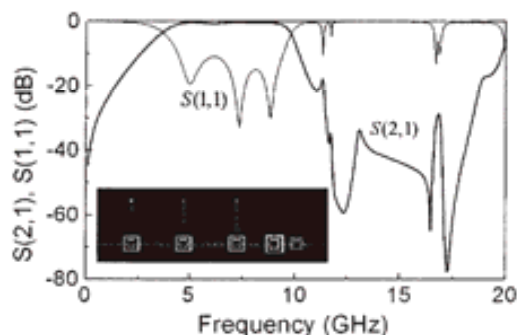


Figure 4 Layout and simulated frequency response for the C-band filter with improved stop-band

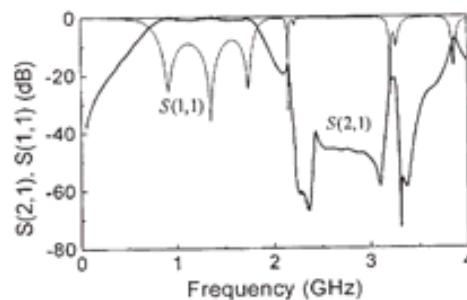


Figure 5 Measured frequency response of the fabricated UWBPF

4) and measurements has been obtained. The measured fractional bandwidth is $FBW = 87\%$ and the band losses are $IL = 0.3$ dB with 1-dB ripple, while the return losses are in the vicinity of $RL = 10$ dB. We would like also to highlight that the first spurious band arises approximately at $3f_o$. Therefore, the out-of-band filter behavior is quite satisfactory, with rejection levels above 40 dB between 2.2 and 3.2 GHz and above 20 dB up to 3.7 GHz. These performance and dimensions have been possible due to the proposed filter-design approach, which is of special interest for the synthesis of planar filters with ultra-wide bands.

4. CONCLUSION

In conclusion, it has been demonstrated that CSRRs are very promising candidates for the design of ultra-wide band-pass filters in planar technology. In this work, microstrip filters with nearly 90% fractional bandwidth have been designed and fabricated. The key aspects of the devices are their small dimensions, low in-band losses combined with high out-of-band rejection, and wide stop-band above the pass-band of interest. The latter is the foremost characteristic of the proposed structures, and is not achievable by means of conventional distributed approaches. The authors are confident about the application of these planar structures to telecommunication systems requiring high-data-transmission rates.

ACKNOWLEDGMENTS

The authors wish to acknowledge MEC for supporting this work under project contract nos. TEC2004-04249-C02-01, TEC2004-04249-C02-02, and TIC2002-04528-C02-01. Thanks are also given to CONATEL s.l and to the European Community for the Eureka Project TELEMAT 2895.

REFERENCES

1. J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, and W.J. Stewart, Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena, *IEEE Trans Microwave Theory Tech* 47 (1999), 2075-2084.
2. D.R. Smith, W.J. Padilla, D.C. Vier, S.C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity, *Phys Rev Lett* 84 (2000), 4184-4187.
3. F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, R. Marqués, and M. Sorolla, A new split-ring resonator based left-handed coplanar waveguide, *Appl Phys Lett* 83 (2003), 4652-4654.
4. F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, R. Marqués, and M. Sorolla, Miniaturized coplanar waveguide stop-band filters based on multiple tuned split-ring resonators, *IEEE Microwave Wireless Compon Lett* 13 (2003), 511-513.
5. F. Falcone, F. Martín, J. Bonache, R. Marqués, T. Lopetegui, and M. Sorolla, Left-handed coplanar waveguide band-pass filters based on bi-layer split-ring resonators, *IEEE Microwave Wireless Compon Lett* 14 (2004), 10-12.
6. F. Martín, F. Falcone, J. García, I. Gil, T. Lopetegui, M.A.G. Laso, R.

- Marqués, F. Medina, and M. Sorolla, Super compact split-ring resonators CPW band-pass filters, 2004 IEEE MTT-S Int Microwave Symp, Forth Worth, TX, 2004, pp. 1483–1486.
7. F. Falcone, T. Lopetegui, J.D. Baena, R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, Effective negative- ϵ stop-band microstrip lines based on complementary split ring resonators, IEEE Microwave Wireless Compon Lett 14 (2004), 280–282.
 8. F. Falcone, T. Lopetegui, M.A.G. Laso, J.D. Baena, J. Bonache, R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, Babinet principle applied to the design of metasurfaces and metamaterials, Phys Rev Lett 93 (2004), 197401–197404.
 9. C. Nguyen, Development of new miniaturized bandpass filters having ultrawide bandwidth, Electron Lett 30 (1994), 767–768.
 10. Y.-S. Lin, W.-C. Ku, C.-H. Wang, and C.H. Chen, Wideband coplanar waveguide bandpass filters with good stopband rejection, IEEE Microwave Wireless Compon Lett 14 (2004), 422–424.
 11. J.-S. Hong and M.J. Lancaster, Microstrip filters for RF/Microwave applications, Wiley, New York, 2001.

© 2005 Wiley Periodicals, Inc.

FEASIBILITY OF A LOW-COST HYBRID TUNABLE PHASE SHIFTER BASED ON NONLINEAR TRANSMISSION LINES

Akil Jrad,¹ Raffi Bourtoutian,¹ Philippe Ferrari,² and Amer El Helwani¹

¹ LPA, Laboratoire de Physique Appliquée
Lebanese University
Faculty Of Sciences III
Tripoli, Lebanon

² IMEP, Institut de Microélectronique
Électromagnétisme et Photonique, ENSERG
23 av. des Martyrs BP 257
38016 Grenoble Cedex 1, France

Received 22 January 2005

ABSTRACT: This paper presents the realization of a hybrid tunable phase shifter. The principle advantage of the hybrid approach is the low cost of the varactor diodes. The phase shifter employs a variable-velocity transmission line obtained by periodically loading a coplanar waveguide (CPW) with the varactors. The designed phase shifter is able to produce a variable phase shift from 0° to 180° at 3.8 GHz with a maximum insertion loss of 4 dB. The return loss is better than -10 dB over all the phase states. © 2005 Wiley Periodicals, Inc. Microwave Opt Technol Lett 46: 286–289, 2005; Published online in Wiley InterScience (www.interscience.wiley.com). DOI 10.1002/mop.20967

Key words: tunable phase shifter; transmission line; coplanar waveguide; hybrid technology

1. INTRODUCTION

Tunable phase shifters are very useful in many high-frequency applications: couplers, sweeping antennas, reflectometers, and so forth. Our purpose is to design hybrid voltage-variable phase shifters. Varactor-loaded transmission lines have been used in several applications, using both nonlinear [1–4] and linear (small-signal) [5–7] effects of the diodes. In some recent demonstrations [8, 9], diode-loaded transmission lines have been used as delay lines in antenna applications. In [10], a monolithic phase shifter was designed with a continuous phase shift from 0° to 360° at 20 GHz, a minimum insertion loss of 4.2 dB and a return loss better than -12 dB over all the phase states.

In this paper, after providing a brief background theory and the design-procedure description, we first design a hybrid phase shifter

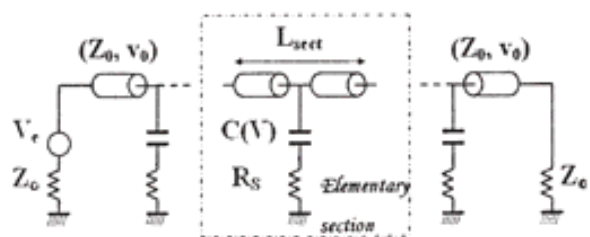


Figure 1 Transmission-line Model

optimized to work at 3.8 GHz. The phase shifter uses a coplanar-waveguide (CPW) transmission line periodically loaded by varactor diodes mounted in area between the central strip and the ground plane (two diodes for each section). The principle advantage of this approach is the low cost of the silicon diodes that have been used. Our phase shifter is able to produce a variable phase shift from 0° to 180° at 3.8 GHz with a maximum insertion loss of 4 dB. The return loss is better than -10 dB over all the phase states. Then we demonstrate that a 0° to 360° phase shifter can be designed if diodes having a more abrupt doping profile are used.

2. BACKGROUND THEORY AND DESIGN

The design of a hybrid nonlinear transmission line is slightly different than the design of a monolithic one. In the hybrid case, the varactor specifications cannot be optimized; they are imposed by the manufacturer components.

2.1. Background Theory

The equivalent electrical circuit of the high impedance transmission line loaded by varactors is given in Figure 1.

$C(V)$ and R_s are the voltage variable capacitance and the series resistance of the reverse biased diodes. L_{sect} is the length of an elementary section. The phase shifter is comprised of n sections of such elementary section. $C(V)$ is given by the following expression:

$$C(V) = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V}{V_\phi}\right)^M},$$

where C_{j0} is the zero biased capacitance, V_ϕ is the barrier potential of the diode, and M is the grading coefficient.

If a lumped model is used, the characteristic impedance Z_L of a nonlinear transmission line is expressed as

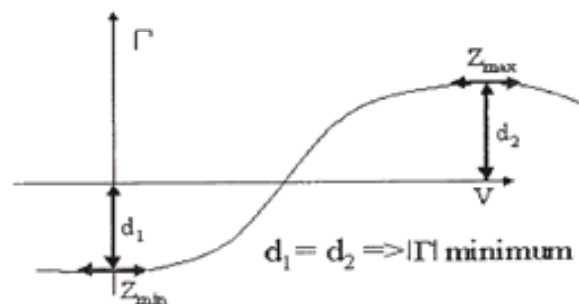


Figure 2 Minimization of the reflection-coefficient method

Complementary split rings resonators (CSRRs): Towards the miniaturization of microwave device design

J. Bonache · I. Gil · J. García-García · F. Martín

© Springer Science + Business Media, LLC 2006

Abstract In this paper, it is demonstrated that complementary split rings resonators (CSRRs), a new type of planar resonators recently introduced by some of the authors, are key elements for the miniaturization of microwave devices implemented in planar technology, such as filters and diplexers. These devices essentially consist on a host transmission medium (microstrip line) to which the CSRRs are electrically coupled, and additional microstructure in order to achieve the required device performance. From the analysis and numerical simulations of the equivalent circuit model of the basic device cell, as well as electromagnetic simulations of actual structures, it is confirmed that CSRRs are useful resonators for the synthesis of planar microwave filters where dimensions, out-of-band performance and bandwidth can be simultaneously optimized. The simultaneous fulfillment of these aspects is a relevant advantage of the proposed structures. The possibility to implement band pass filters with wide bandwidth and high performance, the small electrical size of CSRRs, as well as their potential applications in other microwave devices, make these *particles* of actual interest in microwave engineering.

Keywords Metamaterials · Split rings resonators · Microwave filters

1. Introduction

One of the main drawbacks of planar microwave passive devices, such as filters and resonators, is the presence of unwanted frequency bands, which are consequence of par-

asitic resonances at the harmonics of the fundamental frequency [1]. Namely, planar microwave devices are normally implemented through distributed elements (i.e. transmission lines and stubs) [1]. As long as these elements exhibit a periodic dependence of line impedance with length and frequency, the presence of these spurious frequency bands is thus inevitable. However, these undesired bands may degrade device performance and may be the origin of signal interference between neighboring channels. Moreover, as long as these devices are implemented through the distributed approach, they scale with signal wavelength at the frequencies of interest, in some cases they being too huge for practical applications. Elimination of unwanted bands has been an object of intensive research for many years [2–8]. For instance, several techniques have been proposed where introduction of transmission zeros at the appropriate frequencies has been the key factor [8]. With regard to device miniaturization, it has been demonstrated that by replacing transmission lines and stubs by semi-lumped reactive elements, significant levels of compactness are possible [9]. In this work we demonstrate that complementary split rings resonators-CSRRs (a new resonant planar element recently introduced by some of the authors and depicted in Fig. 1 [10]) combined with grounded shunt stubs, are key elements to simultaneously achieve device miniaturization and rejection of undesired frequency bands in microwave filters implemented in planar technology. These resonators can be designed to be electrically small and are specially appropriate for the design of microwave filters and devices in microstrip technology. As reported in [11], CSRRs essentially behave as resonant tanks that can be driven by an axial time varying electric field. Therefore, by etching these elements in the ground plane of a microstrip line, underneath the conductor strip, the excitation of these resonators is easily achieved. Moreover, it will be shown that these CSRR based structures may lead to wide (or

J. Bonache (✉) · I. Gil · J. García-García · F. Martín
Departament d'Enginyeria Electrònica, Universitat Autònoma de
Barcelona, 08193 Bellaterra (Barcelona), Spain
e-mail: jordi.bonache@uab.es



Fig. 1 Topology of the circular CSRR (a) and SRR (b). Metal regions are depicted in gray. Square-shaped or rectangular geometries are also possible

even ultra wide) bands if desired, this being another battle-horse for microwave filter engineers, due to the difficulty to implement resonators with the required 3 dB bandwidth and/or inter-resonator’s coupling for such applications.

2. Microstrip lines loaded with CSRRs: The basic cell and equivalent circuit model

The first CSRR-based structure was recently reported by some of the authors [10]. In that work, CSRRs were etched in the ground plane of a 50 Ω microstrip line, and it was argued that due to the Babinet principle and complementarity, the CSRR-loaded line should behave as a one-dimensional effective medium with a negative value of the dielectric permittivity in a narrow band in the vicinity of CSRRs resonance (contrarily to split rings resonators—see also Fig. 1—loaded lines where a negative value of the permeability was achieved [12]). It has been also demonstrated that by combining CSRRs with series capacitive gaps (i.e. periodically etched in the conductor strip), it is possible the synthesis of one-dimensional effective structures with simultaneously negative values of permittivity and permeability [13]. Such structures, known as metamaterials, are not readily found in nature, they exhibit very interesting electromagnetic properties (as was already pointed out by Veselago in 1968 [14], but not actually verified until 2000 [15]), and they are of practical interest in microwave engineering. Indeed, the present work has been inspired on these structures, although the devices that will be presented can not actually be considered as metamaterials, in spite that they make use of some of the constitutive *atoms* for their implementation (CSRRs). To achieve the previously cited performance on microwave band pass filters (miniaturization, elimination of undesired bands and wide bandwidths), CSRRs should be etched on the back side (ground plane) of a microstrip line, combined with shunt connected stubs (grounded at the extreme by metallic vias). The topology of the structure (basic cell) is depicted in Fig. 2(a). It consists on a bi-port feeding structure in microstrip technology loaded with a shunt connected stub and a CSRR, and with two λ/8 lines, which act as 90° admittance inverters

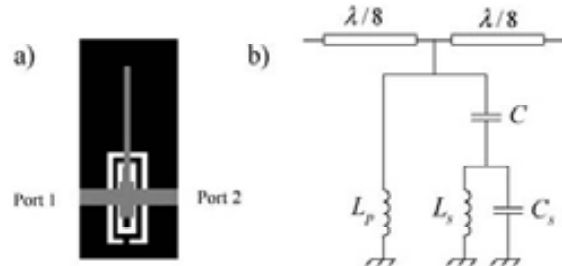


Fig. 2 Layout of the CSRR/stub resonator (a) and equivalent circuit model (b). The CSRRs are etched in the ground plane (black), which is in the lower side of the substrate. The impedance inverter is obtained by means of two λ/8 transmission line sections (which form a 90° degree line when several stages are cascaded to form a filter)

(two adjacent cells give a λ/4, or 90°, line section between resonators [1]). This structure can be modelled by the lumped element circuit depicted in Fig. 2(b), where L_p is the inductance of the grounded stub, C is the coupling capacitance between the feeding line and the CSRRs and L_s and C_s model the CSRR [11]. Thus, a composite structure formed by cascading several cells as that of Fig. 2(a) essentially consists on shunt connected resonators (formed by the combination of the inductive stubs and the CSRRs loading the host line) coupled through 90° admittance inverters. This structure fits then to the generalized band pass filter network depicted in Fig. 3 [9] in the region of interest (pass band). The central filter frequency, f_o , is given by the frequency that nulls resonator’s admittance, whereas the filter fractional bandwidth FBW determines the 3 dB bandwidth of each resonator, according to [16]:

$$\Delta_i = \frac{2FBW}{g_i} \tag{1}$$

where g_i are the element values of the low pass filter prototype [1]. From (1), it is clear that in order to design filters with wide bandwidths, wide resonators are required. That is the reason to combine CSRRs with shunt connected stubs. To univocally determine the element values for the equivalent circuit of the proposed filter, four independent equations are required. One is given by the open-circuit condition at resonance, i.e.:

$$L_s \omega_o^2 (C + C_s) - C \omega_o^2 L_p (L_s C_s \omega_o^2 - 1) - 1 = 0 \tag{2}$$

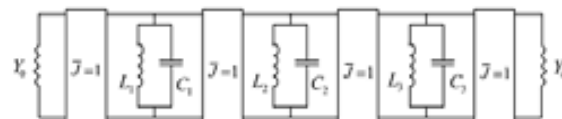


Fig. 3 Generalized band pass filter based on admittance inverters and shunt resonators

Two further equations arise by forcing insertion loss to be $IL = 3$ dBs at ω_1 and ω_2 , where these angular frequencies are obtained from (1), subjected to the additional constraint of being equidistant from ω_o . This gives:

$$\frac{L_p L_s \omega_1^3 (C + C_s) - L_p \omega_1}{L_s \omega_1^2 (C + C_s) - C \omega_1^2 L_p (L_s C_s \omega_1^2 - 1) - 1} = \frac{Z_o}{2} \quad (3)$$

$$\frac{L_p L_s \omega_2^3 (C + C_s) - L_p \omega_2}{L_s \omega_2^2 (C + C_s) - C \omega_2^2 L_p (L_s C_s \omega_2^2 - 1) - 1} = -\frac{Z_o}{2} \quad (4)$$

Z_o being the reference impedance at the ports (normally 50 Ω). Finally, the 5th equation comes from the transmission zero frequency:

$$f_z = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s (C_s + C)}} \quad (5)$$

The transmission zero frequency, given by (5), plays a fundamental role because if it is properly adjusted, it can be useful for the elimination of the first spurious band, which is approximately present at twice the central filter frequency, $2f_o$. This unwanted band is consequence of the parasitic half wavelength resonators that result at this frequency due to the transmission line sections of 90° (at f_o) cascaded between the semi-lumped resonators (formed by the CSRRs and the grounded stubs) [1]. This first spurious band is specially critical in wide (or ultra wide) band pass filters since it can lie close to the upper edge of the pass band of interest. Therefore its elimination is of great interest, and the proposed structure opens this possibility without the need to cascade additional stages to the final filter. Therefore the CSRR/stub combination is very interesting because it simultaneously allows for the improvement of the out-of-band performance of the filter and the realization of wide bands. To better illustrate these comments, we have carried out electrical simulations (using the *Agilent Advanced Design System* commercial software) of simple filtering structures based on CSRRs, with the transmission zero frequency set to $2f_o$. These simulations have been compared to electrical simulations obtained on conventional LC resonator's based implementations. Due to the absence of transmission zeros in the latter structure, spurious bands arise approximately at $2f_o$. However, in our structures, these transmission zeros can be adjusted to efficiently eliminate the first spurious band. This comparison is illustrated in Fig. 4. The structure based on the cell shown in Fig. 2(a) not only exhibits good out-of-band performance, but it also improves frequency selectivity at the upper edge of the band.

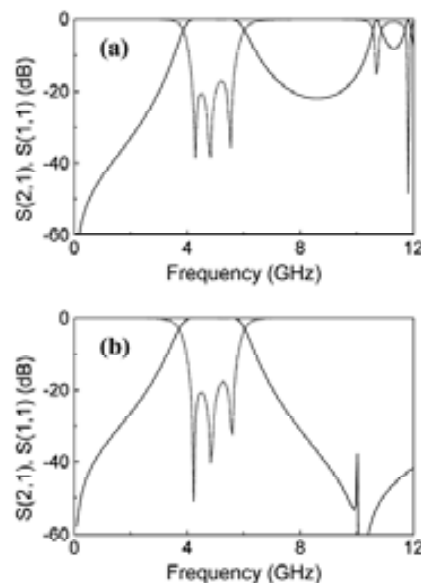


Fig. 4 Simulated (using *Agilent ADS*) frequency responses (transmission coefficient in solid line and reflection coefficient in dashed line) inferred from a conventional LC resonant tank based filter (a) and a CSRR/stub resonator based filter (b). Both structures are composed of three stages

3. Design example: A nine-stage ultra wide band pass filter (UWBPF)

Let us now consider as an example of application the design of a band pass filter with an ultra wide band. Since the standard for UWB applications covers the range 3.1 GHz–10.6 GHz, we have designed a band pass filter with roughly such a bandwidth. No specifications regarding out-of-band rejection have been given but, in order to obtain high frequency selectivity, we have considered a nine-stage device. The filter is periodic (all cells are identical) and this eases the design. Therefore, the frequency response of the filter is not expected to fit to any standard approximation (Butterworth, Chebyshev, . . .). In order to determine the 3 dB bandwidth of the resonators, Δ , we have first determined the value of g for a low pass filter prototype with identical elements (i.e. periodic) and nine stages. To this end, we have forced it to exhibit the 3 dB cutoff at the normalized $\omega = 1$ rad/s angular frequency. The value that has been obtained is $g = 1.9$, and from it we have found, following (1), $\Delta = 99.2\%$. From this value we have obtained the 3 dB frequencies (to be symmetrically allocated with regard to the central filter frequency). Then, by using Eq. (2)–(5), we have determined the element values of the lumped element circuit model of the basic cell. The transmission zero frequency has been set to $2f_o$. From the element values, we have determined the topology of the basic filter cell. Specifically, CSRRs dimensions have been obtained from the model explained in [11]. Actually, this model

does not determine univocally CSRR dimensions, but we can take benefit of this, since these dimensions can be tailored in order to also obtain the required value of C , which is essentially dependent on the CSRR area (to adjust this capacitance we have widened the conductor strip above the region occupied by the CSRRs). Stub dimensions are determined from independent full wave electromagnetic simulations (using the electromagnetic solver *Agilent Momentum*) of microstrip loaded lines, which are compared to electrical simulations (carried out by means of *Agilent ADS*) of microstrip lines loaded with ideal inductors of value L_p . Nevertheless, an optimization procedure is required to properly adjust the position of the transmission zeros, provided the spurious band does not exactly appear at $2f_o$ (this is due to some phase shift introduced by the presence of the circuit elements). Also, to achieve the required bandwidth it is necessary to tailor somehow the element values and the filter geometry. Therefore, we have combined the optimization at both the electrical and electromagnetic level by using both *Agilent ADS* and *Momentum* until a satisfactory result in terms of bandwidth and spurious elimination has been obtained. The layout and a photograph of the fabricated structure are depicted in Fig. 5, and the simulated (using *Momentum*) and measured (by means of an *Agilent 8720ET* vector network analyzer) frequency responses are depicted in Fig. 6. The dimensions of the device are small on account of the small electrical size of the CSRRs. With regard to the frequency response, it is remarkable the good out of band performance up to at least

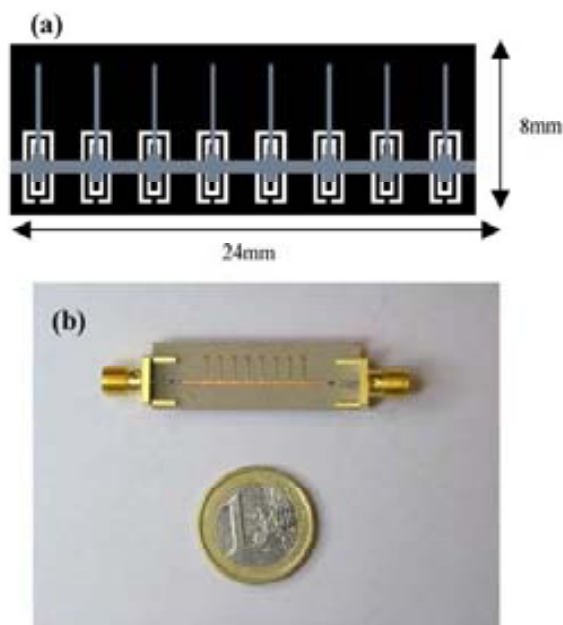


Fig. 5 Layout (a) and photograph (b) of the fabricated UWBPF. Relevant dimensions are indicated

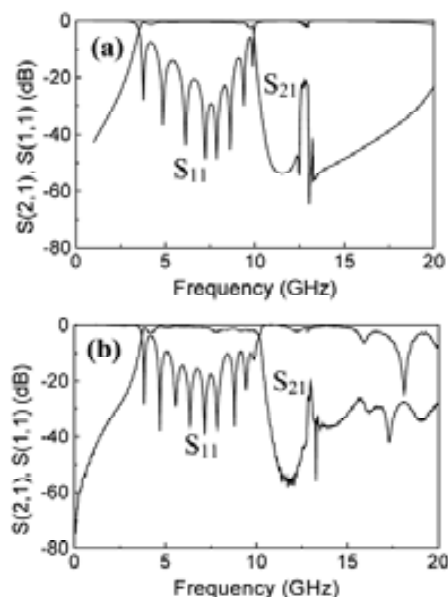


Fig. 6 Simulated (a) and measured (b) frequency responses for the filter of Fig. 5

20 GHz. It is important to highlight that compared to ref. [16], where an UWBPF scaled down in frequency was also designed, no further stages have been required to efficiently eliminate the spurious band in the present design. This is so because of the high frequency selectivity at the upper edge of the band, which is in turn consequence of the higher number of device stages considered. The bandwidth fits reasonably well to the previously cited interval and frequency selectivity is good at both band edges due to the presence of nine device stages. Finally, return losses are good and in-band losses are better than 2.4 dB. According to these results, it is demonstrated that CSRRs combined with shunt connected stubs can be used for the synthesis of compact microwave filters with wide bands and good out-of-band performance.

4. Conclusions

In conclusion, it has been demonstrated that CSRRs combined with shunt stubs are key elements for the design of microwave filters with compact dimensions in microstrip technology. By electrical simulations of the equivalent circuit model of the structures, it has been shown their potentiality in the elimination of unwanted spurious bands. Moreover these structures are effective to synthesize very wide band pass responses. A nine-stage prototype device band pass filter with a bandwidth extending from 3 GHz up to 10.5 GHz has been designed by combining electrical and electromagnetic simulations. The measured frequency response is indicative of good filter performance. These characteristics (small dimensions, wide bandwidth and spurious suppression) are not

easily obtainable simultaneously. The proposed resonators based on CSRRs are thus of interest for microwave device engineering, and the design of filters and diplexers (among other microwave devices) with adjustable bandwidths is also possible.

Acknowledgments The authors wish to acknowledge *MEC* for supporting this work under project contract TEC2004-04249-C02-01 and to *Omicron Circuits s.l.* for the fabrication of the prototype.

References

1. Pozar, D.M.: *Microwave Engineering*. Addison Wesley, New York (1993)
2. Person, C., Sheta, A., Ocupes, J., Toutain, S.: In Proc. 24th European Microwave Conf. Cannes (France), vol. 1, pp. 446–471 (Sept. 1994)
3. Kuo, J.T., Jiang, M.: In Asia Pacific Microwave Conf. Kyoto, Japan, pp. 497–500 (2002)
4. Le Roy, M., Perennec, A., Toutain, S., Calvez, L.C.: *Int. J. RF Microwave Comput. Aided Eng.* **12**, 288 (2002)
5. Kuo, J.T., Hsu, W.: *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.* **12**, 383 (2002)
6. Lopetegi, T., Laso, M.A.G., Hernández, J., Bacaicoa, M., Benito, D., Garde, M.J., Sorolla, M., Guglielmi, M.: *IEEE Trans. Microw. Theory Technol.* **49**, 1593 (2001)
7. Lopetegi, T., Laso, M.A.G., Falcone, F., Martín, F., Bonache, J., Pérez-Cuevas, L., Sorolla, M.: *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.* **14**, 531 (2004)
8. García-García, J., Martín, F., Falcone, F., Bonache, J., Gil, I., Lopetegi, T., Laso, M.A.G., Sorolla, M., Marqués, R.: *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.* **14**, 416 (2004)
9. See Hong, J.-S., Lancaster, M.J.: *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. John Wiley, New York (USA) (2001), and references therein
10. Falcone, F., Lopetegi, T., Baena, J.D., Marqués, R., Martín, F., Sorolla, M.: *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.* **14**, 280 (2004)
11. Baena, J.D., Bonache, J., Martín, F., Marqués, R., Falcone, F., Lopetegi, T., Laso, M.A.G., García, J., Gil, I., Sorolla, M.: *IEEE Trans. Microw. Theory Technol.* **53**, 1451 (2005)
12. Martín, F., Falcone, F., Bonache, J., Lopetegi, T., Marqués, R., Sorolla, M.: *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.* **13**, 511 (2003)
13. Falcone, F., Lopetegi, T., Laso, M.A.G., Baena, J.D., Bonache, J., Marqués, R., Martín, F., Sorolla, M.: *Phys. Rev. Lett.* **93**, 197401 (2004)
14. Veselago, V.G.: *Sov. Phys. Usp.* **10**, 509 (1968)
15. Smith, D.R., Padilla, W.J., Vier, D.C., Nemat-Nasser, S.C., Schultz, S.: *Phys. Rev. Lett.* **84**, 4184 (2000)
16. Bonache, J., Martín, F., García-García, J., Gil, I., Marqués, R., Sorolla, M.: *Microw. and Opti. Technol. Lett.* **46**, 283 (2005)

Compact Microstrip Band-pass Filters based on Semi-lumped Resonators

Jordi Bonache, Ignacio Gil, Joan García-García and Ferran Martín

Departament d'Enginyeria Electrònica. Universitat Autònoma de Barcelona. 08193 BELLATERRA (Barcelona). Spain

email: jordi.bonache@uab.es

ABSTRACT— In this paper, compact microstrip band pass filter based on semi-lumped resonators are proposed. The resonators, which are coupled through quarter wavelength meander lines acting as admittance inverters, are shunt connected to the line. They consist on the parallel combination of a grounded (inductive) stub and a narrow metallic strip followed by a capacitive patch to ground. With this topology, we obtain the necessary degree of flexibility to design narrow and broad band pass filters with compact dimensions and good out-of-band performance. Another key advantage of the devices, as compared to previous lumped or semi-lumped element based structures reported by the authors, is the absence of ground plane etching. To illustrate the potentiality of the proposed approach, a 3rd-order (30% fractional bandwidth) and a 9th-order (35% fractional bandwidth) Chebyshev band pass filters have been designed and fabricated. The measured frequency responses are very symmetric and exhibit low in-band losses as well as good out-of-band rejection up to approximately $3f_o$. Filter dimensions are as small as $0.40\lambda \times 0.12\lambda$ (3rd-order prototype) and $0.62\lambda \times 0.16\lambda$ (9th-order prototype), λ being signal wavelength at f_o . With these dimensions and performance, and the possibility to synthesize microstrip filters with controllable bandwidth over a wide margin, it is believed that the reported approach can be of actual interest for the design of planar filters at microwave frequencies.

1. INTRODUCTION

Lumped-element filters can be implemented by means of small size in-house soldered components such as parallel-plate chip capacitors and air-wound inductors. Although such an approach intrinsically provides small physical size and low cost solutions, it is not compatible with full-planar circuit technology, and such components have limited Q -factors and bandwidth at microwave frequencies. Alternatively, semi-lumped element microwave filters entirely fabricated using printed circuit or thin film technologies have been proposed [1],[2] where capacitors have been implemented by the well known interdigitated concept or by means of signal-to-ground metal patches, and inductors have been designed by means of wire loops and narrow strips (a good description of semi-lumped element filters and related references are given in [3]). Remarkable are also the series-resonators proposed by Mathaei [4], which are very useful for shunt connections in microstrip technology. They consist on the combination of a narrow metallic strip, which behaves inductively, followed by a capacitive patch to ground. These elements have been successfully applied, for instance, to the design of miniature low pass filters with attenuation poles properly located (by adequately dimensioning the cited resonators) in order to obtain a sharp cut-off [4]. In this work, such series-resonators are combined with grounded stubs to form a shunt connected planar resonant element with two characteristic frequencies, i.e., the frequency that nulls its admittance, f_o , and the frequency that nulls its impedance (transmission zero frequency, f_z). By coupling these semi-lumped resonant elements through 90° (at f_o) transmission lines, it will be shown that microstrip band pass filters with compact dimensions and good out-of-band performance (thanks to the presence of attenuation poles) can be implemented. The technique can be applied to the design of band pass filters with fractional bandwidths up to 35% (as will be shown) and beyond. Other microstrip filters recently reported by the authors and based on complementary split rings resonators (CSRRs), have provided comparable performance and dimensions, but their design is more complicated and they need etched ground planes for CSRRs shaping [5],[6].

The frequency responses measured on fabricated prototype devices (a 3rd- and a 9th-order Chebyshev band pass filters centered at 3GHz and 1GHz, respectively) designed by means of the approach presented in this work, point out good in-band insertion and return losses, as well as the possibility to enhance the stop band by properly adjusting the attenuation poles of the structure. For these reasons and the compact dimensions, the authors are confident on the practical application of the structures presented in this paper.

2. FILTER TOPOLOGY AND DESIGN METHODOLOGY

The filters proposed in this work are fabricated by cascading cells with the typical layout shown in Fig. 1. This is a quarter wavelength microstrip line loaded with a shunt inductor, L_p , implemented by means of a grounded stub, and a series-resonator L_r - C_r , achieved through the combination of a narrow strip and a capacitive patch. The equivalent circuit model of the structure is

depicted in Fig. 1(b). The shunt connected admittance, formed by the parallel combination of L_p and the series resonator (from now on the shunt resonator), exhibits two singularities at the resonant, f_z , and anti-resonant, f_o , frequencies. These frequencies null the impedance and admittance, respectively, of the shunt resonator and are given by:

$$f_z = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (1)$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_p + L_r)C_r}} \quad (2)$$

The 90° transmission lines comprised between adjacent resonators, which are implemented by means of meander lines to shorten the device, act as admittance inverters with normalized admittance $J=1$. Thus, the band pass filters of this work can be described by the generalized band pass filter network depicted in Fig. 2 [3]. According to this network model, the central frequency of the filter is given by the frequency that nulls resonator's admittance, hence for our filter topology, it will be given by f_o . The fractional bandwidth is controlled by the elements that form the shunt resonator. If these resonators were parallel LC tanks (as in Fig. 2), the element values, L and C , would be given by frequency and element transformation from the low pass filter prototype, according to the well known formulas [3]:

$$C = \left[\frac{1}{FWB \cdot \omega_o \cdot Z_0} \right] g_i \quad (3)$$

$$L = \frac{1}{\omega_o^2 C} \quad (4)$$

where g_i 's are the elements of the low pass filter prototype, FWB is the fractional filter bandwidth and $\omega_o=2\pi f_o$. For the filters described by the model given in Fig. 1(b), an additional equation (besides equations 1 and 2) is necessary to univocally determine the three element values for each shunt resonator. This equation arises by comparing the susceptance slope of this resonator (at the central filter frequency) with that of the LC resonant tank that results from equations (3) and (4) at the corresponding filter stage. After some tedious calculation this leads to:

$$\frac{C_r (L_r + L_p)^2}{L_p^2} = C \quad (5)$$

Thus, equations (1) through (5) allows us to infer the element values per filter stage from filter specifications (f_o , FWB) for any given filter approximation, namely from the tabulated values of g_i .

With regard to the transmission zero (attenuation pole) given by equation (1), it can be adjusted to reject the first spurious band of the filter [7], which is expected to be situated in the vicinity of $2f_o$ on account of the presence of parasitic half wavelength

resonators at this frequency. Alternatively, the attenuation pole could be used to improve the fall-off of the upper transition band [8].

Once the element values L_p , L_r and C_r have been determined for all the cells, shunt resonator's topologies are determined through well known formulas. Thus, the lengths of the inductive strip and capacitive patch forming the L_r - C_r series resonator to ground are roughly given by [9]:

$$l_{L_r} = \frac{L_r f_o}{Z_h} \lambda(f_o) \quad (6)$$

$$l_{C_r} = Z_l C_r f_o \lambda(f_o) \quad (7)$$

where $\lambda(f_o)$ is signal wavelength at the central filter frequency and the widths, w_{L_r} and w_{C_r} , of the inductive strip and capacitive patch are arbitrarily set to obtain a high/low characteristic impedance Z_h/Z_l . More accurate expressions to determine these dimensions are given in ref. [4], but expressions (6) and (7) suffice since, as will be explained in the next section, final dimensions are inferred by means of an optimization procedure. The length of the grounded stub is determined by an expression formally identical to equation (6), i.e.:

$$l_{L_p} = \frac{L_p f_o}{Z_s} \lambda(f_o) \quad (8)$$

Z_s being the characteristic impedance of this stub.

3. ILLUSTRATIVE EXAMPLES

To demonstrate the possibilities of the proposed approach, two illustrative designs are presented in this section. The first design corresponds to a 3rd-order Chebyshev (0.16dB ripple) band pass filter centered at $f_o=3$ GHz with 30% fractional bandwidth. For the considered in-band ripple and order, the element values of the low pass filter prototype are identical, and hence do the three filter stages. To determine the element values of the equivalent circuit model, equations (1)-(5) have been solved by forcing the transmission zero frequency to be $f_z=2f_o$. The results are given in table I. From these values and expressions (6)-(8), the dimensions of the semi-lumped shunt resonator have been obtained. However, these dimensions have been optimized in order to fit the final filter response to that of the equivalent circuit model. To this end, we have used the optimize tool included in the *Agilent Momentum* electromagnetic solver, and we have swept dimensions around the nominal values until a satisfactory adjustment between the electrical response of a single cell and that obtained from electromagnetic simulation has been found. The final filter layout and dimensions are depicted in Fig. 3.

TABLE I
ELEMENT VALUES FOR THE EQUIVALENT CIRCUIT MODEL OF THE 3RD-ORDER FILTER

G	L_p (nH)	C_r (pF)	L_r (nH)
1.15	0.77	2.74	0.26

The device has been fabricated on a *Rogers RO3010* substrate with dielectric constant $\epsilon_r = 10.2$, loss tangent $\tan \delta = 0.0023$ and thickness $h=0.63\text{mm}$ (a standard photo/mask etching technique has been used). The simulated (using *Agilent Momentum*) and measured (by means of the *Agilent 8720ET* vector network analyzer) frequency responses of the filter are depicted in Fig. 4 (conductor and dielectric losses have been excluded in the simulations). As can be seen, thanks to the presence of the transmission zero, located at the appropriate position, the spurious band otherwise centered in the vicinity of $2f_o$ has been substantially eliminated. The frequency response is quite symmetric with measured in-band losses below $IL < 1\text{dB}$ and return losses better than $RL > 11\text{dB}$. Thanks to the 90° meander lines the final filter dimensions have been compacted, these being as small as $0.40\lambda \times 0.12\lambda$, where λ is signal wavelength at f_o . The slight discrepancy between simulation and experiment in the stop band is thought to be due to the ideal vias considered in the simulation. These vias have been placed at the end of the shunt stubs and have been implemented by means of vertical metallic walls (zero-thickness) with the same width as the stubs. However, as will be shown in the next prototype device example, if vias are implemented by considering vertical cylinders, which is a more realistic approach, then not only a good agreement is obtained in the pass band region, but also in the whole frequency range considered.

The second design is a 9th-order Chebyshev (0.5dB ripple) band pass filter centered at $f_o=1\text{GHz}$ with 35% fractional bandwidth. The main challenge in this design was to achieve a rejection level better than 80dB at half the central filter frequency, with in-band losses and device dimensions as small as possible. To achieve such rejection level, 9 filter stages have been needed. From the tabulated g_i 's of the low pass filter prototype, the elements of the equivalent circuit model as well as resonator's topology have been inferred from the previous equations for each filter stage (see table II). As for the previous design, layout optimization has been applied cell by cell to match to the electrical responses. The final device layout is depicted in Fig. 5, where final dimensions are in this case $0.62\lambda \times 0.16\lambda$ (identical substrate as in the previous design has been considered). As desired, insertion losses are better than $IL > 80\text{dB}$ (indeed we have measured the noise floor) at $f=f_o/2$, whilst measured in-band losses are $IL < 3\text{dB}$ in the interval between 0.83GHz and 1.11GHz (see Fig. 6). We want also to mention that return losses better than $RL > 10\text{dB}$ have been measured within the range delimited by 0.82GHz and 1.14GHz. Except for the fact that losses have not been taken into account in the simulations, good agreement between the measured and the simulated frequency response has been obtained (cylindrical vias of 300 μm diameter have been considered in the simulation and physically implemented in the

fabricated prototype).

A rejection level better than 70dB has been measured above the pass band of interest up to 2.5GHz. This wide rejection has been achieved by properly adjusting the position of the transmission zeros, and this has required several iterations since the unwanted spurious band has not been found to exactly appear at $2f_o$ in this case. Indeed, the parasitic half wavelength resonators are coupled through shunt impedances that introduce some phase shift. Therefore, the procedure has been to initially set the transmission zeros at $2f_o$, obtain the layout according to the previously described scheme, simulate the frequency response, and adjust the position of the transmission zeros to match the parasitic spurious band. In Fig. 7, the measured frequency response obtained in a similar band pass filter (with larger bandwidth), but without adjustment of the transmission zeros, is depicted (layout not shown). As can be seen, the resulting spurious band is very close to the upper edge of the band, this being unacceptable in certain applications.

TABLE II

ELEMENT VALUES FOR THE EQUIVALENT CIRCUIT MODEL OF THE 9th-ORDER FILTER AND GEOMETRICAL PARAMETERS

Cell	g	L_p (nH)	C_r (pF)	L_r (nH)	$l_{Lp-w_{Lp}}$ (mm)	$l_{Lr-w_{Lr}}$ (mm)	$L_{Cr-w_{Cr}}$ (mm)
1	1.750	3.128	5.295	1.655	5.6-0.5	3.5-0.5	4.5-5.1
2	1.269	4.315	3.839	2.283	7.3-0.5	6.0-0.5	3.6-3.6
3	2.667	2.052	8.070	1.086	4.4-0.5	2.1-0.5	4.8-7.1
4	1.367	4.004	4.136	2.118	6.8-0.5	5.4-0.5	3.6-4.1
5	2.723	2.010	8.240	1.063	4.4-0.5	2.1-0.5	4.8-7.1
6	1.367	4.004	4.136	2.118	6.8-0.5	5.4-0.5	3.6-4.1
7	2.667	2.052	8.070	1.086	4.4-0.5	2.1-0.5	4.8-7.1
8	1.269	4.315	3.839	2.283	7.3-0.5	6.0-0.5	3.6-3.6
9	1.750	3.128	5.295	1.655	5.6-0.5	3.5-0.5	4.5-5.1

With these dimensions and performance, it is believed that the proposed approach can be of interest for microwave filter engineers. The approach seems to be suitable for the design of planar filters with wide bandwidths.

4. CONCLUSION

A new design approach for the synthesis of compact microstrip band pass filters with wide bandwidths and good out-of-band performance, has been proposed. This is based on the use of shunt connected semi-lumped resonators consisting on the parallel combination of grounded stubs and series LC resonators, coupled by means of quarter wavelength meander lines. The key factor to achieve the wide stop bands reported is the presence of attenuation poles, which can be tailored in order to suppress the

undesired spurious bands, inherently present in the structures. Two prototype device band pass filters have been designed and fabricated to demonstrate the possibilities of the approach presented in this work. The measured frequency responses are indicative of good filter performance while device dimensions are small on account of the semi-lumped elements considered. Specifically, we have measured in-band losses below $IL < 1\text{dB}$ for the 3-order prototype centered at 3GHz (dimensions 15.6mm×4.8mm) and below $IL < 3\text{dB}$ for the 9-order prototype centered at 1GHz (dimensions 72.8mm×18.4mm). In the latter case, the measured fractional filter bandwidth is as wide as 35%. Thus the presented approach suits well to the design of wide band pass filters with good out-of-band performance.

ACKNOWLEDGMENTS

This work has been supported by MEC by project contracts TEC2004-04249-C02-01 and PROFIT 330200-2004-113. Thanks also to the European Community (Eureka Program) for the project 2895-TELEMAC. The authors are in debt to *CONATEL s.l.* for supporting this work, and to Ricard Pineda (*Omicron Circuits s.l.*) for the fabrication of the prototypes.

REFERENCES

- [1] Swanson,D.J., Forse,R. and Nilsson,B.J.L. "A 10GHz thin film lumped element high temperature superconductor filter", in *1992 IEEE MTT-S Intl. Microwave Symp. Dig.*, Piscataway, NJ, June 1992, pp. 1191-1193.
- [2] Menzel,W. "A novel miniature suspended stripline filter", in *33rd European Microwave Conference Digest.*, Munich (Germany), October 2003,pp. 1047-1050.
- [3] Hong,J-S. and Lancaster,M.J. *Microstrip filters for RF/microwave applications*, John Wiley, New York (USA), 2001.
- [4] Mathaei,G.L., Young,L. and Jones,E.M.T. *Microwave filters impedance-matching networks, and coupling structures*, Artech House, Norwood (MA), 1980
- [5] Bonache,J., Martín,F., García-García,J., Gil,I., Marqués,R. and Sorolla,M. "Ultra wide band pass filters (UWBPF) based on complementary split rings resonators", *Microwave and Optical Technology Letters*, accepted.
- [6] Bonache,J., Gil,I., García-García,J. and Martín,F. "Novel microstrip band pass filters based on complementary split rings resonators", *IEEE Trans. Microwave Theory Techniques*, submitted.
- [7] Zhu,L. and Wu,K. "Accurate circuit model of interdigital capacitor and its application to design of new quasi-lumped miniaturized filters with suppression of harmonic resonance", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, March 2000, vol. 48, pp. 347-356,.
- [8] Menzel,W. and Berry,M. "Quasi-lumped suspended stripline filters with adjustable transmission zeroes", in *2004 IEEE MTT-S Intl. Microwave Symp. Dig.*, Fort Worth (TX), USA, June 2004, pp. 1601-1604.
- [9] Pozar,D.M. *Microwave Engineering*, Addison Wesley, Reading (MA), 1990.

FIGURE CAPTIONS

Fig. 1. Topology of the basic filter cell (a) and equivalent circuit model (b).

Fig. 2. Generalized band pass filter network with shunt resonators and admittance inverters.

Fig. 3. Topology (layout) of the fabricated order-3 Chebyshev band pass filter and relevant dimensions. The mender lines are 0.58mm wide, corresponding to a 50 characteristic impedance.

Fig. 4. Simulated (thin line) and measured (bold line) insertion and return losses for the filter of Fig.3.

Fig. 5. Topology (layout) of the fabricated order-9 Chebyshev band pass filter and relevant dimensions.

Fig. 6. Simulated (a) and measured (b) frequency responses for the filter of Fig.5.

Fig. 7. Measured frequency response for the 9th-order filter without adjustment of the transmission zeros. An spurious band arises at 1.55GHz.

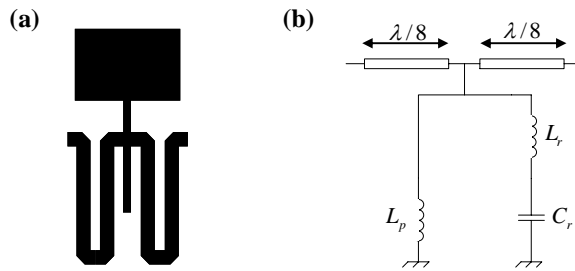


Fig. 1.

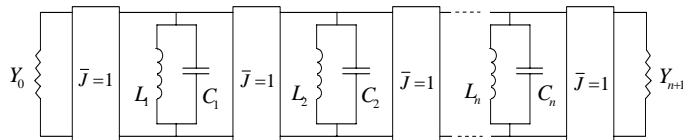


Fig. 2.

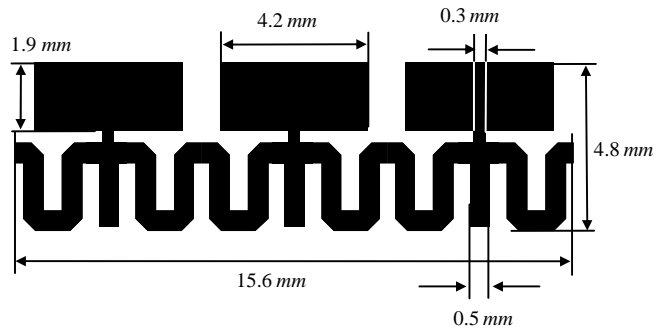


Fig. 3.

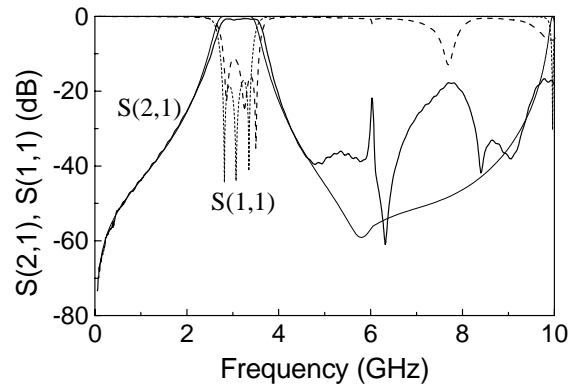


Fig. 4.

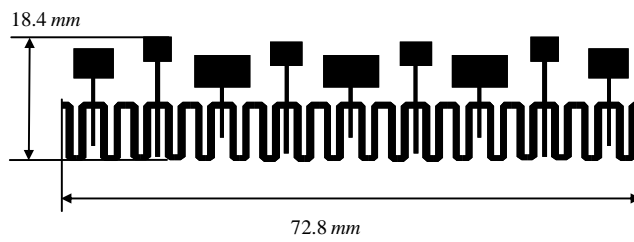


Fig. 5.

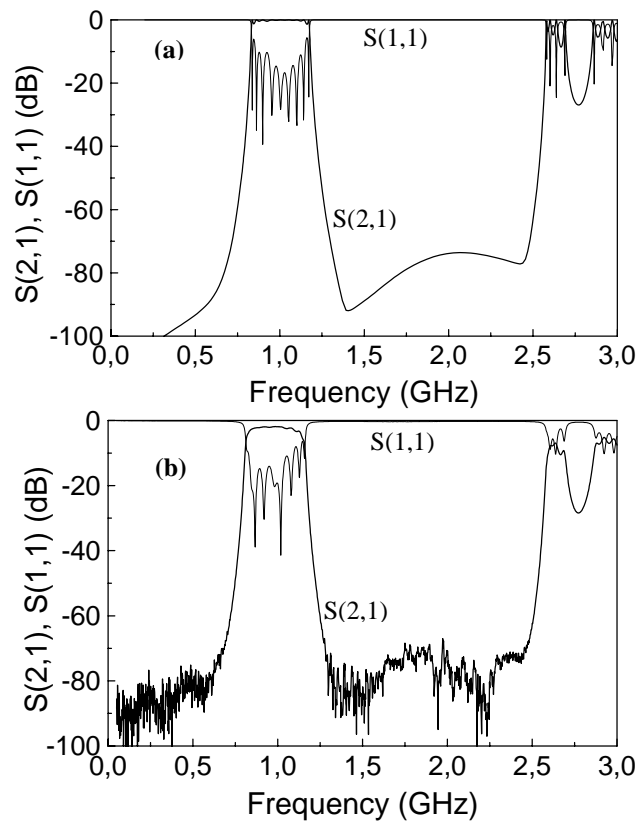


Fig. 6.

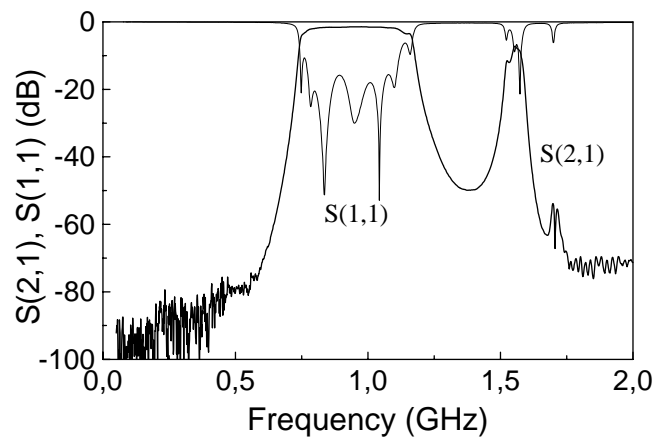


Fig. 7.

NEW QUASI-LUMPED RESONATORS FOR COMPACT MICROSTRIP FILTER DESIGN

J. Bonache, I. Gil, J. García-García and F. Martín

Universitat Autònoma de Barcelona, Departament d'Enginyeria Electrònica, 08193 BELLATERRA, (Barcelona).
Spain. Phone: 34935813522, E-mail: jordi.bonache@uab.es

Abstract — In this work a new type of quasi-lumped resonators is proposed for the design of microstrip filters with compact dimensions. These resonators consist on two metallic connections between the conductor strip and the back metal side (through the use of wires and vias) and a ring etched in the ground plane, surrounding one of such connections. The etched ring in the ground plane introduces a grounded (edge) capacitance to the structure which is connected to the upper conductor strip through the inductance provided by the via-wire combination. Since the other metallic connection emulates an additional inductance to ground, the structure is properly described by the parallel combination of a shunt inductor and a series LC resonator. By coupling these quasi-lumped resonant structures with quarter wavelength transmission lines (acting as admittance inverters), it is possible to synthesize a wide variety of planar filters with controllable bandwidth and compact dimensions. Several prototype device examples are provided to illustrate the potentiality of the approach for the design of microstrip band pass filters.

I. INTRODUCTION

Device miniaturization, the suppression of spurious frequency bands and the synthesis of wide bandwidths (typically above 30%) have been traditionally the main challenges for microwave filter engineers. In planar circuit technology, several solutions that optimize either device dimensions [1-4], out-of-band performance [5-10], or filter bandwidth [11-12] have been provided. However, the simultaneous fulfillment of the previous aspects remains still unresolved. This work is intended to be a contribution to this goal, where quasi-lumped resonators, rather than a full distributed approach, are used for the design of planar microwave filters in microstrip technology. The aim of the work is to provide filter designs with wide bands and compact dimensions. To this end, a new type of semi-lumped resonators is used, that can be described by the parallel combination of a shunt connected inductance and a grounded series LC resonant tank. In section II, the topology of the basic filter cell and its equivalent circuit model are given. The design of such filters and some illustrative device examples are provided in section III and IV, respectively. Finally, the main conclusions of the work are highlighted in section V.

II. FILTER TOPOLOGY AND EQUIVALENT CIRCUIT MODEL

The topology (layout) of the basic filter cell that includes the resonators used in this work is depicted in Fig. 1, together with their equivalent circuit model. The

metal inside the square ring etched in the back substrate side, is connected to the conductor strip through metallic vias. Therefore, this arm is described by the grounded series resonator formed by L_s and C_s , whereas the additional signal-to-ground connection is described by the inductance L_p . As long as the edge capacitance per unit length is high, ring dimensions can be made small, but in practice the capacitance values required in most applications and the limited gap spacing between metals do not allow to design such rings with dimensions much smaller than signal wavelength at the central filter frequency, this being the reason for calling these resonators as quasi-lumped. The transmission line sections of $\lambda/8$ (at the central filter frequency) length form 90° lines when several cells are cascaded. These transmission line sections then behave as normalized admittance inverters which introduce the required coupling between resonators (see for instance the book of Hong and Lancaster [13], where the generalized band pass filter network with shunt resonators and admittance inverters is quoted).

III. FILTER DESIGN

Thanks to the parallel combination of the LC resonant tank (formed by the wire-via inductance L_s and the distributed edge capacitance C_s) and the inductance L_p , we obtain a degree of flexibility that allows us for the design of wide band pass filters with spurious suppression. This can be explained by the fact that the 3dB resonator's bandwidth can be tailored over a wide band (wide band pass filter require wide resonators), and a transmission zero is present and it can be adjusted to suppress the first spurious band. For the synthesis of the filters, coupling between adjacent resonators is achieved by means of quarter wavelength transmission lines acting as admittance inverters with normalized admittance $J=1$. The simulated frequency response of one of these resonators is depicted in Fig. 2., where it can be seen that a wide response is possible, with a transmission zero set above the frequency that makes null resonator's admittance (resonant frequency). To determine the parameters of the equivalent circuit model, the resonant frequency is made to coincide with the central filter frequency, f_0 , the transmission zero is set to $2f_0$, and the susceptance slope is made to coincide to that of the parallel LC resonator that arises from the low pass filter prototype by frequency and element transformation. From the electrical parameters of the equivalent circuit model for each filter section, the final topology of the

filter is inferred. To this end, full wave electromagnetic simulations using the commercial software *Agilent Momentum* are carried out until good agreement with the electrical simulation of the lumped element model for each resonator is obtained. In practice, the optimize tool included in the software has been used.

IV. ILLUSTRATIVE EXAMPLES

Figure 3 shows a prototype device order-3 band pass filter with a nominal fractional bandwidth of $FBW=40\%$, centered at $f_0=3\text{GHz}$. This device has been fabricated on a *Rogers RO3010* substrate with thickness $h=0.64\text{mm}$, dielectric constant $\epsilon_r=10.2$ and $\tan\delta=0.0023$, through a standard photo/mask etching technique. The simulated (using *Agilent Momentum*) and measured (by using the *Agilent 8720ET* VNA) frequency responses are also depicted in Fig. 3. Very good in-band insertion losses (IL) and return losses (RL) have been obtained, while the measured rejection above the pass band deviates from the simulation due to the discrepancy between the geometry of the vias considered in EM simulation (unidimensional connections between conductor strip and ground plane) and final layout implementation (where cylindrical vias have been used). Nevertheless, the spurious band has been partly suppressed and could be further rejected by considering a more accurate model for vias, and transmission zeros tuned over the spurious band.

To further miniaturize the device, meander lines between adjacent resonators can be etched in the upper metal side, as illustrated in the prototype device of Fig. 4 (centered in this case at $f_0=5\text{GHz}$, and with 38% fractional bandwidth). An additional transmission zero has been introduced, by approaching the input and output access lines, in order to further enhance the rejection at the lower band edge. In this case, the upper transmission zero (related to resonator's topology), rather than aimed to reject the spurious band, it has been used to improve the cut-off of the upper transition band (and hence it has been set at 7.5GHz). We would like to emphasize that device dimensions in the latter implementation are as small as $12.3\text{mm}\times 7\text{mm}$ (excluding the access lines for connectors). In opinion of the authors, this design is a good example where a wide band pass filter, with high frequency selectivity and compact dimensions is achieved.

V. CONCLUSION

In conclusion, a new methodology for the design of planar filters in microstrip technology, based on the use of quasi-lumped resonators, has been proposed. The key advantage of the technique is the fact that device dimensions, out-of-band performance and bandwidth can be simultaneously optimized, thanks to the degree of flexibility of the resonators, which is intimately related to their topology. The illustrative examples reported are indicative of the performance and characteristics achievable with the proposed approach. As compared to

other approaches by the authors, based on the use of split rings resonators (SRRs) or related topologies [4], the proposed approach is simpler while similar performance and compactness levels are obtained. It is believed that this technique can be of practical interest to the design of band pass filters, specially in those applications requiring wide bands, and for this reason it is patent pending

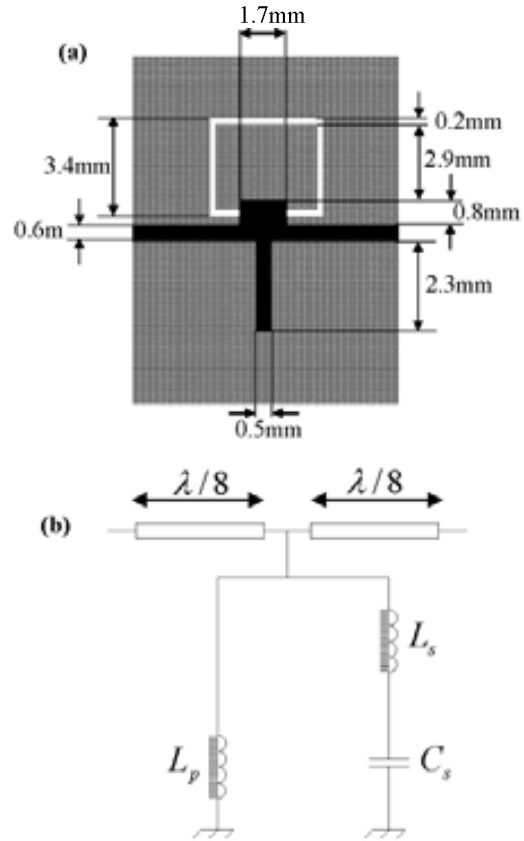


Fig. 1. Topology of the proposed quasi-lumped resonator (a) and its equivalent circuit model (b). Upper metal level is depicted in black, while back metallization is drawn in grey.

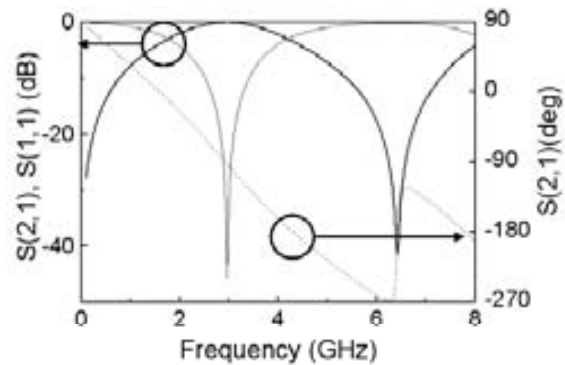


Fig. 2. Simulated frequency response (amplitude and phase) corresponding to the basic filter cell of Fig. 1, obtained by the *Agilent Momentum* commercial software. The phase is -90° at the resonant frequency, $f_0=3\text{GHz}$.

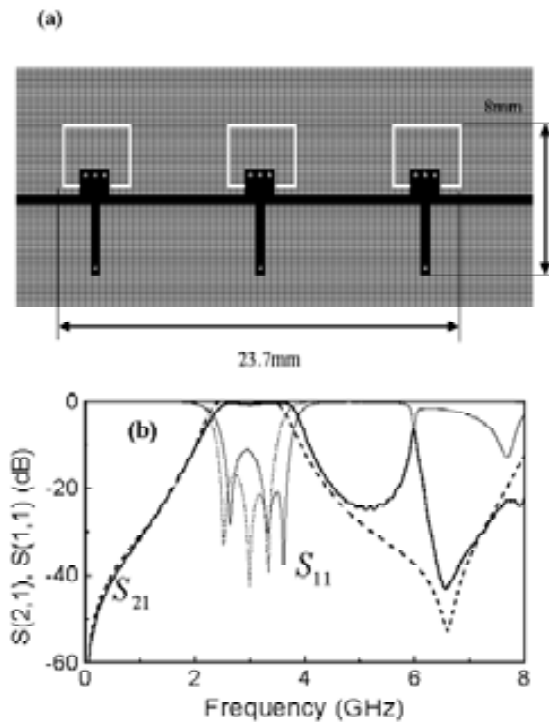


Fig. 3. Layout (a) and frequency response (b) of the fabricated (solid line) and simulated (dash line) band pass filter.

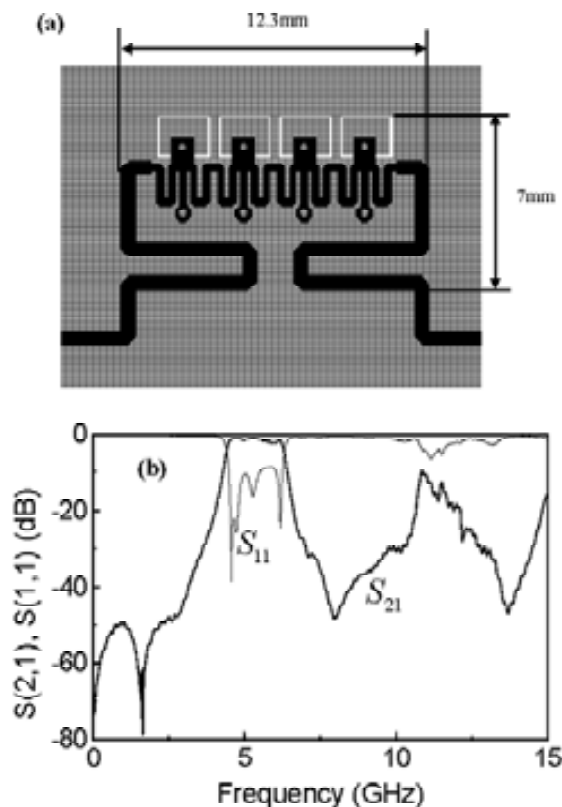


Fig. 4. Layout (a) and measured frequency response (b) of the fabricated band pass filter with meander lines and an additional transmission zero.

ACKNOWLEDGEMENT

This work has been supported by MEC by project contract TEC2004.04249.CO2.01. The authors are in debt to Ricard Pineda (Omicron Circuits s.l.) for the fabrication of the prototypes.

REFERENCES

- [1] D.G. Swanson, R. Forsk and R.J.I. Nilsson, "A 10GHz thin film lumped element high temperature superconductor filter", in *1992 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 1191-1193, Piscataway, NJ, June 1992.
- [2] L. Zhu and K. Wu, "Accurate circuit model of interdigital capacitor and its application to design of new quasi-lumped miniaturized filters with suppression of harmonic resonance", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, pp. 347-356, March 2000.
- [3] W. Menzel, "A novel miniature suspended stripline filter", in *33rd European Microwave Conference Digest*, pp. 1047-1050, October 2003, Munich (Germany).
- [4] J. Bonache, F. Martín, F. Falcone, J. García, I. Gil, T. Lopetegui, M.A.G. Laso, R. Marqués, F. Medina, M. Sorolla, "Super compact split ring resonators CPW band pass filters", *IEEE-MTT International Microwave Symposium Digest*, Fort Worth (TX), USA, pp. 1483-1486, June 2004.
- [5] C. Person, A. Sheta, J. Oupes, S. Toutain, "Design of high performance band pass filters by using multilayer thick film technology", in *Proc. 24th European Microwave Conf., Cannes (France)*, Sept. 1994, vol. 1, pp. 446-471.
- [6] J.T. Kuo and M. Jiang, "Suppression of spurious resonance for microstrip band pass filters via substrate suppression", in *Asia Pacific Microwave Conf.*, Kyoto (Japan), 2002, pp.497-500.
- [7] M. Le Roy, A. Perennec, S. Toutain, L.C. Calvez, "Continuously varying coupled transmission lines applied to design band pass filters", *Int. J. RF Microwave Computer Aided Eng.*, vol. 12, pp. 288-295, May 2002.
- [8] J.T. Kuo and W. Hsu, "Parallel coupled microstrip filters with suppression of harmonic response", *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 12, pp. 383-385, Oct. 2002.
- [9] T. Lopetegui, M.A.G. Laso, J. Hernández, M. Baccicco, D. Benito, M.J. Garde, M. Sorolla and M. Guglielmi, "New microstrip wiggly-line filters with spurious passband suppression", *IEEE Transaction on Microwave Theory Tech.*, vol. 49, pp 1593-1598, Sep. 2001.
- [10] J. García-García, J. Bonache, F. Falcone, I. Gil, J.D. Baena, T. Lopetegui, M.A.G. Laso, F. Martín, R. Marqués, A. Marcotegui, M. Sorolla, "Spurious passband suppression in microwave filters by means of sub-wavelength resonant structures", *34th European Microwave Conference*, vol. II, pp. 577-580, Amsterdam, October 2004.
- [11] Y-S. Lin, W-C. Ku, C-H. Wang and C.H. Chen, "Wideband coplanar waveguide bandpass filters with good stopband rejection", *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 14, pp. 422-424, September 2004.
- [12] J. Bonache, F. Martín, I. Gil, J. Garcia-Garcia, R. Marqués and M. Sorolla, "Microstrip Bandpass Filters with Wide Bandwidth and Compact Dimensions", *Microwave and Optical Technology Letters*, accepted, August 20, 2005 issue.
- [13] J-S. Hong and M.J. Lancaster, *Microstrip filters for RF/microwave applications*, John Wiley, New York (USA), 2001.

On the Electrical Characteristics of Complementary Metamaterial Resonators

Jordi Bonache, *Student Member, IEEE*, Marta Gil, *Student Member, IEEE*,
Joan García-García, *Member, IEEE*, and Ferran Martín, *Member, IEEE*

Abstract—In this letter, a method to obtain the electrical characteristics of complementary split ring resonators (CSRRs) coupled to planar transmission lines is presented. CSRRs have been recently proposed by some of the authors as new constitutive elements for the synthesis of metamaterials with negative effective permittivity, and they have been applied to the fabrication of metamaterial-based circuits in planar technology. The method provides the electrical characteristics of CSRRs (including the intrinsic resonant frequency and the unloaded Q -factor), as well as the coupling capacitance between line and CSRRs, and the parameters of the host line. Parameter extraction from the proposed method is applied to two different structures corresponding to the basic cells of left handed (LH) and negative permittivity lines. The method is of actual interest for the design of microwave circuits and metamaterials based on these complementary resonant particles.

Index Terms—Complementary split ring resonators (CSRRs), metamaterials, microstrip technology.

I. INTRODUCTION

RECENTLY, complementary split ring resonators (CSRRs) (see Fig. 1) have been proposed as new constitutive elements for the synthesis of negative permittivity and left handed (LH) metamaterials in planar configuration [1], [2]. As explained in [1], CSRRs are the dual counterparts of split ring resonators (SRRs), also depicted in Fig. 1, which were proposed by Pendry in 1999 [3], and later used for the first experimental verification of LH [4]. From duality, it follows that whereas an array of SRRs exhibits a negative effective permeability if it is properly illuminated (a significant component of the magnetic field parallel to the rings axis is required), CSRRs are the constitutive bricks for the synthesis of negative permittivity media based on resonant elements (other nonresonant elements such as metallic wires and hollow metallic waveguides have been alternatively used for the implementation of artificial structures with negative permittivity [5], [6]). Also from duality, we can conclude that the dominant (although not exclusive) driving mechanism for CSRRs excitation is electric coupling (the electric field must be applied in the axial direction). Due to cross polarization effects, CSRRs/SRRs can also be driven by a time varying magnetic/electric field applied in the particle plane (where a magnetic/electric dipole is present). However, it has been experimentally verified that this mechanism is soft as compared to the application of the appropriate field

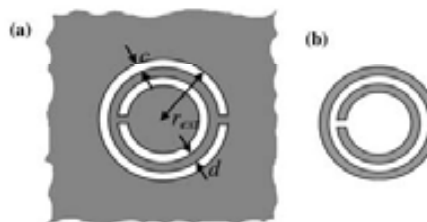


Fig. 1. Topologies of the (a) CSRR and (b) SRR, and relevant dimensions. Metal regions are depicted in grey.

(electric/magnetic) in the axial direction [7]. Therefore, for the implementation of planar microwave circuits and metamaterials based on these resonant elements, their orientation is fundamental. Specifically, for CSRR-based transmission lines CSRRs must be etched either in the conductor strip (provided there is space enough) or in the ground plane (where the electric field is maximum). In microstrip technology, it has been demonstrated that one-dimensional LH metamaterials may be synthesized by etching CSRRs in the ground plane and series capacitive gaps in the conductor strip [2]. These structures have been improved (by introducing additional elements) and they have been applied to the design of compact planar filters with high performance and controllable characteristics [8], [9]. Also, it has been demonstrated by the authors that CSRRs can be efficiently applied to the suppression of spurious bands in planar circuits [10], [11].

Due to their small electrical size, the impact of CSRRs (or other related metamaterial particles) on microwave circuit and filter design may be significant in the future. In this regard, the development of practical methods to infer the electrical characteristics of CSRRs and hence to aid device design is very important. Analytical models able to provide the equivalent inductance and capacitance of both SRRs and CSRRs have been proposed [7], [12]. However, these models are valid under some restrictive conditions, not always of validity in practical situations. For instance, the presence of a metallic plate or metallic inclusions on the opposite substrate side (to give an example) affects the resonance frequency, and has not been taken into account in the analysis of [7] and [12]. Nevertheless, these models provide a reasonable estimation of the electrical parameters of SRRs and CSRRs etched in planar transmission media, and the results of the models have been used by the authors in previous works to start up their designs (final layouts have been obtained through optimization algorithms). In this framework, the technique proposed in this letter to experimentally determine the electrical characteristics of transmission lines loaded with CSRRs is of practical interest.

Manuscript received April 24, 2006; revised May 15, 2006. This work was supported by Spain-MEC under Project TEC2004-04249-C02-01 and by UAB-CIRIT under Project PNL2004-22.

The authors are with the Department of Electronic Engineering, Universitat Autònoma de Barcelona, Barcelona 08193, Spain (e-mail: ferran.martin@uab.es).

Digital Object Identifier 10.1109/LMWC.2006.882400

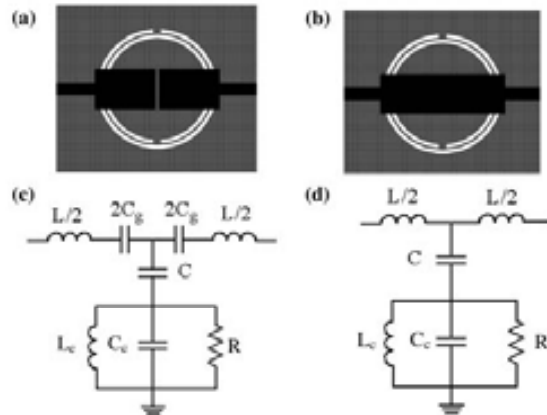


Fig. 2. Topologies of the basic cells for the (a) LHM and (b) negative permittivity lines. In (c) and (d) are depicted the equivalent circuit models of (a) and (b), respectively.

II. DESCRIPTION OF THE TECHNIQUE

The technique is based on the equivalent circuit model of a CSRR-loaded transmission line. We have considered a negative permittivity as well as a LH microstrip line (gap capacitors are required in the latter case). The corresponding models have been reported in [7], but they have been reproduced here for clarity and completeness. (Fig. 2). As long as the electrical size of the CSRRs is small, the structures can be described by means of lumped elements. In these models, L is the line inductance, C_g is the gap capacitance and C is the coupling capacitance between the line and the CSRR. The resonator is described by means of a parallel tank, C_c and L_c being the reactive elements and R accounting for losses. In view of the models, if losses are neglected (this is reasonable in a first order approximation), two characteristic frequencies can be identified: the frequency that nulls the shunt impedance (transmission zero frequency, f_z) and the frequency that nulls the shunt admittance (which obviously coincides with the intrinsic resonant frequency of the CSRR, f_o). These frequencies are given by the following expressions:

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

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_c C_c}} \quad (2)$$

and they can be experimentally determined, or obtained through full wave electromagnetic simulation. At f_z a notch in the transmission coefficient is expected and this frequency can be accurately measured. To obtain f_o , a representation of the transmission coefficient on a Smith Chart is required. At this frequency the shunt path to ground is opened, and the input impedance seen from the ports is solely formed by the series elements of the structure (L , for the negative permittivity line, and L and C_g for the LH line) and the resistance of the opposite port (50Ω). Therefore, f_o is given by the intersection between the measured (or simulated) S_{11} curve and the unit normalized resistance circle. From this result we can also obtain the impedance of the series elements at that frequency. This gives directly the value of L for the negative permittivity line. For the LH line, L can be independently estimated from a transmission line calculator, or from the value extracted for the negative permeability

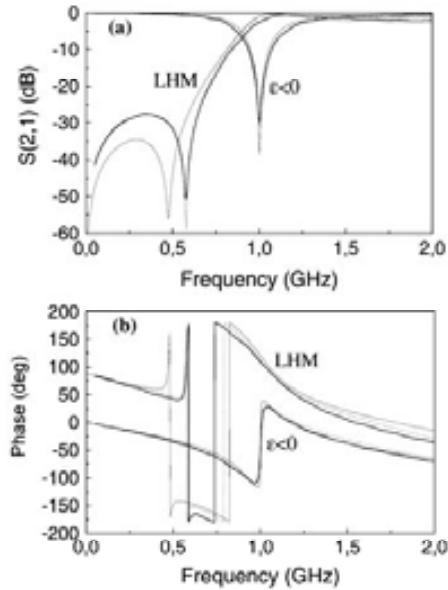


Fig. 3. (a) Magnitude and (b) phase of the transmission coefficient for the structures shown in Fig. 2. Measurement, electromagnetic simulation, and electrical simulation are depicted in bold, thin and dashed lines, respectively.

line, corrected by the presence of the gap, whereas C_g can be determined by adjusting its value to fit the impedance inferred from simulation or experiment.

Expressions (1) and (2) are dependent on three parameters. Therefore, we cannot directly obtain the element values of the CSRR (as desired) and the coupling capacitance. To this end, we need an additional condition, namely:

$$Z_s(j\omega_{\pi/2}) = -Z_p(j\omega_{\pi/2}) \quad (3)$$

where $Z_s(j\omega)$ and $Z_p(j\omega)$ are the series and shunt impedance of the T-circuit model of the structure, respectively, and $\omega_{\pi/2}$ is the angular frequency where the phase of the transmission coefficient (which is a measurable quantity) is $\phi(S_{21}) = \pi/2$. Thus, from (1)–(3) we can determine the three reactive element values that contribute to the shunt impedance. To determine R , this parameter is swept till electrical simulations and measured frequency responses agree. In practice, this parameter is determined with good accuracy from the transmission coefficient of the negative permittivity structure, since the rejection level is very sensitive to this parameter. From it, the unloaded Q-factor is merely given by $Q = R\omega_o C_c$.

III. ILLUSTRATIVE RESULTS

In order to demonstrate the viability of the proposed technique, we have applied it to the determination of the electrical parameters of the single cell CSRR-loaded microstrip lines of Fig. 2. The structures have been fabricated on the Rogers RO3010 substrate (dielectric constant $\epsilon_r = 10.2$, thickness $h = 1.27$ mm and $\tan \delta = 0.0023$) by means of a LPKF HF100 drilling machine. CSRR dimensions are $c = 0.33$ mm, $d = 0.19$ mm and $r_{ext} = 5.65$ mm, gap separation and width are 0.30 mm and 3.85 mm, respectively, and the width of the access lines is 1.15 mm. In Fig. 3 are depicted the simulated (using Agilent Momentum) and measured (through the Agilent 8720ET

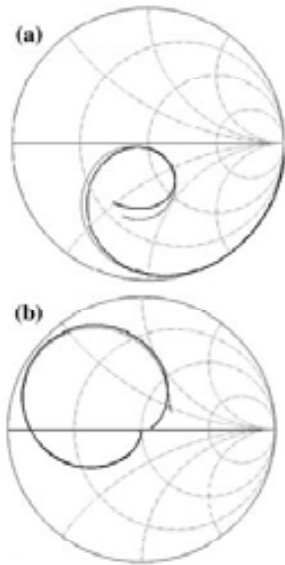


Fig. 4. Representation of the measured (grey) and electrically simulated (black) reflection coefficients for the (a) LHM and (b) negative permittivity structures of Fig. 2 on a Smith Chart.

TABLE I
EXTRACTED ELEMENT PARAMETERS FOR THE STRUCTURES SHOWN IN FIG. 2

	C_s (pF)	L (nH)	C (pF)	C_e (pF)	L_s (nH)	R (K Ω)
LH	1.27	4.96	19.58	4.01	3.22	1.39
$\epsilon < 0$	---	5.08	4.43	4.06	2.98	1.39

vector network analyzer) transmission coefficients (magnitude and phase), whereas in Fig. 4 are represented the experimental reflection coefficients on a Smith Chart. The slight discrepancy between electromagnetic simulation and measurement for the LHM structure is attributed to fabrication related tolerances. Following the procedure described in the previous section, we have obtained the relevant frequencies as well as the electrical parameters for both structures by using the experimental data (the results are summarized in Table I).

From these element values, we have obtained the electrical simulation of the frequency responses (by using Agilent ADS) of the structures. The results are also included in Figs. 3 and 4. Very good agreement between measurements and electrical simulations has been obtained in all the cases, which is indicative of the validity of both the model and the proposed method for parameter extraction. The value of R gives an unloaded Q -factor for the rings of $Q = 51$, which is reasonable. It is also interesting to mention that the coupling capacitance, C , significantly differs in both structures. This is expected due to the presence of the gap in the LH cell, which has the effect of enhancing this capacitance. Ring parameters, L_s and C_e , also differ, but the discrepancy is small and it can be attributed to the fact that in the LH structure, part of the conductor strip was removed to create the series gap.

IV. CONCLUSION

In conclusion, an experimental method to determine the electrical parameters of microstrip lines loaded with CSRRs has been proposed. The method has been used to extract the electrical parameters in two different structures: a LH cell and a negative permittivity cell. From the extracted parameters, very good agreement between measurement and electrical simulation has been found. The method can also be applied to nonresonant metamaterial transmission lines (as described in [13]), where C is absent and hence the transmission zero is at the origin.

REFERENCES

- [1] F. Falcone, T. Lopetegui, J. D. Baena, R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, "Effective negative- ϵ stop-band microstrip lines based on complementary split ring resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 6, pp. 280–282, Jun. 2004.
- [2] F. Falcone, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, J. D. Baena, J. Bonache, R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, "Babinet principle applied to the design of metasurfaces and metamaterials," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 93, pp. 197401–4, Nov. 2004.
- [3] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 11, pp. 2075–2084, Nov. 1999.
- [4] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, pp. 4184–4187, 2000.
- [5] R. Marqués, J. Martel, F. Mesa, and F. Medina, "Left handed media simulation and transmission of EM waves in sub-wavelength SRR-loaded metallic waveguides," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 89, p. 183901 (1–4), 2002.
- [6] R. Marqués, J. Martel, F. Mesa, and F. Medina, "A new 2D isotropic left handed metamaterial design: Theory and experiment," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 35, pp. 405–408, 2002.
- [7] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martín, R. Marqués, F. Falcone, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, J. García-García, I. Gil, M. Flores, and M. Sorolla, "Equivalent circuit models for split ring resonators and complementary split ring resonators coupled to planar transmission lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 4, pp. 1451–1461, Apr. 2005.
- [8] J. Bonache, I. Gil, J. García-García, and F. Martín, "New microstrip filters based on complementary split rings resonators," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 1, pp. 265–271, Jan. 2006.
- [9] J. Bonache, F. Martín, I. Gil, J. García-García, R. Marqués, and M. Sorolla, "Microstrip bandpass filters with wide bandwidth and compact dimensions," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 46, pp. 343–346, Aug. 2005.
- [10] J. García-García, F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, I. Gil, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, M. Sorolla, and R. Marqués, "Spurious passband suppression in microstrip coupled line band pass filters by means of split ring resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 9, pp. 416–418, Sep. 2004.
- [11] J. García-García, F. Martín, E. Amat, F. Falcone, J. Bonache, I. Gil, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, A. Marcotegui, M. Sorolla, and R. Marqués, "Microwave filters with improved stop band based on sub-wavelength resonators," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 6, pp. 1997–2006, Jun. 2005.
- [12] R. Marqués, F. Mesa, J. Martel, and F. Medina, "Comparative analysis of edge and broadside couple split ring resonators for metamaterial design. Theory and Experiment," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 10, pp. 2572–2581, Oct. 2003.
- [13] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*. New York: Wiley, 2005.

Publicaciones del autor

Artículos en revistas

1. F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, M. Sorolla, "New periodic-loaded photonic bandgap coplanar waveguide with complete spurious passband suppression", *IEEE Microwave and Wireless Components Lett.*, vol. 12 (11), pp. 435-437 (2002).
2. F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, M. Coderch and M. Sorolla, "Periodic-loaded sinusoidal patterned electromagnetic bandgap coplanar waveguides", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 36(3), pp. 181-184 (2003).
3. F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, M. Sorolla, "Analysis of the reflection properties in electromagnetic bandgap coplanar waveguides loaded with reactive elements", *J. Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 17, pp. 1319-1322, 2003.
4. F. Martín, J.L. Carreras, J. Bonache, F. Falcone, T. Lopetegi, M.A.G. Laso and M. Sorolla, "Frequency tuning in electromagnetic bandgap nonlinear transmission lines", *Electronics Letters*, vol. 39(5), pp.440-442 (2003).
5. F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, J.L. Carreras, M. Sorolla, "New electromagnetic bandgap nonlinear coplanar waveguides", *Microwave and Optical Technology Lett.*, vol. 37, pp. 397-401 (2003).
6. F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, M.A.G. Laso, T. Lopetegi, M. Sorolla, "Dual electromagnetic bandgap CPW structures for filter applications", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, pp. 393-395 (2003).
7. F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, M.A.G. Laso, T. Lopetegi, M. Sorolla, "New CPW low pass filter based on a slow wave structure", *Microwave and Optical Technology Lett.*, vol. 38 pp. 190-193 (2003).
8. F. Martín, J. Bonache, I. Gil, F. Falcone, T. Lopetegi, M.A.G. Laso and M. Sorolla, "Compact spurious free CPW band pass filters based on electromagnetic bandgap structures", *Microwave and Optical Technology Lett*, vol. 40, pp. 146-148, January 2004.
9. F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, R. Marqués and M. Sorolla, "A new split ring resonator based left handed coplanar waveguide", *Appl. Phys. Lett.*, vol. 83, pp. 4652-4654, December 2003.
10. F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, T. Lopetegi, R. Marqués and M. Sorolla, "Miniaturized CPW stop band filters based on multiple tuned split ring resonators" *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, pp. 511-513, December 2003.
11. F. Falcone, F. Martín, J. Bonache, R. Marqués and M. Sorolla, "Coplanar waveguide structures loaded with split ring resonators", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 40, pp. 3-6, January 2004.
12. F. Falcone, F. Martín, J. Bonache, R. Marqués, T. Lopetegi and M. Sorolla, "Left handed coplanar waveguide band pass filters based on bi-layer split ring resonators", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, pp. 10-12, January 2004.
13. J. García-García, J. Bonache, F. Falcone, J.D. Baena, F. Martín, I. Gil, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, A. Marcotegui, R. Marqués and M. Sorolla, "New stepped-impedance low pass filters with spurious passband suppression", *Electronics Letters*, vol. 40, pp. 881-883, July 2004.

14. J. García-García, F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, I. Gil, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, M. Sorolla, R. Marqués, “Spurious passband suppression in microstrip coupled line band pass filters by means of split ring resonators”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, pp- 416-418, September 2004.
15. F. Falcone, F. Martín, J. Bonache, M.A.G. Laso, J. García-García, J.D. Baena, R. Marqués, M. Sorolla, “Stop band and band pass characteristics in coplanar waveguides coupled to spiral resonators”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 42, pp. 386-388, September 2004.
16. F. Martín, J. Bonache, F. Falcone, J. García-García, J. Martel, R. Marqués and M. Sorolla, “Application of metamaterials to the design of planar microwave filters” *Atti della Fondazione Ronchi*, Anno LX, pp. 1-6, 2005.
17. T. Lopetegi, M.A.G. Laso, F. Falcone, F. Martín, J. Bonache, L. Pérez-Cuevas, M. Sorolla, “Microstrip wiggly line band pass filters with multispurious rejection”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, pp.531-533, November 2004.
18. F. Falcone, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, J.D. Baena, J. Bonache, R. Marqués, F. Martín, M. Sorolla, “Babinet principle applied to the design of metasurfaces and metamaterials”, *Phys. Rev. Lett.*, vol. 93, p 197401, November 2004.
19. J.D. Baena, J. Bonache, F. Martín, R. Marqués, F. Falcone, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, J. García, I Gil and M. Sorolla, “Equivalent circuit models for split ring resonators and complementary split rings resonators coupled to planar transmission lines”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 1451-1461, April 2005.
20. J. García-García, J. Bonache, I. Gil, F. Martín, R. Marqués, F. Falcone, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, M- Sorolla, “Comparison of electromagnetic bandgap and split rings resonator microstrip lines as stop band structures”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 44, pp. 376-379, February 2005.
21. I. Gil, J. García-García, J. Bonache, F. Martín, M. Sorolla, R. Marqués, “Varactor-loaded split rings resonators for tuneable notch filters at microwave frequencies”, *Electronics Letters*, vol. 40, pp. 1347-1348, October 2004.
22. J. García-García, F. Martín, E. Amat, F. Falcone, J. Bonache, I. Gil, T. Lopetegi, Miguel A.G. Laso, A. Marcotegui, M. Sorolla and Ricardo Marqués, “Microwave Filters with Improved Stop Band based on Sub-wavelength Resonators”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 1997-2006, June 2005.
23. I. Gil, J. Bonache, J. García-García and F. Martín, “Application of active electromagnetic bandgaps to the design of tunable resonators in CPW technology”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 45, pp. 229-232, May 2005.
24. J. Bonache, F. Martín, F. Falcone, J. García-García, I. Gil, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, R. Marqués, F. Medina and M. Sorolla, “Compact CPW band pass filter at S-band”, *Microwave Opt. Technology letters*, Vol. 46, pp. 33-35, July 2005.
25. J. Bonache, I. Gil, J. García-García and F. Martín, “Complementary split rings resonator for microstrip diplexer design”, *Electronics Letters*, vol. 41, pp. 810-811, July 2005.
26. J. Bonache, F. Martín, J. García-García, I. Gil, R. Marqués and M. Sorolla, “Ultra wide band pass filters (UWBPF) based on complementary split rings resonators”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 46, pp.283-286, August 2005.
27. J. Bonache, F. Martín, I. Gil, J. García-García, R. Marqués and M. Sorolla, “Microstrip Bandpass Filters with Wide Bandwidth and Compact Dimensions”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 46, pp. 343-346, August 2005.

28. J. Bonache, F. Falcone, J.D. Baena, T. Lopetegi, J. García-García, M.A.G. Laso, I. Gil, A. Marcotegui, R. Marqués, F. Martín and M. Sorolla, "Application of complementary split rings resonators to the design of compact narrow band pass structure in microstrip technology" *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 46, pp. 508-512, September 2005.
29. J. Bonache, I. Gil, J. García-García, F. Martín, "Novel Microstrip Band Pass Filters Based on Complementary Split Rings Resonators", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, pp. 265-271, January 2006.
30. J. Bonache, I. Gil, J. García-García and F. Martín, "Complementary Split Rings Resonators (CSRRs): towards the miniaturization of microwave device design", *Journal Computational Electronics*, vol. 5, pp. 193-197, (2006).
31. M. Gil, J. Bonache, I. Gil, J. García-García and F. Martín, "On the transmission properties of left handed microstrip lines implemented by complementary split rings resonators", *Int. Journal Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, vol. 19, pp 87-103, 2006.
32. I. Gil, J. Bonache, J. García-García, F. Martín "Tunable Metamaterial Transmission Lines Based on Varactor Loaded Split Rings Resonators", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, pp. 2665-2674, June 2006.
33. E. Jarauta, M.A.G. Laso, T. Lopetegi, F. Falcone, M. Beruete, J.D. Baena, A. Marcotegui, J. Bonache, J. García, R. Marqués and F. Martín, "Novel microstrip backward coupler with metamaterial cells for fully planar fabrication techniques", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, pp. 1205-1209, June 2006.
34. J. García-García, J. Bonache, I. Gil, F. Martín, M.C. Velazquez-Ahumada and J. Martel, "Miniaturized microstrip and CPW filters using coupled metamaterial resonators", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, pp. 2628-2635, June 2006.
35. M. Gil, J. Bonache, I. Gil, J. García-García and F. Martín, "Miniaturization of planar microwave circuits by using resonant-type left handed transmission lines", *IEE Proceedings Microwave Antennas and Propagation*, aceptado.
36. J M. Flores, F. Falcone, T. Lopetegi, J. D. Baena, M. A. G. Laso, J. Bonache, J. García J. A. Marcotegui, F. Martín, R. Marqués and M. Sorolla, "Forward and Backward Leaky Wave Radiation in Split Ring Resonator based Metamaterials", *IEE Proceedings Microwave Antennas and Propagation*, aceptado.
37. J. Bonache, M. Gil, I. Gil, J. Garcia-García and F. Martín, "On the electrical characteristics of complementary metamaterial resonators", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16 (10), pp. 543-545, Oct. 2006.
38. I Gil, J. Bonache, M. Gil, J. García-García, F. Martín and R. Marqués, "Accurate circuit analysis of resonant type left handed transmission lines with inter-resonator's coupling", *J. Appl. Phys.*, aceptado.
39. I. Gil, J. Bonache, M. Gil, J. García-García, F. Martín, "On the left handed and right handed transmission properties of microstrip lines loaded with complementary split rings resonators", *Microwave and Optical Technology Letters*, aceptado.
40. M. Gil, I. Gil, J. Bonache, J. García-García and F. Martín, "Metamaterial transmission lines with extreme impedance values", *Microwave and Optical Technology Letters*, aceptado.
41. J. Martel, J. Bonache, R. Marqués, F. Martín and F. Medina, "Design of Wide-band Semi-lumped Bandpass Filters Using Open Split Ring Resonators", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, aceptado.

42. J. García-García, J. Bonache and F. Martín, "Application of electromagnetic bandgaps (EBGs) to the design of ultra wide band pass filters (UWBPFs) with good out-of-band performance", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, aceptado.
43. M. Gil, J. Bonache, J. Selga, J. García-García, F. Martín, "Broadband resonant type metamaterial transmission lines", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, enviado.
44. J. Bonache, I. Gil, J. García-García and F. Martín, "Compact Microstrip Band-pass Filters based on Semi-lumped Resonators", *IEE. Proc. Microwaves antennas and propagation*. enviado.

Publicaciones en congresos internacionales

1. F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, Txema Lopetegi, Miguel A.G. Laso and Mario Sorolla, "New PBG nonlinear distributed structures: application to the optimization of millimeter wave frequency multipliers", Int. Conf. Infrared Millimeter Waves, Conference Digest, pp. 59-60, Edited by R.J. Tempkin, San Diego (USA), September 2002. Sponsored by IEEE-MTT
2. Francisco Falcone, Ferran Martín, Jordi Bonache, Txema Lopetegi, Miguel A.G. Laso and Mario Sorolla "PBG RESONATOR IN COPLANAR WAVEGUIDE TECHNOLOGY", Int. Conf. Infrared Millimeter Waves, Conference Digest, pp.355-356, Editor by R.J. Tempkin, San Diego (USA), September 2002. Sponsored by IEEE-MTT.
3. F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, T. Lopetegi, M.A.G. Laso and M. Sorolla, "A novel photonic band gap CPW periodically loaded with reactive elements", Proc. Microwave Technology and Techniques Workshop, pp. 131-138. Organized by European Space Agency (ESA), Noordwijk, Netherlands, 8-9 october 2002.
4. F. Falcone, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, F. Martín, J. Bonache and M. Sorolla, "Application of photonic band gap structures for the implementation of band pass filters in coplanar waveguide technology", Proc. Microwave Technology and Techniques Workshop, pp. 139-144. Organized by European Space Agency (ESA), Noordwijk, Netherlands, 8-9 october 2002.
5. F. Falcone, F. Martín, J. Bonache, T. Lopetegi, M.A.G. Laso and M. Sorolla, "New CPW filters based on a double periodic structure", Proc. of the 3rd ESA Workshop on Millimetre Wave Technology and Applications: circuits, systems and measurement techniques, pp. 471-475, Organized by European Space Agency (ESA), Espoo, Finland, 21-23 may, 2003.
6. F. Martín, J. Bonache, I. Gil, F. Falcone, T. Lopetegi, M.A.G. Laso and M. Sorolla, "New capacitively coupled resonator band pass filters based on electromagnetic bandgaps", Proceeding of the International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, ICEAA, 2003, pp. 663-666, 8-12 september 2003, Torino (Italy). Organized by IEEE and URSI. **Invited.**
7. F. Falcone, F. Martín, J. Bonache, Miguel A. G. Laso, Txema Lopetegi and Mario Sorolla "Implementation of Coplanar Waveguide Low Pass Filters by Using Electromagnetic Band-Gap Structures" (PIERS 2003), Oct., 13-16, 2003 in Hawaii, USA.
8. F. Martín, F. Falcone, R. Marqués, J. Bonache and M. Sorolla "Transmission Characteristics in Split Ring Resonator Based Left-Handed Coplanar Waveguides" (PIERS 2003), Oct., 13-16, 2003 in Hawaii, USA.
9. F. Falcone, F. Martín, J. Bonache, J. Martel, R. Marqués, T. Lopetegi, MAG Laso and M. Sorolla, "Implementation of Negative mu structures in Microstrip Technology", 28th International Conference on Infrared and Millimeter Waves Conference Digest, pp. 349-350, Sept. 29-Oct. 4, 2003, Shiga, Japan. Sponsored by IEEE-MTT.

10. F. Falcone, F. Martín, J. Bonache, T. Lopetegi, M.A.G. Laso and M Sorolla, "Enhanced doubly-periodic Electromagnetic Bandgap Filter in Coplanar Waveguide Technology", 28th International Conference on Infrared and Millimeter Waves Conference Digest, pp. 437-438, Sept. 29-Oct. 4, 2003, Shiga, Japan. Sponsored by IEEE-MTT.
11. F. Falcone, F. Martin, J. Bonache, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, M. Sorolla, " Analysis of Doubly Periodic Electromagnetic Bandgap Filters in Coplanar Waveguide Technology", Proceedings of the 9th International Symposium on Microwave and Optical Technology, Aug.11-Aug.15, 2003, Ostrava, Czech Republic
12. F. Falcone, F. Martín, J. Bonache, T. Lopetegi, M.A.G Laso and M. Sorolla, "Multiple Tuned continuous Electromagnetic Bandgap Structures in coplanar waveguide technology", Proceedings of the 9th International Symposium on Microwave and Optical Technology, Aug.11-Aug.15, 2003, Ostrava, Czech Republic.
13. F. Falcone, F. Martín, R. Marqués, J. Martel, J. Bonache, T. Lopetegi, M.A.G Laso and M. Sorolla, " Implementation of Negative mu medium in Coplanar Waveguide technology", Proceedings of the 9th International Symposium on Microwave and Optical Technology, Aug.11-Aug.15, 2003, Ostrava, Czech Republic.
14. Francisco Falcone, Txema Lopetegi, Miguel A. G. Laso, Ferran Martín, Jordi Bonache, Ricardo Marqués, and Mario Sorolla, "Electromagnetic band gaps in planar microwave technology", International Workshop on Optical properties of complex materials over different length scales, July 7-11, 2003, San Sebastian (Spain). **Invited**. Organized by Donosti Int. Physics Center (DIPC).
15. Francisco Falcone, Txema Lopetegi, Ferran Martín, Jordi Bonache, Ricardo Marqués, and Mario Sorolla "Novel metamaterial configurations in microwave and millimeter wave planar technology", International Workshop on Optical properties of complex materials over different length scales, July 7-11, 2003, San Sebastian (Spain). Organized by Donosti Int. Physics Center (DIPC).
16. F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, R. Marqués and M. Sorolla, "Modelling and simulation of coplanar waveguide structures loaded with split ring resonators", Proceedings of the 14th Workshop on Modelling and Simulation of Electron Devices", pp. 105-107, Barcelona, October, 2003.
17. J. Bonache, F. Martín, J. García-García, F. Falcone, T. Lopetegi, M. Sorolla, J. Martel, R. Marqués, "Periodic rejection band structures in sub-wavelength regime", Proceedingg (extended papers) of the 2004 Progress in Electromagnetic Research Symposium PIERS 2004), p. 421, Pisa (Italy), march 2004.
18. J. Bonache, F. Martín, F. Falcone, J. García, I. Gil, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, R. Marqués, F. Medina, M. Sorolla, "Super compact split ring resonators CPW band pass filters", IEEE-MTT International Microwave Symposium Digest, Fort Worth (TX), USA, pp. 1483-1486, June 2004, aceptado como **Long regular paper**.
19. F. Martín, F. Falcone, T. Lopetegi, J. Bonache, M.A.G. Laso, J. D. Baena, J. García-García, R. Marqués, and M. Sorolla, " Application of split rings resonators and related structures to the miniaturization of planar microwave circuits" Proc. Microwave Technology and Techniques Wokshop, pp. 31-38. Organized by European Space Agency (ESA), Noordwijk, Nederlands, May 2004.
20. F. Martín, J. Bonache, F. Falcone, J. García-García, J. Martel, R. Marqués and M. Sorolla, "Application of metamaterials to the design of planar microwave filters", IX Workshop on Microwave Engineering Metamaterials and special materials for electromagnetic applications and Telecommunications, Roma, 5 April, 2004.
21. Francisco Falcone, Ferran Martin, Jordi Bonache, Txema Lopetegi, Miguel Ángel Gómez-Laso, Joan Garcia, Nacho Gil and Mario Sorolla "Electromagnetic Bandgap Structures in Planar Circuit Technology", Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society Symposium AP-S/URSI vol. 4, pp. 3545-3548, Monterrey, California, USA, June 2004.

22. Falcone, F.; Martin, F.; Bonache, J.; Baena, J.; Lopetegi, T.; Gomez-Laso, M.A.; Garcia-Garcia, J.; Ignacio Gil; Marques, R.; Sorolla, M, "Metamaterial configurations in coplanar waveguide technology" Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society Symposium AP-S/URSI vol. 4, pp. 3773-3776, Monterrey, California, USA, June 2004.
23. Ricardo Marqués, Juan Antonio Baena, Ferran Martín, Jordi Bonache, Francisco J. Falcone, Txema Lopetegi, Miguel Beruete, Mario Sorolla, "Left-Handed Metamaterial based on Dual Split Ring Resonators in Microstrip Technology", Proceedings of the 2004 International Symposium on Electromagnetic Theory (URSI-EMTS), pp. 1188-1190, Pisa, Italy, May 23-27, 2004
24. Francisco Falcone, Ferran Martin, Jordi Bonache, Juan Baena, Txema Lopetegi, Miguel Angel Gomez Laso, Joan Garcia, Ricardo Marqués and Mario Sorolla, "Implementation of Bandpass Filters based on Left-Handed Structures in Coplanar Waveguide Technology", Proceedings of the 27th ESA Antenna Technology Workshop on Innovative Periodic Antennas: Electromagnetic Bandgap, Left-handed Materials, Fractal and Frequency Selective Surfaces, pp. 535-540, Santiago, Spain, march 2004. Organized by European Space Agency (ESA)
25. María Flores, Francisco Falcone, Ferran Martin, Jordi Bonache, Juan Baena, Txema Lopetegi, Miguel Angel Gomez Laso, Miguel Beruete, J.A. Marcotegui, Joan Garcia, Ricardo Marqués and Mario Sorolla, "Radiation Phenomena in Coplanar Waveguide Metamaterial Structures" Proceedings of 27th ESA Antenna Technology Workshop on Innovative Periodic Antennas: Electromagnetic Bandgap, Left-handed Materials, Fractal and Frequency Selective Surfaces, pp. 75-80, Santiago, Spain, march 2004. Organized by European Space Agency (ESA)
26. Francisco Falcone, Ferran Martin, Jordi Bonache, Juan Baena, Miguel Beruete, Txema Lopetegi, Miguel Angel Gomez Laso, Joan Garcia, Ricardo Marqués and Mario Sorolla, "Application of Split Ring Resonator Particles in Planar Circuit Technology", Proceedings of the 27th ESA Antenna Technology Workshop on Innovative Periodic Antennas: Electromagnetic Bandgap, Left-handed Materials, Fractal and Frequency Selective Surfaces, pp. 529-534, Santiago, Spain, march 2004. Organized by European Space Agency (ESA)
27. Ferran Martín, Francisco Falcone, Jordi Bonache, Juan Baena, Txema Lopetegi, Ricardo Marqués, Mario Sorolla, "Demonstration of Left-handedness in coplanar waveguide technology", Proceedings of the 2004 Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS 2004), p. 565, Pisa (Italy), march 2004.
28. Francisco Falcone, Ferran Martín, Jordi Bonache, Juan Baena, Txema Lopetegi, Ricardo Marqués, Mario Sorolla, "Negative magnetic permeability media in planar microwave circuits", Proceedings of the 2004 Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS 2004), p. 566, Pisa (Italy), march 2004.
29. M. Flores, F. Falcone, F. Martín, J. Bonache, J.D. Baena, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, M. Beruete, J.A. Marcotegui, J. García, R. Marqués and M. Sorolla, "Radiation phenomena in left handed materials implemented in coplanar waveguide technology", Proceedings of the International Symposium in Antennas and Propagation- ISAP 2004, pp. 465-468, Sendai, Japan, August 2004.
30. F. Falcone, F. Martín, J. Bonache, J.D. Baena, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, J. García, I. Gil, J.A. Marcotegui, R. Marqués and M. Sorolla, "Metamaterial structures in coplanar waveguide technology", Proceedings of the International Symposium in Antennas and Propagation- ISAP 2004, pp. 461-464, Sendai, Japan, August 2004.
31. J. García-García, J. Bonache, F. Falcone, I. Gil, J.D. Baena, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, F. Martín, R. Marqués, A. Marcotegui, M. Sorolla, "SPURIOUS PASSBAND SUPPRESSION IN MICROWAVE FILTERS BY MEANS OF SUB-WAVELENGTH RESONANT STRUCTURES", 34th European Microwave Conference, vol. II, pp. 577-580, Amsterdam, October 2004. Organized by the European Microwave Association (EuMA).
32. J.D. Baena, J. Bonache, F. Martin, R. Marqués, F. Falcone, T. Lopetegi, M. Beruete, M.A.G. Laso, J. García-García, F. Medina, M. Sorolla, "Modified and complementary split ring resonators for

- metasurface and metamaterial design”, Proceedings of the 10th Conference on Complex Media and Metamaterials, Bianisotropics 2004, pp. 168-171, Ghent (Belgium), September 22-24, 2004.
33. F. Falcone, F. Martin, J. Bonache, J. Baena, T. Lopetegi, M.A. Gómez-Laso, J. García-García, I. Gil, J.A. Marcotegui, R. Marqués, M. Sorolla, “Split ring resonator-based metamaterials in microwave planar circuits”, Proceedings of the 10th Conference on Complex Media and Metamaterials, Bianisotropics 2004, pp. 264-267, Ghent (Belgium), September 22-24, 2004.
 34. M. Beruete, J.D. Baena, F. Falcone, I. Campillo, J.S. Dolado, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, J. Bonache, J. García-García, A. Marcotegui, F. Martín, R. Marqués, and M. Sorolla, "Subwavelength Hole Arrays and Split Ring Resonators Based Metasurfaces for Frequency Selective Surfaces", Conference Digest of the 2004 Joint 29th International Conference on Infrared and Millimeter Waves (IRMMW) and 12th International Conference on Terahertz Electronics”, pp. 97-98, Karlsruhe, Germany, 27 September-1 October 2004.
 35. E. Jarauta, M.A.G. Laso, T. Lopetegi, F. Falcone, M. Beruete, J.D. Baena, J. Bonache, I. Gil, J. García-García, A. Marcotegui, F. Martín, R. Marqués, and M. Sorolla "Metamaterial Microstrip Backward Couplers for Fully Planar Fabrication Techniques", Conference Digest of the 2004 Joint 29th International Conference on Infrared and Millimeter Waves (IRMMW) and 12th International Conference on Terahertz Electronics”, pp. 185-186, Karlsruhe, Germany, 27 September-1 October 2004.
 36. Jordi Bonache, Ferran Martín, Francisco Falcone, J.D. Baena, Txema Lopetegi, Joan García-García, Ignacio Gil, Miguel A.G. Laso, Mario Sorolla, Ricardo Marqués and A. Marcotegui, “Miniaturization of planar microwave filters by means of sub-wavelength resonators”, Int. Workshop on Microwave Filters, Organized by ESA and CNES, Toulouse (France), 13-15 September 2004.
 37. Ignacio Gil, Jordi Bonache, Joan García and Ferran Martín, “Tunable and spurious free photonic bandgap filters in planar technology”, Int. Workshop on Microwave Filters, Organized by ESA and CNES, Toulouse (France), 13-15 September 2004.
 38. J. Bonache, I. Gil, J. García-García, F. Martín, “Planar microwave filters based on metamaterials”, Proceedings of the 1st Workshop of the Metamorphose Network of Excellence, 24-26 november 2004, Lille (France) and Louvain la Neuve (Belgium).
 39. I Gil, J. Bonache, J. García-García, F. Martín and R. Marqués, “Tunable single negative (SNG) metamaterials” LATSIS Symposium, 28 February-2 March 2005, Lausanne (Switzerland).
 40. M. A. G. Laso, T. Lopetegi, F. Falcone, E. Jarauta, J. D. Baena, J. Bonache, J. García-García, J. Illescas, A. Marcotegui, F. Martín, R. Marqués, M. Sorolla, “Split Ring Resonators and Complementary Split Ring Resonators: Left-handed Lines and Applications in Microwave Planar Technology” Progress in electromagnetic Research Symposium (PIERS 2005), Hangzhou August 23-26.
 41. F. Falcone, J. Bonache, J.D. Baena, I. Gil, T. Lopetegi, M.A.G. laso, M. Beruete, J. García-García, R. Marqués, F. Martín, M. Sorolla, “Evolution of metamaterial structures in planar technology”, Proc. of the 1st International Seminar/Workshop on Metamaterials and Circuit Design based on Split Rings Resonators, Barcelona, 22 April, 2005.
 42. J. Bonache, I. Gil, J. García- García, F. Martín, “Complementary split rings resonators: towards the miniaturization of microwave device design”, 15th Workshop on Modelling and Simulation of Electron Devices (MSED 2005), pp. 47-48, Pisa (Italy), 4-5 July 2005.
 43. J. Bonache, I. Gil, J. García-García, F. Martín, “Band Pass Filters for Ultra Wideband Systems”, Proc. of the APS-URSI, Washington (USA), July 2005.
 44. I. Gil, J. Bonache, J. García-García F. Falcone and F. Martín, “Metamaterials in Microstrip Technology for Filter Applications”, Proc. of the APS-URSI, Washington (USA), July 2005.

45. J. Bonache, I. Gil, J. García-García, E. Jarauta and F. Martín, “Microwave diplexer based on complementary split rings resonators”, Proc. of the APS-URSI, Washington (USA), July 2005.
46. J. Bonache, I. Gil, J. García-García and F. Martín., “Microwave circuit design by using metamaterial concepts”, PECS-VI International Symposium on Photonic and Electromagnetic Crystal Structures, June 19-15, 2005, Crete (Greece).
47. F. Falcone, M. Beruete, J.D. Baena, M.A.G. Laso, T. Lopetegi, J. Bonache, F. Martín, R. Marques, M. Sorolla, “Coupling effects in left handed structures in coplanar waveguide technology”, Abstracts of the 2005 Workshop on Metamaterials for Microwave and Optical Technology, p. 62, San Sebastián (Spain), 18-20 July 2005.
48. J. Bonache, I. Gil, J. García-García and F. Martín, “NEW QUASI-LUMPED RESONATORS FOR COMPACT MICROSTRIP FILTER DESIGN”, Proc. 35th European Microwave Conference, pp. 13-16, Paris. October 2005.
49. I. Gil, J. Bonache, J. García-García, F. Martín and R. Marqués, “TUNABLE SPLIT RINGS RESONATORS FOR RECONFIGURABLE METAMATERIAL TRANSMISSION LINES”, Proc. 35th European Microwave Conference, pp. 905-908, Paris. October 2005 (**invited paper to a Focused Session**).
50. J. García-García, J. Bonache, I. Gil, F. Martín, M.C. Velázquez-Ahumada and J. Martel, “Efficient area reduction in microstrip cross-coupled resonator filters by using split rings resonators and spiral resonators”, Proc. 35th European Microwave Conference, pp. 1235-1238, Paris. October 2005.
51. I. Vendik, O. Vendik, D. Kholodnyak, S. Zubko, I. Kolmakov, I. Kolmakova, E. Serebryakova, I. Nefedov and S. Tretyakov, F. Martín, J. Bonache, J. García-García, I. Gil “Microwave Applications of Left/Right-handed Transmission Lines”, Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS 2006), Cambridge (MA).
52. M. Gil, I. Gil, J. Bonache, J. García and F. Martín, “Microwave circuit applications of resonant type left handed lines based on complementary split rings resonators”, Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS 2006), Tokio, Japan, August 2006, **Invited**.
53. I. Gil, M. Gil, J. Bonache, J. García and F. Martín, “Metamaterial transmission lines based on complementary split rings resonators: a review”, Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS 2006), Tokio, Japan, August 2006, **Invited**.
54. I. Gil, J. Bonache, M. Gil, J. García, F. Martín and R. Marqués, “Modeling Complementary-Split-Rings-Resonator (CSRR) left-handed lines with inter-resonator’s coupling” 13th IEEE Mediterranean Electrochemical conference (MELECON 2006), pp. 225-228 May 16-19, 2006. Torremolinos (Málaga), Spain.
55. J. Bonache, M. Gil, I. Gil, J. García-García and F. Martín, “Limitations and Solutions of Resonant-Type Metamaterial Transmission Lines for Filter Applications: the Hybrid Approach”, 2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 939-942, San Francisco (CA), USA, June 2006.
56. Marta Gil, Jordi Bonache, Ignacio Gil, Joan García-García and Ferran Martín, “Artificial Left-handed Transmission Lines for Small Size Microwave Components: Application to Power Dividers”, Proceedings of the 36th European Microwave conference (EuMC) 2006, pp. 1135-1138, Manchester, September 2006.
57. J. Bonache, J. Martel, I. Gil, M. Gil, J. García-García, F. Martín, I. Cairó and M. Ikeda, “Super compact (<math><1\text{cm}^2</math>) band pass filters with wide bandwidth and high selectivity at C-band”, Proceedings of the 36th European Microwave conference (EuMC) 2006, pp. 599-602, Manchester, September 2006.
58. I.B. Vendik, D.V. Kholodnyak, I.V. Kolmakova, P.V. Kapitanova, and E.V. Serebryakova, J. Bonache, I. Gil, J. García, M. Gil and F. Martín, “Applications of right/left handed and resonant type

left handed transmission lines for microwave circuit design”, Proceedings of the 36th European Microwave conference (EuMC) 2006, pp. 955-958, Manchester, September 2006. **Invited.**

59. I. Gil, J. Bonache, M. Gil, J. García and F. Martín, “On the left handed and right handed transmission properties of microstrip lines loaded with complementary split rings resonators”, Third Workshop on Metamaterials and Special Materials for Electromagnetic and TLC Applications, Rome, Italy, March 30-31, 2006, p. 33.
60. Marta Gil, Ignacio Gil, Jordi Bonache, Joan García-García and Ferran Martín, “Metamaterial transmission lines with extreme impedance values”, Third Workshop on Metamaterials and Special Materials for Electromagnetic and TLC Applications, Rome, Italy, March 30-31, 2006, p. 34.
61. M. Gil, J. Bonache, I. Gil, J. García-García and F. Martín, “Metamaterial transmission lines based on complementary split rings resonators: design and applications”, Mediterranean Microwave Symposium 2006, pp. 24-27, Génova (Italy), September 2006. **Invited.**
62. J. García-García, J. Bonache, I. Gil, F. Martín, “Wideband band pass filter design using coupling coefficients between sub-wavelength resonators”, International Workshop on Microwave Filters, organized by ESA and CNES, Toulouse, 16-18 October 2006. **Aceptado.**
63. J. Bonache, M. Gil, I. Gil, J. García-García and F. Martín, “Recent advances in resonant-type metamaterial transmission lines for planar filter design”, International Workshop on Microwave Filters, organized by ESA and CNES, Toulouse, 16-18 October 2006. **Aceptado.**
64. J. García-García, F. Aznar, M. Gil, J. Bonache and F. Martín, “Size reduction of SRRs for metamaterial and left handed media design”, Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS 2007), Beijing, China, March 2007. **Aceptado.**
65. M. Gil, J. Bonache, J. Selga, J. García-García and F. Martín, “High-pass filters implemented by composite right/left handed (CRLH) transmission lines based on complementary split rings resonators (CSRRs)”, Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS), Beijing, China, March 2007 (aceptado).
66. G. Sisó, J. Bonache, M. Gil, I. Gil, J. García-García and F. Martín, “Compact Rat-Race Hybrid based on Complementary Split Rings Resonators”, Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS), Beijing, China, March 2007 (aceptado).

Publicaciones en congresos nacionales

1. F. Martín, J. Bonache, F. Falcone, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, M. Sorolla, “Aplicaciones de estructuras PBG en tecnología coplanar”, Proc. XVII Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, URSI 2002, pp. 543-544, Universidad de Alcalà de Henares, 11-13 septiembre de 2002.
2. F. Falcone, F. Martín, J. Bonache, T. Lopetegi, M.A.G. Laso and M.Sorolla, “Implementación de Filtros Paso Bajo EBG de doble periodicidad en Guía Coplanar.” Proc. XVIII Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Sept. 10-12, 2003, A Coruña, Spain.
3. E. Jarauta, M.A.G. Laso, F. Falcone ,T. Lopetegi, J. D. Baena, J. Bonache, J. García-García, F. Martín, R. Marqués y M. Sorolla, "Diseño de acopladores backward a partir de acopladores forward mediante el uso de una línea metamaterial en microstrip" Actas del XIX Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI), Barcelona, septiembre de 2004.
4. F. Falcone ,T. Lopetegi, MAG Laso, J. D. Baena, J. Bonache, , R. Marqués F. Martín y M. Sorolla, "El principio de Babinet aplicado al diseño de metamateriales y metasuperficies", Actas del XIX

Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI), Barcelona, septiembre de 2004.

5. María Flores, Francisco Falcone, Juan Baena, Txema Lopetegi, Miguel Beruete, Miguel Angel Gomez Laso, J.A. Marcotegui, Jordi Bonache, Joan Garcia, Ferran Martin, Ricardo Marqués and Mario Sorolla. "FENÓMENOS DE RADIACIÓN EN METAMATERIALES BASADOS EN TECNOLOGÍA COPLANAR", Actas del XIX Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI), Barcelona, septiembre de 2004.
6. J. Bonache, I Gil, J. García-García, F. Falcone, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, J.D. Baena, F. Martín, M. Sorolla, R. Marqués, "Split rings resonators: key particles for microwave device design", Proceedings del la Conferencia de Dispositivos Electrónicos (CDE 2005), Tarragona, febrero de 2005.
7. J. García-García, J. Bonache, I. Gil, M. Gil and F. Martín, "Diseño de filtros de microondas mediante metamateriales", Actas del XX Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2005), Gandia, septiembre de 2005.
8. F. Falcone, F. Martín, J. Bonache, J. Baena, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, J. García-García, M. Beruete, R. Marqués, M. Sorolla, "Estructuras metamateriales en tecnología plana basadas en partículas SRR y CSRR", Actas del XX Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2005), Gandia, septiembre de 2005.
9. Joan Garcia-Garcia, Francisco Aznar, Marta Gil, Jordi Bonache, Ferran Martín, "New Ultra Compact Resonant Particle based on Split Rings Resonator suitable for Left Handed planar structures", Actas del XXI Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2006), Oviedo, 12-15 de septiembre de 2006.

Patentes

1. **Título:** *Filtros y antenas de microondas y milimétricas basados en resonadores de anillos abiertos y en líneas de transmisión planares.*
Inventores: Juan Fernando Martín Antolín, Jorge Bonache Albacete, Ricardo Marqués Sillero, Juan Domingo Baena Doello, Jesús Martel Villagrán, Francisco Medina Mena, Francisco Falcone Lanás, José María Lopetegui Beregaña, Miguel Beruete Díaz, Mario Sorolla Ayza.
Solicitantes: Universitat Autònoma de Barcelona, Universidad Pública de Navarra y Universidad de Sevilla
Número de solicitud: 200302282
Fecha solicitud: 25 de septiembre de 2003.
Solicitud internacional depositada el 22 de septiembre de 2004 con nº PCT/ES2004/000414.
Entrada en fases Nacionales en USA y Europa (con el apoyo del Consorcio de Transferencia del Conocimiento, CIDEM-DURSI, Generalitat de Catalunya).
2. **Título:** *Filtros y superficies selectivas en frecuencia*
Inventores: Mario Sorolla Ayza, Miguel Beruete Díaz, Francisco Falcone Lanás, Noelia Ortiz Pérez de Eulate, Juan Domingo Baena Doella, Ricardo Marqués Sillero, Juan Fernando Martín Antolín, Jordi Bonache Albacete, Ignacio Gil Galí.
Solicitantes: Universidad Pública de Navarra, Universidad de Sevilla y Universitat Autònoma de Barcelona.
Número de solicitud: P200402064
Fecha de solicitud: 20 de agosto de 2004.
3. **Título:** *Filtros planares de microondas y de ondas milimétricas basados en etapas acopladas que contienen resonadores de anillos abiertos*
Inventores: Jorge Bonache Albacete, Juan Fernando Martín Antolín, Ignacio Gil Galí, Juan José García García, Ricardo Marqués Sillero, Jesús Martel Villagrán, José Manuel Freire Rosales, Juan Domingo Baena Doello, Francisco Falcone Lanás, José María Lopetegui Beregaña, Miguel Ángel Gómez Laso y José Antonio Marcotegui Iturmendi.
Solicitantes: Universitat Autònoma de Barcelona, Universidad Pública de Navarra y Universidad de Sevilla.
Número de solicitud: P200403096
Fecha de solicitud: 28 de diciembre de 2004.
4. **Título:** *Filtros planares de microondas y de ondas milimétricas con ancho de banda controlable basados en resonadores concentrados*
Inventores: Jorge Bonache Albacete, Ignacio Gil Galí, Juan José García García y Juan Fernando Martín Antolín.
Solicitantes: Universitat Autònoma de Barcelona.
Número de solicitud: P200403095
Fecha de solicitud: 28 de diciembre de 2004.

5. **Título:** *Líneas de transmisión artificiales zurdas*
Inventores: Juan Fernando Martín Antolín, Jorge Bonache Albacete, Marta Gil Barba, Ignacio Gil Galí, Juan José García García.
Solicitantes: Universitat Autònoma de Barcelona.
Número de solicitud: P200601386
Fecha de solicitud: 26 de mayo de 2006.

6. **Título:** *Bandpass filters, electronic device including said bandpass filter, and method of producing a bandpass filter.*
Inventores: Jorge Bonache Albacete, Juan José García García, Marta Gil Barba, Juan Fernando Martín Antolín, Ignasi Cairó Molins, Ignacio Gil Galí.
Solicitantes: Seiko EPSON Corporation.
Número de solicitud: 06113833.5
Fecha de solicitud: 11 de mayo de 2006.