
**CIRCUITOS DIFERENCIALES DE
MICROONDAS CON RECHAZO DEL MODO
COMÚN BASADOS EN CONCEPTOS DE
METAMATERIALES Y EN RESONADORES
SEMIDISCRETOS**

Tesis Doctoral realizada por

Paris Vélez Rasero

Bajo la dirección de

Jordi Bonache Albacete y Ferran Martín Antolín



Bellaterra (Cerdanyola del Vallés), Julio 2014



Dr. Jordi Bonache Albacete y Dr. Ferran Martín Antolín,

Profesores del departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad Autónoma de Barcelona,

CERTIFICAN:

Que la tesis titulada: *“Circuitos Diferenciales de Microondas con Rechazo del Modo Común Basados en conceptos de Metamateriales y en Resonadores Semidiscretos”* ha sido escrita por **Paris Vélez Rasero** bajo su supervisión.

Y para certificarlo, firman la presente.

Firma: Jordi Bonache Albacete

Firma: Ferran Martín Antolín

Bellaterra, 28 Julio del 2014

Contenido

CONTENIDO.....	V
AGRADECIMIENTOS	VII
RESUMEN	IX
1 MOTIVACIÓN Y OBJETIVOS.....	1
2 INTRODUCCIÓN Y ESTADO DEL ARTE.....	5
2.1 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DIFERENCIALES	5
2.1.1 Estrategias de rechazo del modo común	8
2.2 CIRCUITOS DIFERENCIALES DE MICROONDAS.....	9
2.2.1 Filtros diferenciales o balanceados.....	9
2.2.2 Otros circuitos diferenciales	13
2.2.3 Parámetros S en modo mixto.....	15
2.3 COMPONENTES DE MICROONDAS BASADOS EN METAMATERIALES.....	18
2.3.1 Introducción a los Metamateriales.....	18
2.3.2 Cristales Electromagnéticos (EBGs)	19
2.3.2.1 Líneas de transmisión basadas en EBGs y aplicaciones	21
2.3.3 Medios efectivos y medios zurdos (<i>Left Handed Media-LHM</i>).....	22
2.3.3.1 Implementación de medios zurdos. El resonador de anillos abiertos (SRR)..	24
2.3.3.2 Otros resonadores metamaterial: CSRR, OSRR, OCSRR y el resonador de salto de impedancia (SIR) doblado.....	28
2.3.4 Líneas de transmisión artificiales basadas en metamateriales.....	33
2.3.4.1 La línea de transmisión dual.....	34
2.3.4.2 La línea de transmisión compuesta zurdo-diestra (CRLH).....	37
2.3.4.3 Implementación de Líneas CRLH y aplicaciones	40
2.3.4.3.1 Líneas CRLH basadas en carga CL.....	40
2.3.4.3.2 Líneas CRLH basadas en SRRs y CSRRs	41
2.3.4.3.3 Líneas CRLH basadas en OSRRs y OCSRRs.....	44
2.3.4.3.4 Aplicaciones	46
3 CIRCUITOS DIFERENCIALES DE MICROONDAS CON SUPRESIÓN DEL MODO COMÚN BASADOS EN RESONADORES SEMIDISCRETOS Y EN LÍNEAS CRLH.....	55
3.1 FILTROS DIFERENCIALES BASADOS EN RESONADORES SIR E INVERSORES DE ADMITANCIA.....	55
3.2 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN CRLH DIFERENCIALES IMPLEMENTADAS CON RESONADORES SIR Y CAPACIDADES INTERDIGITALES.....	64
3.2.1 Aplicación a inversores de impedancia diferenciales de doble banda.....	67
3.3 FILTROS DIFERENCIALES DE BANDA ULTRA ANCHA (UWB)	72
3.4 FILTROS DIFERENCIALES BASADOS EN RESONADORES OCSRRS E INVERSORES DE ADMITANCIAS	77

CONTENIDO

3.5 FILTROS DIFERENCIALES BASADOS EN LÍNEAS CRLH COMPUESTAS POR RESONADORES OSRR-OCSRR	84
3.6 ANÁLISIS COMPARATIVO DE FILTROS DIFERENCIALES CON RECHAZO DEL MODO COMÚN	87
4 CIRCUITOS DIFERENCIALES CON SUPRESIÓN DEL MODO COMÚN MEDIANTE ESTRUCTURAS EBGs	91
4.1 RECHAZO DEL MODO COMÚN EN LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DIFERENCIALES MEDIANTE EBGs	91
4.2 FILTROS DIFERENCIALES UWB CON RECHAZO DEL MODO COMÚN Y BANDA DE RECHAZO ANCHA MEDIANTE ESTRUCTURAS EBGs	98
5 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN CRLH COMPACTAS BASADAS EN REDES DE CELOSÍA Y APLICACIONES	105
5.1 INTRODUCCIÓN A LAS REDES EN CELOSÍA	105
5.2 ESTRUCTURAS CRLH BASADAS EN REDES EN CELOSÍA	110
5.3 DIVISOR DE POTENCIA DE DOBLE BANDA MEDIANTE REDES EN CELOSÍA	116
6 CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	121
7 REFERENCIAS.....	125
8 LISTA DE PUBLICACIONES DEL AUTOR.....	137

Agradecimientos

Este trabajo que se presenta a continuación ha sido posible gracias a mucha gente que ha estado a mi lado en todo momento y me ha ayudado a superar esta etapa de mi vida y es por eso que esta tesis en parte les pertenece a ellos también.

Primero me gustaría dar las gracias a mis directores, *Jordi Bonache Albacete* y *Ferran Martín Antolín*, por su guía científica en los lares de la ingeniería en el campo de las microondas, su ayuda incondicional en todo momento y su afán de descubrimiento e innovación, que espero haber aprendido. Merece una mención especial la gente que me ha rodeado a diario y me han hecho sentir como en casa. *Jordi Selga, Gerard Zamora, Ferran Paredes, Gonzalo Murillo, Gerard Sisó, José Muñoz, Albert Yepes, Jordi Agustí, Javier Hellín, Xiomara Maroto y Marta Mora: GRACIAS!!!!*

Me gustaría agradecer el compañerismo y los consejos de personas que ya no se encuentran en el Departamento, gracias *Miguel Durán-Sindreu, Nuria Ayala, Vanesa Iglesias, Adolfo Vélez* y *Albin Bayern*.

Gracias a mi familia, *Pedro Vélez, Ana Rasero, Júlia Vélez* y *Miguel Rasero* por estar siempre a mi lado y hacerme la vida más fácil.

Gracias también a *Chema, Mercè, Marta, Ángeles* y *Cristina* por el trato recibido durante estos cuatro años.

Por último, pero no menos trascendental, quiero dar las gracias a una persona muy importante en mi vida por su apoyo y comprensión: *GRACIAS Arantxa!!!!*

Resumen

El uso de dispositivos que operen con señales diferenciales y simultáneamente supriman el modo común cada vez atrae más la atención de los ingenieros de microondas. El contenido de esta tesis está enfocado en el estudio y diseño de circuitos balanceados de microondas utilizando técnicas avanzadas de diseño y conceptos derivados de los metamateriales así como el uso de resonadores semidiscretos. Mediante estos conceptos avanzados se han diseñado componentes de doble banda (dual) y filtros diferenciales de microondas con buen comportamiento y dimensiones reducidas.

Para sintetizar estructuras diferenciales con supresión del modo común, se han utilizado líneas de transmisión artificiales basadas en componentes semidiscretos y resonadores concentrados como pueden ser el *OSRR* y el *OCSR*. Mediante el uso de dichas partículas se han obtenido filtros diferenciales con elevados anchos de banda, así como inversores de impedancia duales diferenciales y divisores de potencia balanceados. Todas las implementaciones que se encuentran en este trabajo proporcionan la capacidad para rechazar el modo común de manera inherente (sin la necesidad de añadir etapas adicionales al diseño). Primeramente se han diseñado filtros balanceados mediante resonadores en salto de impedancia en configuración diferencial e inversores de admitancia. Posteriormente se han utilizado líneas con comportamiento compuesto zurdo/diestro (*CRLH*) con topología diferencial para diseñar inversores de impedancia duales y su aplicación más directa como son los divisores de potencia diferenciales basados en la unión en *Y*. A continuación se ha explorado la opción de ensanchar los anchos de banda de operación de filtros diferenciales de microondas mediante resonadores concentrados y semidiscretos. Todos los conceptos explorados en esta tesis han sido validados mediante prototipos que han demostrado un buen ajuste entre simulación circuital, simulación electromagnética y medida.

Mediante el concepto de cristal electromagnético (o *Electromagnetic BandGap -EBG-*), se han diseñado filtros diferenciales capaces de cubrir el espectro *UWB* y con un buen comportamiento fuera de la banda de interés, así como la supresión del modo común en la banda filtrante. También se ha explorado la opción de diseñar reflectores en líneas diferenciales (*microstrip*), para la cancelación del modo común mediante la teoría derivada del acoplo de modos. Los resultados obtenidos después de caracterizar las estructuras, validan los circuitos propuestos.

RESUMEN

De manera adicional, se ha realizado un estudio teórico sobre las redes en celosía y como su topología puede proporcionar características diferentes a las obtenidas mediante líneas artificiales *CRLH* basadas en un modelo en T o en π . Estas diferencias se hacen patentes en su impedancia característica ya que, bajo ciertas limitaciones, ésta no depende de la frecuencia. Este fenómeno ha sido aprovechado para obtener divisores de potencia de doble banda mostrando un ensanchamiento del ancho de banda operativo del dispositivo.

1

Motivación y objetivos

En los últimos años, han aparecido múltiples trabajos sobre líneas artificiales basadas en el concepto “metamaterial”, y como éste ha sido clave para la mejora de prestaciones en los componentes de *RF* y microondas. Esta tesis está motivada por el incremento en la demanda de circuitos diferenciales (o balanceados) debido a la elevada inmunidad que presentan al ruido ambiental y a las interferencias electromagnéticas (*EMI*) en comunicaciones de alta velocidad. En dichos circuitos diferenciales, la figura de mérito es la relación de rechazo en modo común (*CMRR*), definida como la relación entre el coeficiente de transmisión para el modo diferencial y común.

Durante la realización de este trabajo, se ha estudiado la posibilidad de diseñar e implementar circuitos diferenciales de microondas basados en conceptos derivados de las líneas artificiales metamaterial. Concretamente, se han obtenido estructuras que presentaran un comportamiento pasa banda para las señales diferenciales y elimina banda para el modo común mediante los conceptos de pared eléctrica y pared magnética. La mayoría de circuitos diferenciales filtrantes reportados en la literatura están basados en elementos distribuidos. Uno de los retos más importantes de esta tesis ha sido la miniaturización de componentes de microondas que operan con señales diferenciales como pueden ser los filtros o divisores de potencia entre otros. Dicha miniaturización puede ser alcanzada mediante la reducción de las dimensiones de los componentes de los cabezales de comunicaciones o mediante la posibilidad, que ofrecen las líneas artificiales metamaterial, de diseñar dispositivos multibanda para así, reducir el número de componentes total.

A lo largo de este trabajo, se ha explorado la utilización de diferentes topologías de resonadores metamaterial para obtener dispositivos diferenciales de microondas con un buen rechazo del modo común. De manera más detallada, el esquema de esta tesis es el siguiente:

- El capítulo 2 presenta el estado del arte en estructuras diferenciales con cancelación del modo común, así como un extenso resumen de los conceptos derivados de los metamateriales y sus aplicaciones en el rango de las microondas.
- El capítulo 3 presenta circuitos diferenciales con supresión del modo común basados en resonadores semidiscretos y líneas diferenciales *CRLH*.
- El capítulo 4 estudia la posibilidad de rechazar el modo común gracias a estructuras periódicas *EBGs* y alguna de sus posibilidades en el rango de las microondas.
- El capítulo 5 aborda la posibilidad de obtener líneas de transmisión pasa todo con comportamiento *CRLH* basadas en topologías en celosía (*lattice*) y su aplicación directa a un divisor de potencia en banda dual con banda de operación ensanchada.
- Finalmente, en el capítulo 6 se resumen las conclusiones destacadas de los resultados obtenidos de esta tesis, así como futuros trabajos.

Los resultados expuestos en este documento han sido posible gracias al grupo *CIMITEC* (*Centre d'Investigació en Metamaterials per a la Innovació en Tecnologies Electrònica i de Comunicacions*), el cual forma parte del Departamento de Ingeniería Electrónica de la *Universitat Autònoma de Barcelona*. El grupo *CIMITEC* es un centro de investigación y transferencia tecnológica dedicado a obtener soluciones innovadoras y a medida para sistemas de comunicaciones. Este grupo está formado por doctores, ingenieros y técnicos con un alto grado de especialización. *CIMITEC* aplica su tecnología basada en los llamados Metamateriales en los siguientes campos: Antenas y tags para sistemas de Identificación por Radiofrecuencia (*RFID*), Comunicaciones de alta velocidad, Filtros y otros componentes de *RF*/microondas de altas prestaciones, Electrónica impresa, Sensores y Síntesis automatizada de componentes entre otros.

Este trabajo ha sido apoyado por los gobiernos Europeo, Español y Catalán por medio de varios proyectos y contratos, y en especial por la subvención recibida del Ministerio de Educación del Gobierno Español a través de una beca *FPU* (Formación de Profesorado Universitario) con referencia AP2010-0467. A pesar de la multitud de instituciones y compañías que han dado su apoyo para que este trabajo sea posible, nos gustaría destacar los siguientes proyectos:

- Proyecto TEC2007-68013-C02-02 METAINNOVA de la Dirección General de Investigación (2007-2010)
Título del proyecto: ***Tecnologías basadas en metamateriales y su aplicación a la innovación en componentes y subsistemas de RF microondas y milimétricas: circuitos de radiocomunicación.***

- Proyecto Eureka 5014 METASENSE (Abril 2009-diciembre 2011)
Título del proyecto: ***Miniature METAMaterial-Based SENSing Devices for Agricultural, Environmental and Geological Applications (METASENSE)***
- Proyecto Programa AVANZA I+D (Ministerio de Industria, Turismo y Comercio). (2010-2011)
Título del proyecto: ***Miniature METAMaterial-Based SENSing Devices for Agricultural, Environmental and Geological Applications (METASENSE)***
- Proyecto del Programa AVANZA I+D (Ministerio de Industria, Turismo y Comercio). (2009)
Título del proyecto: ***Implementación de etiquetas de identificación por radiofrecuencia de reducidas dimensiones y altas prestaciones***
- Proyecto del Programa AVANZA Competitividad I+D+I (Ministerio de Industria, Turismo y Comercio). (2010-2012)
Título del proyecto: ***Investigación y desarrollo de una herramienta CAD para la síntesis de circuitos de comunicaciones compactos y de altas prestaciones basados en metamateriales (METASINTESIS)***
- Proyecto TEC2010-17512 de la Dirección General de Investigación y Gestión del Plan Nacional I+D+I (2010-2013)
Título del proyecto: ***Nuevas estrategias de diseño y síntesis de componentes de microondas basados en conceptos de METAMateriales con orientación a la TRANSFERencia tecnológica (METATRANSFER)***
- Proyecto CONSOLIDER EMET CSD-2008-00066. (2008-2014)
Título del proyecto: ***Engineering METamaterials***

2

Introducción y estado del arte

2.1 Líneas de transmisión diferenciales

Las señales diferenciales están jugando cada vez un papel más importante en el diseño de sistemas de comunicaciones modernos. Muchos de los protocolos de comunicación de datos de alta velocidad como *PCI-express II*, *OC-192*, *(10)-Gigabit Ethernet*, entre otros, utilizan señales diferenciales para transmitir la información. Durante las últimas décadas, sistemas como el *LVDS* (del inglés, *Low-Voltage Differential Signaling*) han ido cobrando mayor protagonismo en comunicaciones de alta velocidad. Hoy en día, los sistemas *LVDS* son ampliamente utilizados en la electrónica avanzada que hay detrás de los ordenadores, de los sistemas de test y medida, en los equipos médicos y en el sector de la automoción. La razón la encontramos en el hecho de que al aumentar cada vez más la frecuencia de reloj y reducir los tiempos de los flancos de subida y de bajada, pueden aparecer en el sistema efectos de diafonía (*crosstalk* en inglés) o interferencias electromagnéticas (*EMI*, del inglés *ElectroMagnetic Interference*) que degraden el funcionamiento de los sistemas. Las señales diferenciales tienen como objetivo reducir estos efectos indeseables que pueden causar la degradación de las señales.

En la práctica, para la propagación de señales diferenciales en el rango de las microondas se utilizan líneas de transmisión acopladas. Se llama señal diferencial a aquella que se propaga por dos conductores, uno (+) y otro (-), de misma amplitud y fase opuesta. En la Figura 2.1 se puede apreciar la geometría común (tecnología *microstrip*) de las líneas acopladas para la propagación de señales diferenciales, así como su modelo eléctrico equivalente teniendo en cuenta el acoplo eléctrico (C_m) y magnético (L_m).

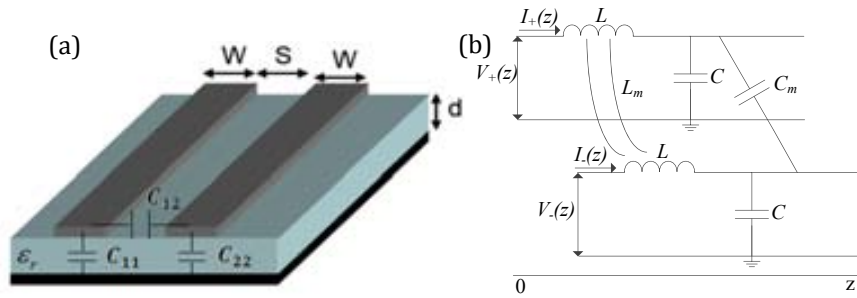


Figura 2.1. Geometría de un par de líneas acopladas en tecnología *microstrip* (a) y circuito equivalente con elementos discretos (b).

En la Figura 2.2 se presenta el escenario que describe la excitación de un dispositivo de cuatro puertos, el cual puede ser analizado mediante los cuatro puertos de manera individual o mediante dos puertos definidos como diferencial y común (*mixed-mode S parameters*, que se verá en secciones posteriores). Las señales diferenciales se definen como las señales que se propagan por líneas acopladas con una diferencia de tensión ($\Delta V_1^{\text{diff}}=V_1-V_2$, $\Delta V_2^{\text{diff}}=V_3-V_4$) y de corriente entre las dos líneas. Esto significa que las tensiones aplicadas al par de líneas no están referenciadas a un potencial 0, sino que están referenciadas una al potencial de la otra.

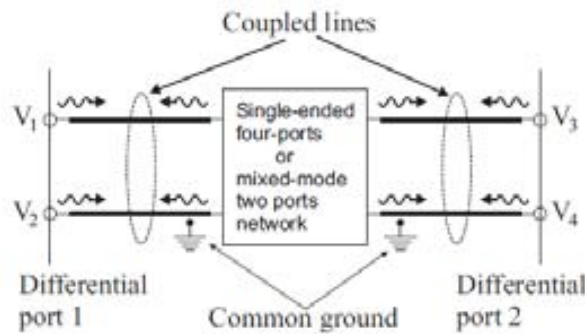


Figura 2.2. Escenario para la excitación de un circuito de 4 puertos.

De manera adicional, la propagación de señales diferenciales puede ser considerada como modos *TEM* o cuasi-*TEM*, definiendo así parámetros como la impedancia característica y la constante de propagación, las cuales están relacionadas con la impedancia característica y la constante de propagación de cada modo. Si las líneas son geoméricamente simétricas (anchos de las líneas (w) de idéntico valor), los modos se denominarán par/común (*even*) e impar/diferencial (*odd*) (Figura 2.3). En situación de excitación diferencial, las líneas de campo eléctrico tienen simetría impar en el eje longitudinal de la estructura lo que supone un nulo de voltaje, dando lugar a la aparición de una pared eléctrica (conexión virtual a masa) y resultando el circuito de capacidades que se puede ver en la Figura 2.3 (a) y (c) respectivamente. Para el modo par, los *strips* conductores tienen simetría par y no circulará corriente entre ellos. Esto lleva a la aparición de una pared magnética (conexión virtual en circuito abierto) y el esquema de capacidades resultante de la Figura 2.3 (d).

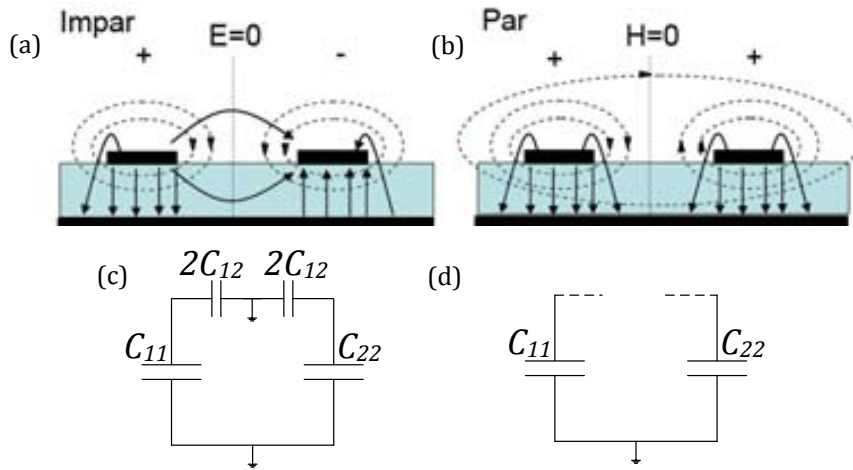


Figura 2.3. Aplicación de la propiedad de simetría en líneas de transmisión acopladas: (a) modo impar (*odd*) y modo par (*even*) (b). Circuitos equivalentes de capacidades para ambos modos (c) y (d).

La impedancia característica asociada a cada modo se puede definir como:

$$Z_{0o} = \sqrt{\frac{L}{C_o}} \tag{2.1}$$

$$Z_{0e} = \sqrt{\frac{L}{C_e}} \tag{2.2}$$

donde $C_o = C_{11} + 2C_{12} = C_{22} + 2C_{12}$ y $C_e = C_{11} = C_{22}$.

Muchas de las implementaciones basadas en el esquema de la Figura 2.3, suelen tener uno o más planos de masa. La presencia de estos planos de masa permite la propagación de otro modo llamado modo común. El modo común está caracterizado por señales de igual amplitud y signo (respecto a tierra) que se propagan por cada una de las líneas de transmisión. Esta situación se corresponde con una excitación par ($V_1 = V_2$ y $V_3 = V_4$) en la cual la tensión en modo diferencial será igual a cero ya que $\Delta V_1^{diff} = V_1 - V_2 = 0$ y $\Delta V_2^{diff} = V_3 - V_4 = 0$. La mayor ventaja que presentan las señales diferenciales en comparación a señales de terminación única (“*single ended*”) radica en el hecho de que las primeras son capaces de reducir ruido ambiental aditivo debido a que el emisor envía dos señales de igual amplitud y diferente fase (modo impar). Al llegar al receptor la diferencia de señales hace que el ruido se cancele manteniendo intacta la señal enviada (Figura 2.4 (a)). Puede ocurrir que debido a la proximidad de diferentes líneas de transmisión en un mismo circuito impreso, estas puedan crear interferencias electromagnéticas que induzcan tensiones en modo común que afecte a la integridad de la señal. Este efecto queda resuelto mediante el uso de señales diferenciales como se aprecia en la Figura 2.4 (b).

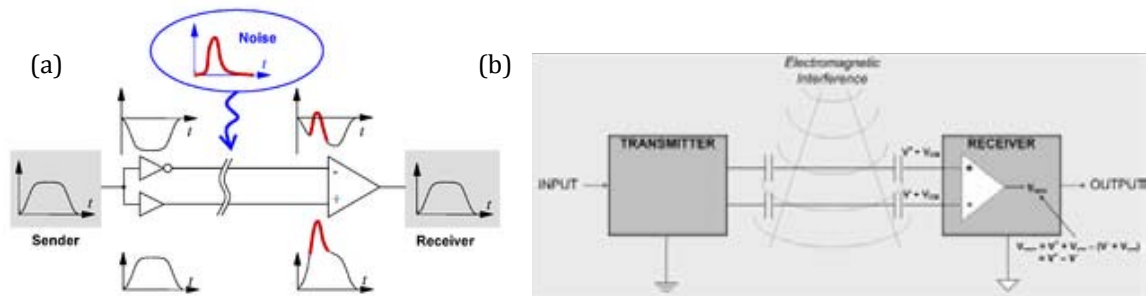


Figura 2.4. Ejemplo de cancelación de ruido (a) y de interferencias electromagnéticas (EMI) (b) en comunicaciones con señalización diferencial.

Debido a las propiedades que ofrecen las señales diferenciales, es un reto para los diseñadores de sistemas de microondas obtener componentes que no alteren la señal diferencial o la filtren y cancelen de manera más o menos efectiva el modo común. A continuación se ofrecerá un resumen del estado del arte en este tipo de estructuras.

2.1.1 Estrategias de rechazo del modo común

En los últimos años, la supresión del modo común en comunicaciones que utilicen señales diferenciales para operar, ha sido un reto para los diseñadores de circuitos. Las técnicas y estrategias que se han utilizado han sido muy variadas en función del rango frecuencial de operación. En el rango de los GHz, la supresión del modo común se basa en estructuras que presenten una perfecta pared eléctrica y una pared magnética bajo excitaciones diferencial y común respectivamente. La mayoría de literatura relacionada con este tópico está dividida en dos grandes grupos. En el primero de ellos, la supresión del modo común se realiza sobre estructuras de líneas acopladas como las detalladas anteriormente [1-11]. En [1] se propuso un método para eliminar la propagación del modo común basado en inductores acoplados en tecnología *LTCC* (del inglés, *Low Temperature Cofired Ceramic*). Este dispositivo operaba a frecuencias cercanas a 1 GHz y el método de fabricación involucraba múltiples capas, haciéndolo tecnológicamente complejo pero a la vez compacto. El problema de estas estructuras es encontrar inductores que presenten bajas pérdidas a frecuencias altas (GHz). Otro ejemplo de estructura multicapa para la supresión del modo común en el rango de los GHz lo encontramos en [4]. Dentro de este primer grupo encontramos los trabajos basados en estructuras donde se realiza una perturbación en el plano de masa (normalmente mediante la ranura de este) para evitar el retorno de la señal para el modo común (más comúnmente conocidas como *DGS*, del inglés *Defected Ground Structures*). Ejemplos de este tipo de topologías la encontramos en [2] y [3], donde se han practicado diferentes patrones de perturbaciones periódicas para interrumpir el retorno de la señal por el plano de masa. En [11] los autores consiguen rechazar bandas de operación más o menos anchas mediante la inclusión de parches capacitivos conectados mediante inductores al plano de masa, ya que esta geometría

se comporta como un filtro elíptico paso bajo gracias a la pared magnética que se genera en la excitación en modo común. En este primer grupo encontramos también las líneas de transmisión diferenciales con supresión del modo común basadas en metamateriales [7]. En dicho trabajo, gracias al comportamiento electromagnético de anillos *CSRR* (en su resonancia fundamental, que es para la cual, la partícula es eléctricamente pequeña) acoplados a una línea diferencial *host* (*microstrip*) es posible suprimir el modo común (o *even*) en un cierto rango frecuencial sin la necesidad de alterar el modo diferencial (o *odd*). Un segundo grupo lo encontramos en la supresión del modo común en filtros diferenciales (o balanceados) basado en la inclusión de uno o más elementos resonantes (distribuidos, semidicrestos, resonadores concentrados -*OSRR*, *OCSRR*, etc...- o una combinación de ellos) entre las líneas acopladas para rechazar el modo común en la banda de frecuencias que se desee. Este segundo grupo será tratado con detalle en el siguiente punto ya que es el grupo en el que se pueden englobar la mayor parte de los resultados obtenidos durante la realización de esta tesis.

2.2 Circuitos diferenciales de microondas

A continuación se va a detallar el actual estado del arte de estructuras que operen con señales diferenciales. Dentro de estas estructuras nos centraremos en dos grandes grupos. El primero será el más extenso y recogerá la evolución que han tenido durante estos últimos años los filtros diferenciales (o balanceados) en el rango de las microondas. El segundo grupo recopilará algunos ejemplos de topologías diferenciales planares de microondas como pueden ser acopladores, diplexores, divisores de potencia, etc... Para finalizar este apartado hablaremos sobre los parámetros *S* en modo mixto como herramienta fundamental en el diseño y análisis de estructuras diferenciales.

2.2.1 Filtros diferenciales o balanceados

Hoy en día, los filtros son uno de los elementos indispensables en las comunicaciones inalámbricas gracias a la capacidad que tienen para seleccionar y/o rechazar señales de determinada frecuencia. Como se ha comentado anteriormente, los dispositivos diferenciales (o balanceados) tienen la ventaja de reducir o eliminar interferencias *EM* debido a la proximidad entre dispositivos o suprimir el ruido aditivo ambiental. A lo largo de esta tesis se han buscado nuevas alternativas en el diseño de filtros balanceados con buen nivel de rechazo para el modo común. En la literatura encontramos filtros diferenciales implementados en diferentes tecnologías y mediante diferentes elementos resonantes [12-28]. La gran mayoría de estos filtros están basados en estructuras simétricas que presentan pared eléctrica o pared magnética en función de la excitación que se aplica [16], [22] y [25]. El uso de resonadores en salto de impedancia (*SIRs*, del inglés *Stepped Impedance*

Resonator) también ha sido muy común en el diseño de filtros diferenciales con comportamiento paso banda y rechazo del modo común. En [13] los autores presentaban un filtro diferencial de banda estrecha ($FBW = 10\%$) y lograban ensanchar el rango de frecuencias de rechazo para el modo diferencial y común mediante el acoplo de resonadores *SIR* simétricos (Figura 2.5 (a)). Como se puede apreciar en la respuesta en frecuencia, se obtiene un buen rechazo tanto para el modo común (>30 dB) como para el modo diferencial (>30 dB hasta $5.6f_0$). Mediante el acoplo de resonadores *SIR*, se han diseñado e implementado filtros diferenciales (de banda estrecha) duales (operativos en dos bandas de frecuencias controladas) con una elevada selectividad para el modo diferencial y buen comportamiento de rechazo para el modo común. Un ejemplo de este tipo de filtros lo encontramos en la Figura 2.6, donde se muestra el prototipo fabricado y la respuesta en frecuencia para ambos modos de propagación [19]. En ella se puede observar un comportamiento filtrante dual para el modo diferencial y un rechazo del modo común muy bueno (>30 dB) que se extiende desde *DC* hasta frecuencias cercanas a 7 GHz. El problema que presenta este prototipo reside en la utilización de componentes discretos (resistencias y condensadores) para cargar el resonador *SIR* con el fin de rechazar el modo común de manera eficiente.

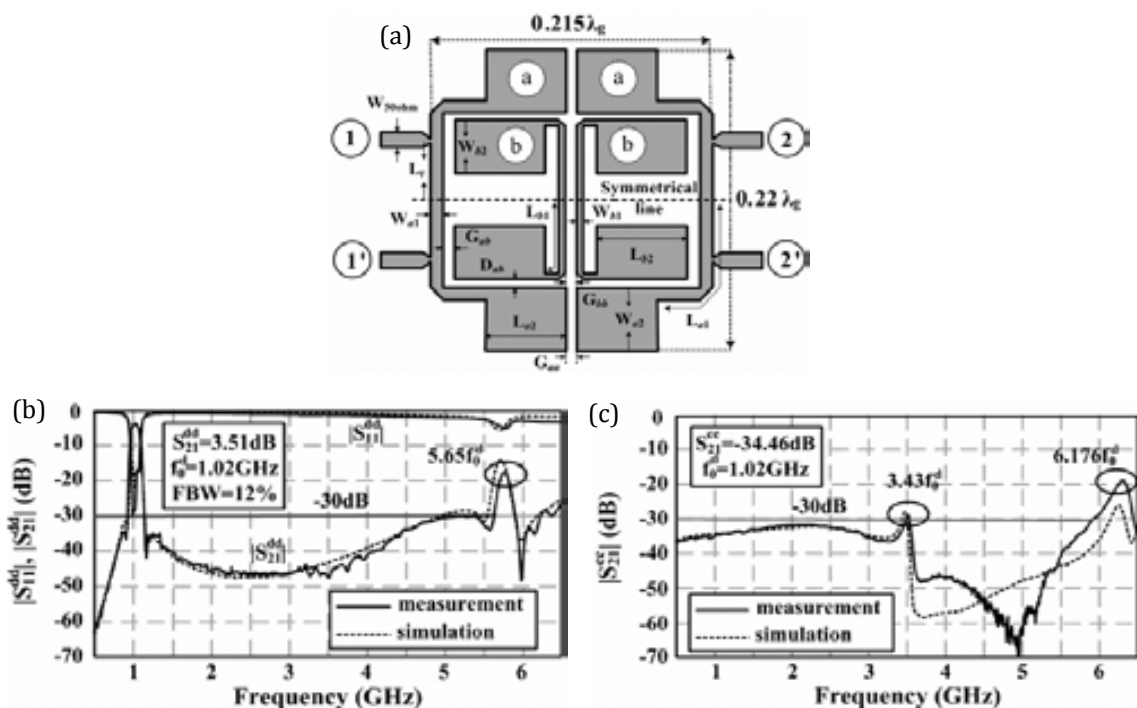


Figura 2.5. Layout (a) de un filtro diferencial implementado mediante resonadores *SIR* simétricos y respuesta en frecuencia para los modos de propagación diferencial (b) y común (c). Figura extraída de [13].

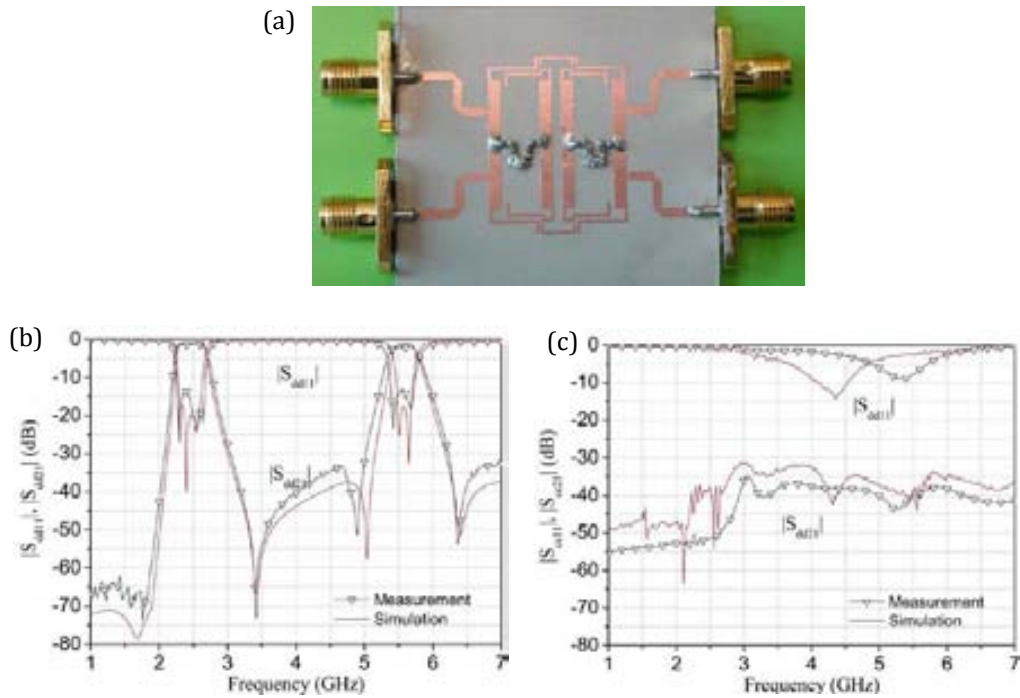


Figura 2.6. Prototipo de un filtro diferencial dual con supresión del modo común basado en resonadores *SIR* y condensadores *SMD* (a) y respuesta en frecuencia para los modos de propagación diferencial (b) y común (c). Figura extraída de [19].

Ejemplos de filtros diferenciales monobanda, los encontramos en [12], [20] y [24]. En [12], se consigue obtener una buena selectividad para el modo diferencial mediante el acoplo cruzado entre resonadores y un notable rechazo del modo común simultáneamente. En [24] y [20], se presentan soluciones para conseguir respuestas filtrantes con anchos de banda elevados. Estas soluciones están basadas en tecnología *DSPLS* (del inglés, *Double-Sided Parallel-StripLine*) y *MMR* (del inglés, *Multi-Mode Resonator*) respectivamente.

Debido a la demanda que existe en la utilización del espectro *Ultra Wideband (UWB)*, definido por la *FCC* (del inglés, *Federal Communications Commission*) como el espectro de frecuencias comprendido entre 3.1 GHz y 10.6 GHz para la transmisión de información en sistemas de alta velocidad, recientemente se han publicado soluciones en tecnología planar para obtener filtros operativos en dicho rango de frecuencias. En [23], se presentaba una solución basada en el concepto de interferencia transversal para cubrir el espectro *UWB* con unas dimensiones totales reducidas y un buen comportamiento para el modo diferencial y común (selectividad del modo diferencial, rechazo del modo común, etc...). Como aspecto crítico destacar que el proceso de fabricación incluye la realización de vías para perforar el sustrato y el plano de masa. En [21], se presenta un filtro diferencial basado en tecnología multicapa acoplada (3 capas conductoras y 2 dieléctricas). Mediante esta técnica (acoplo *microstrip-slot-microstrip*) se obtiene un buen comportamiento para ambos modos de propagación así como unas dimensiones finales muy compactas. Para el modo común, la estructura muestra un

comportamiento de filtro elimina banda que se extiende desde *DC* hasta frecuencias cercanas a 20 GHz, con un nivel de rechazo superior a 24 dB en la banda diferencial *UWB*. En [26], los autores presentaban un filtro diferencial *UWB* basado en *stubs* cortocircuitados y líneas de transmisión acopladas. Esta solución proporciona un prototipo final con dimensiones muy compactas y sin la necesidad de perforar el plano de masa. Recientemente, en [27], se conseguía una respuesta *UWB* diferencial en tecnología *microstrip* mediante el uso de desfases de 180° y secciones de línea de transmisión de 360° . Otra posibilidad sería la de diseñar filtros diferenciales con supresión del modo común en tecnología *SIW* (del inglés, *Substrate Integrated Waveguide*) ya que trabajar con este tipo de tecnología proporciona bajo coste y bajas pérdidas a altas frecuencias. Ejemplos de este tipo de filtros los encontramos en [29, 30], donde se consigue la supresión del modo común mediante inserción de ranuras en *slot* realizadas sobre las cavidades resonantes (Figura 2.7) y un buen comportamiento filtrante para el modo diferencial (con unas pérdidas por inserción muy bajas). En [30] se conseguía reducir considerablemente las dimensiones del filtro mediante el uso de estructuras *SIW* de medio modo (Figura 2.8) (*HMSIW*, del inglés *Half-Mode SIW*). En ambos casos se consiguen buenas prestaciones para el modo diferencial y se cancela el modo común de manera eficiente (>50 dB) dentro de la banda de interés para el modo diferencial.

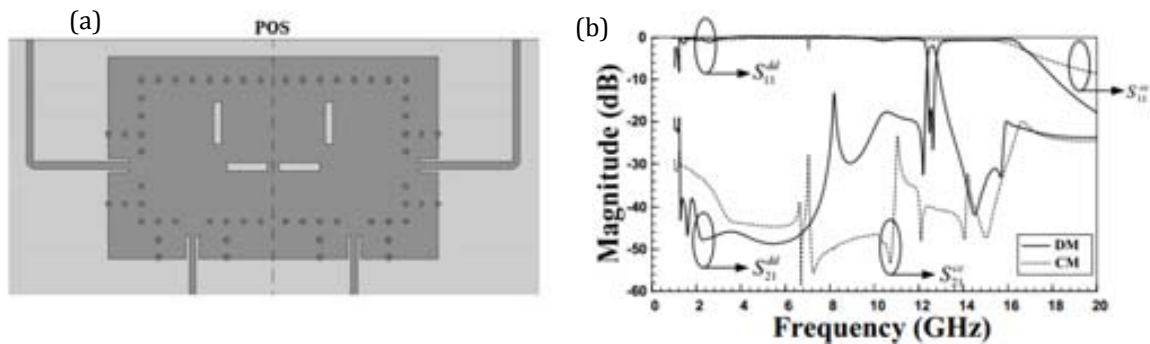
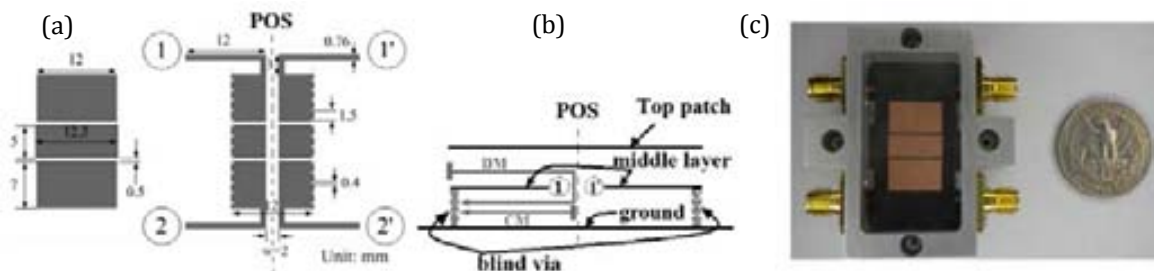


Figura 2.7. Layout (a) y respuesta en frecuencia de los parámetros *S* (b) para los dos modos de propagación (diferencial y común) en un filtro diferencial pasa banda basado en cavidades resonantes *SIW*. Figura extraída de [29].



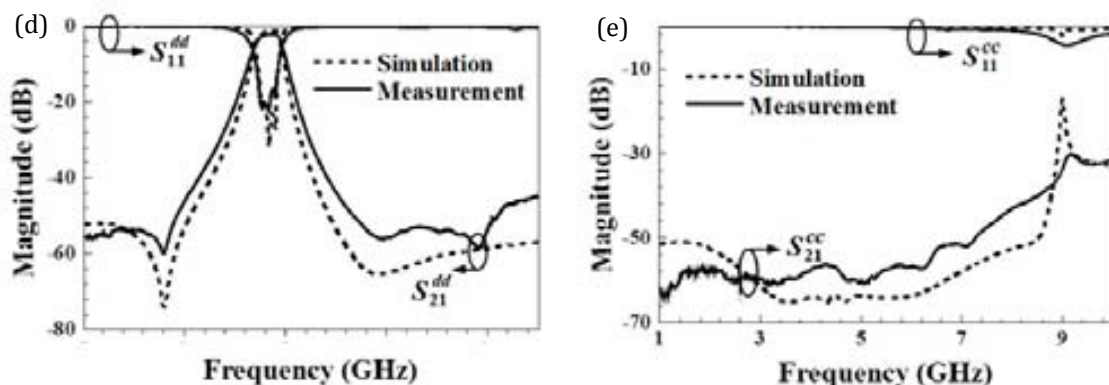


Figura 2.8. Layout (a), estructura laminar (b) y fotografía (c) del filtro diferencial implementado en tecnología SIW de medio modo. En (d) y (e) se muestran los parámetros S obtenidos para los modos de propagación diferencial y común respectivamente. Figura extraída de [30].

Una vez repasado el estado del arte en cuanto a estructuras filtrantes diferenciales con cancelación del modo común implementadas en tecnología planar de microondas, a continuación se va a proceder a considerar otros circuitos de microondas que operen en modo diferencial.

2.2.2 Otros circuitos diferenciales

Como se ha comentado anteriormente, debido a la demanda que existe actualmente en los sistemas de comunicación modernos, han sido muchos los trabajos reportados sobre componentes que operan con señales diferenciales en el rango de las microondas/milimétricas. Entre ellos, se encuentran amplificadores de bajo ruido, amplificadores de potencia, desfasadores, osciladores controlados por voltaje, divisores de potencia, acopladores, antenas, diplexores, etc...[31-36]. En [32] y [34] se presentan divisores de potencia diferenciales operativos a frecuencias de microondas y milimétricas respectivamente. En ambos casos se consigue un buen comportamiento en frecuencia ofreciendo dimensiones muy compactas. Trabajos reportados en [31] y [33] abordaban el diseño y la implementación de amplificadores diferenciales monobanda y duales. Recientemente también se han publicado trabajos sobre desfasadores diferenciales con supresión de armónicos [36] o diplexores con un fuerte aislamiento y buena supresión del modo común [35]. En la Figura 2.9 se puede observar el aspecto del diplexor diferencial reportado en [35]. Este diplexor está formado por dos filtros paso banda sin necesidad de incorporar ninguna red de adaptación entre etapas. El resultado final muestra unas dimensiones muy competitivas y un comportamiento en frecuencia válido para ambas bandas de operación con un rechazo del modo común mayor a 30 dB. El nivel de aislamiento entre las dos salidas es de al menos 33 dB, valor que puede competir con los resultados ya reportados anteriormente (Figura 2.10).

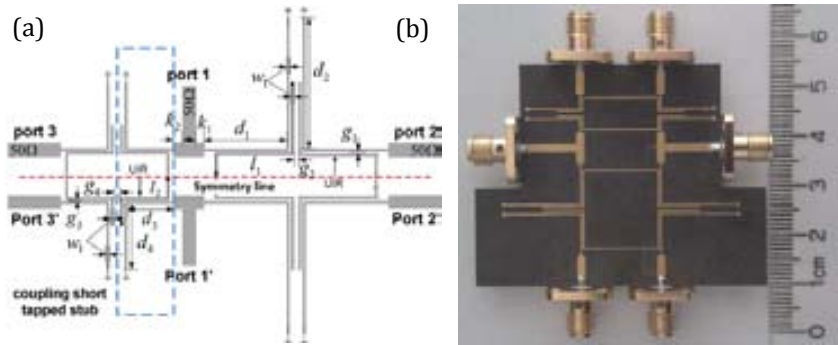


Figura 2.9. *Layout* (a) y fotografía (b) de un diplexor diferencial con alto aislamiento y rechazo del modo común basado en resonadores de impedancia uniforme y secciones de líneas de transmisión acopladas. Figura extraída de [35].

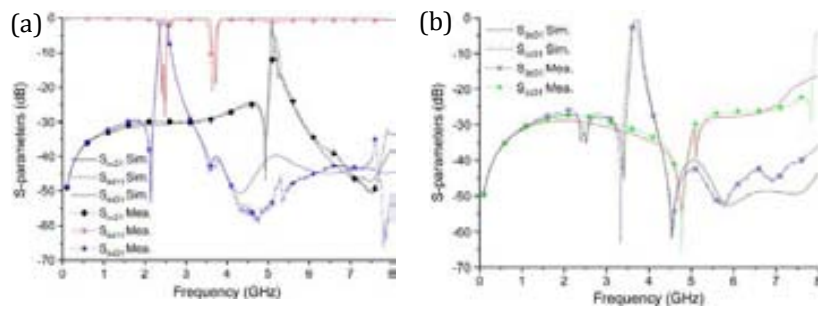


Figura 2.10. Respuesta en frecuencia para los parámetros S de cada puerto de salida del diplexor. Puerto 1-2 (a) y puerto 1-3 (b). En ambas figuras se muestra el nivel de rechazo para el modo común. Figura extraída de [35].

Debido al buen comportamiento que tienen los circuitos que operan con señales diferenciales respecto a los denominados “de terminación única” (*single ended*), se requiere de componentes balanceados (diferenciales) como diplexores o divisores de potencia (ver Figura 2.11 (a)) para repartir la potencia de la señal recibida en un array de antenas. Este tipo de cabezales opera en modo diferencial, lo cual significa que para implementar un divisor de potencia, se podría realizar mediante un divisor operando en modo *single ended* y tres *baluns* (Figura 2.11 (b)). Otra opción sería la de implementar un divisor que opere en modo diferencial (Figura 2.11 (c)).

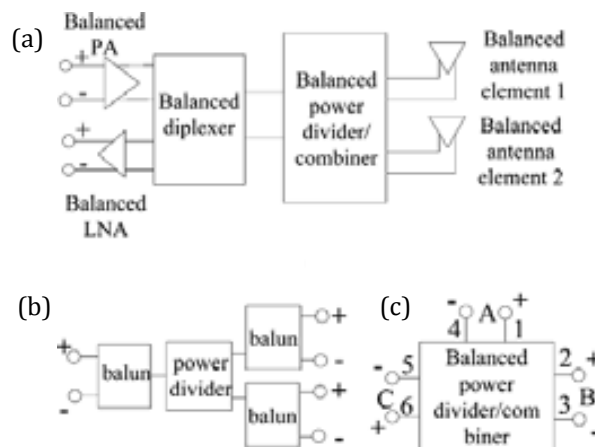


Figura 2.11. Sistema diferencial *RF front-end* (a), divisor de potencia basado en tres *baluns* y un divisor de terminación única (b) y divisor de potencia totalmente diferencial (balanceado) (c). Figura extraída de [34].

Esta última opción fue desarrollada por *Xia et al.* en [34] mediante una aproximación basada en secciones de línea de transmisión *microstrip* y resistencias discretas. La fotografía del dispositivo final se puede ver en la figura 2.12, así como su comportamiento en frecuencia para ambos modos de propagación (diferencial y común).

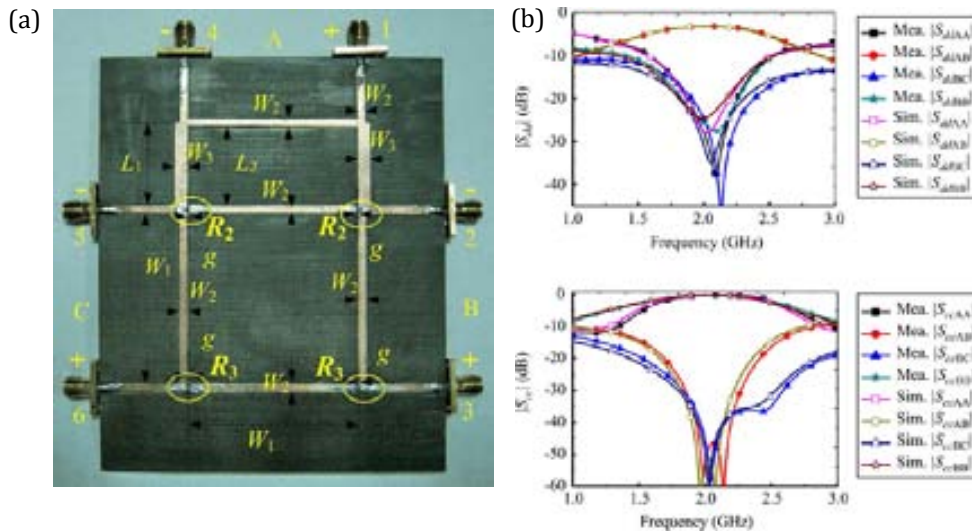


Figura 2.12. Fotografía (a) y respuesta en frecuencia (b) para los parámetros S de los modos diferencial y común de un divisor de potencia diferencial basado en secciones de líneas *microstrip* y componentes discretos. Figura extraída de [34].

El prototipo final muestra unas pérdidas de inserción para el modo diferencial de 3.2 dB a la frecuencia de operación (2.04 GHz), y un rechazo del modo común mayor a 45 dB a f_0 . El único inconveniente que presenta esta implementación la encontramos en el tamaño final del componente (ya que está basado en elementos distribuidos) y la necesidad de soldar componentes discretos (resistencias).

2.2.3 Parámetros S en modo mixto

Los parámetros de *scattering* (parámetros S) son muy útiles en el diseño, análisis, simulación y medida de la gran parte de circuitos activos y pasivos de radiofrecuencia y microondas. En la mayoría de dispositivos de alta frecuencia se suele trabajar con una impedancia de referencia (típicamente 50 Ω) y las señales que se propagan están referenciadas a un potencial cero (tierra). A continuación se va a ver que si se trabaja con señales diferenciales hay que tener en cuenta una serie de definiciones y consideraciones para el diseño de circuitos de microondas.

La Figura 2.13 muestra la representación de ondas de potencia incidentes y reflejadas para un dispositivo de 4 puertos. Este tipo de sistemas puede ser analizado mediante el modo mixto o mediante la teoría clásica de parámetros S en modo *single*. El conocido como modo mixto es aquel modo de propagación que se puede descomponer en modo diferencial, común y los modos cruzados, diferencial-común y común-diferencial. Hoy en día es un reto para los diseñadores de circuitos

de microondas obtener dispositivos que trabajen con señales diferenciales y a la vez presenten una fuerte atenuación o cancelación de los otros tres modos que puedan inducir ruido aditivo a la comunicación.

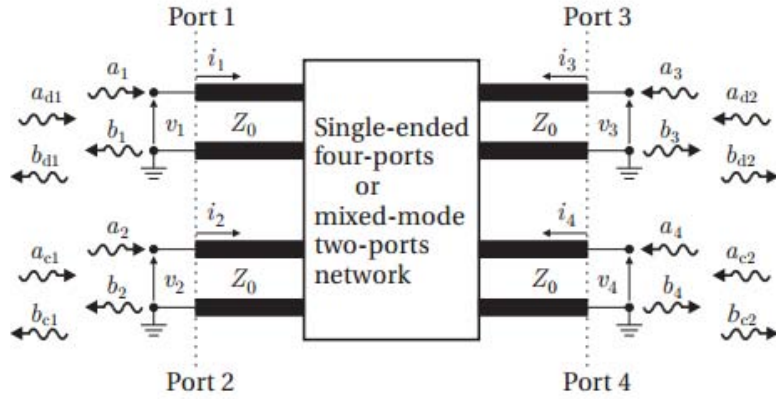


Figura 2.13. Representación de ondas de potencia incidentes y reflejadas para un dispositivo de 4 puertos.

La matriz de parámetros S para un dispositivo de 4 puertos expresada en términos de ondas de potencia, queda de la siguiente forma:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

La igualdad matricial anterior se puede expresar como una relación algebraica tal que,

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + S_{13}a_3 + S_{14}a_4 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + S_{23}a_3 + S_{24}a_4 \\ b_3 &= S_{31}a_1 + S_{32}a_2 + S_{33}a_3 + S_{34}a_4 \\ b_4 &= S_{41}a_1 + S_{42}a_2 + S_{43}a_3 + S_{44}a_4 \end{aligned} \quad (2.4)$$

El cálculo de cada elemento de la matriz de parámetros S se obtiene de la siguiente manera:

$$S_{xy} = \left. \frac{b_x}{a_y} \right|_{a(s \neq y)=0} \quad (2.5)$$

donde todas las fuentes generadoras se eliminan excepto la que corresponde con a_y .

El voltaje diferencial aplicado al puerto diferencial 1 en la Figura 2.13, se define como la diferencia de voltajes entre los puertos 1 y 2,

$$v_d = (v_1 - v_2) \quad (2.6)$$

Debido a la excitación diferencial, es de esperar que la magnitud de la intensidad que circula por cada terminal sea igual pero de signo opuesto, por lo cual la intensidad que circula para el modo diferencial se puede expresar como:

$$i_d = \frac{1}{2}(i_1 - i_2) \quad (2.7)$$

De la misma manera, la impedancia del modo diferencial queda definida de la siguiente manera:

$$Z_d = \frac{v_d}{i_d} \quad (2.8)$$

Al trabajar con circuitos que operan con señales diferenciales, es usual que se genere una componente en modo común que se suma a la entrada del circuito. En este caso, se aplican voltajes y corrientes de igual magnitud ($v_1=v_2$ y $i_1=i_2$) a los puertos en modo mixto. Dada una fuente arbitraria, el voltaje en modo común entre dos puertos se define como la media de voltajes aplicados a cada terminal. De manera similar, la corriente en modo común se obtiene mediante la suma de las corrientes que circulan por cada terminal. Para el modo común, las ecuaciones (2.6) a (2.8) quedan formuladas como:

$$v_c = \frac{1}{2}(v_1 + v_2) \quad (2.9)$$

$$i_c = (i_1 + i_2) \quad (2.10)$$

$$Z_c = \frac{v_c}{i_c} \quad (2.11)$$

Los parámetros S en modo mixto para una red de 2 puertos se puede expresar en términos de ondas de potencia como:

$$\begin{pmatrix} b_{d1} \\ b_{d2} \\ b_{c1} \\ b_{c2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11}^{DD} & S_{12}^{DD} & S_{11}^{DC} & S_{12}^{DC} \\ S_{21}^{DD} & S_{22}^{DD} & S_{21}^{DC} & S_{22}^{DC} \\ S_{11}^{CD} & S_{12}^{CD} & S_{11}^{CC} & S_{12}^{CC} \\ S_{21}^{CD} & S_{22}^{CD} & S_{21}^{CC} & S_{22}^{CC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{d1} \\ a_{d2} \\ a_{c1} \\ a_{c2} \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

La igualdad matricial anterior se puede expresar como una relación algebraica tal que,

$$\begin{aligned} b_{d1} &= S_{11}^{DD} a_{d1} + S_{12}^{DD} a_{d2} + S_{11}^{DC} a_{c1} + S_{12}^{DC} a_{c2} \\ b_{d2} &= S_{21}^{DD} a_{d1} + S_{22}^{DD} a_{d2} + S_{21}^{DC} a_{c1} + S_{22}^{DC} a_{c2} \\ b_{c1} &= S_{11}^{CD} a_{d1} + S_{12}^{CD} a_{d2} + S_{11}^{CC} a_{c1} + S_{12}^{CC} a_{c2} \\ b_{c2} &= S_{21}^{CD} a_{d1} + S_{22}^{CD} a_{d2} + S_{21}^{CC} a_{c1} + S_{22}^{CC} a_{c2} \end{aligned} \quad (2.13)$$

Los parámetros S en modo mixto mostrados anteriormente, siguen la siguiente nomenclatura,

$$S_{p_o p_i}^{m_o m_i} = S_{(\text{puerto de salida})(\text{puerto de entrada})}^{(\text{modo de salida})(\text{modo de entrada})}$$

La transformación entre parámetros S del modo *single* y del modo mixto (ecuaciones (2.4) y (2.13)) queda resumida en las siguientes expresiones [37]:

$$S^{DD} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (S_{11}^{DD} = S_{11} - S_{13} - S_{31} + S_{33}) & (S_{12}^{DD} = S_{12} - S_{14} - S_{32} + S_{34}) \\ (S_{21}^{DD} = S_{21} - S_{23} - S_{41} + S_{43}) & (S_{22}^{DD} = S_{22} - S_{24} - S_{42} + S_{44}) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$S^{DC} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (S_{11}^{DC} = S_{11} + S_{13} - S_{31} - S_{33}) & (S_{12}^{DC} = S_{12} + S_{14} - S_{32} - S_{34}) \\ (S_{21}^{DC} = S_{21} + S_{23} - S_{41} - S_{43}) & (S_{22}^{DC} = S_{22} + S_{24} - S_{42} - S_{44}) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$S^{CD} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (S_{11}^{CD} = S_{11} - S_{13} + S_{31} - S_{33}) & (S_{12}^{CD} = S_{12} - S_{14} + S_{32} - S_{34}) \\ (S_{21}^{CD} = S_{21} - S_{23} + S_{41} - S_{43}) & (S_{22}^{CD} = S_{22} - S_{24} + S_{42} - S_{44}) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$S^{CC} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (S_{11}^{CC} = S_{11} + S_{13} + S_{31} + S_{33}) & (S_{12}^{CC} = S_{12} + S_{14} + S_{32} + S_{34}) \\ (S_{21}^{CC} = S_{21} + S_{23} + S_{41} + S_{43}) & (S_{22}^{CC} = S_{22} + S_{24} + S_{42} + S_{44}) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

2.3 Componentes de microondas basados en metamateriales

En esta sección se introducirá el concepto “*Metamaterial*” y cómo su aparición ha sido clave para mejorar las propiedades de los componentes de microondas como pueden ser filtros, divisores de potencia u otros dispositivos implementados en tecnología planar. En la última década, se han publicado y presentado múltiples artículos basados en el concepto metamaterial. Durante esta sección se detallaran las propiedades y ventajas que presentan las estructuras metamateriales frente a estructuras convencionales como pueden ser el control (hasta cierto punto) simultáneo de parámetros como la impedancia característica (Z_0) y su constante de fase (βl) dando como resultado estructuras con comportamiento funcional en múltiples bandas de frecuencia o la miniaturización de dichas estructuras como ventajas más destacables.

2.3.1 Introducción a los Metamateriales

A raíz de la aparición del concepto acuñado como metamaterial, han sido múltiples los libros que han salido a la luz con este concepto como bandera. Sin

embargo, a día de hoy no hay un consenso general para dotar de definición única este concepto. Es por eso que si nos basamos en [38], los metamateriales son definidos como *estructuras periódicas (o quasi-periódicas) fabricadas artificialmente, con propiedades electromagnéticas controlables, diferentes a la de sus elementos o celdas que la constituyen y, en ocasiones, no existentes en la naturaleza*. Dentro de los metamateriales podemos distinguir dos grandes grupos: los denominados cristales electromagnéticos (o *EBGs*, del inglés *Electromagnetic Band Gaps*) y los medios efectivos. En los primeros, la longitud de la onda que incide sobre ellos es comparable a las dimensiones de la celda unidad, hecho que da lugar a fenómenos de interferencia provocando así la inhibición en la transmisión de la señal en ciertas regiones del espectro frecuencial (difracción *Bragg*). En el segundo grupo, las dimensiones de la celda unidad son mucho menores que la longitud de la onda que incide sobre ellos, consiguiendo propiedades de medio efectivo. Las propiedades electromagnéticas de estos medios se pueden controlar a voluntad mediante el diseño de las celdas que lo constituyen. Dichas propiedades suelen ser de naturaleza diferente de las que presentan estos medios a escala microscópica llegando a poder obtener estructuras artificiales con propiedades no existentes en medios convencionales. Como ejemplo más destacado podemos encontrar los medios con índice de refracción (n) negativo o medios zurdos (*LHM*, del inglés *Left Handed Media*), los cuales dan lugar a ondas de retroceso debido a que presentan simultáneamente un valor negativo de la permitividad dieléctrica (ϵ) y la permeabilidad magnética (μ) efectivas. A continuación nos centraremos en los dos grandes grupos de metamateriales, mostrando sus principales propiedades y algunas de sus configuraciones más relevantes en ingeniería de microondas.

2.3.2 Cristales Electromagnéticos (EBGs)

Un cristal se puede entender como una disposición periódica de átomos. Dicha disposición periódica hace que exista un potencial también periódico para cualquier electrón que se desplace por el cristal dando lugar a la aparición de bandas de energía prohibidas. La analogía electromagnética la encontraríamos en los denominados cristales electromagnéticos *EBGs* donde la periodicidad se produce mediante la variación de uno o varios parámetros macroscópicos del medio. Dicha analogía fue estudiada e introducida por *Yablonovitch* y *John* en [39] y [40] respectivamente. Ambos autores plantearon estructuras con variaciones periódicas de la constante dieléctrica dando lugar a la aparición de bandas de propagación prohibidas en ciertas direcciones del espacio como sucede con los cristales semiconductores. En la Figura 2.14 se puede observar un esquema con perturbaciones unidimensional (a), bidimensional (b) y tridimensional (c) de la constante dieléctrica.



Figura 2.14. Cristal electromagnético unidimensional (a), bidimensional (b) y tridimensional (c). Figura extraída de [41].

La difracción *Bragg*, que usualmente se realiza utilizando rayos X, es un método experimental sumamente útil para estudiar la estructura atómica de un sólido cristalino [42]. Si tenemos un sólido y consideramos un cierto conjunto de planos atómicos paralelos y una radiación incidente sobre ellos en forma de onda plana con un ángulo θ respecto del plano atómico en cuestión, si la longitud de onda es del orden de la separación entre átomos, cada plano se comportará como una superficie parcialmente reflectora. Aunque en cada plano la reflexión es especular ($\theta_i = \theta_r$), sólo en ciertos ángulos habrá interferencia constructiva de todos los haces reflejados en todos los planos de átomos paralelos (Figura 2.15).

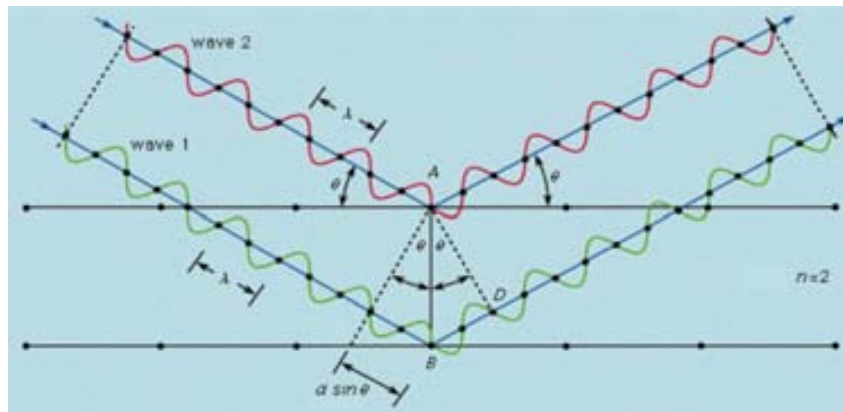


Figura 2.15. Plano de átomos paralelo bajo la incidencia de una onda plana.

En el escenario representado en la Figura 2.15, la aparición de picos de difracción sigue la siguiente relación:

$$2 \cdot d_{(hkl)} \cdot \sin \theta = m \cdot \lambda \longrightarrow m = 1, 2, 3 \dots \quad (2.18)$$

donde $d_{(hkl)}$ hace referencia a la separación entre los diferentes planos atómicos caracterizados por diferentes índices de *Miller* (hkl), θ es el ángulo con el que la señal radiada se refleja, m es el orden de difracción y λ es la longitud de onda de la radiación X. Si nos fijamos en la ecuación (2.18), en condiciones de incidencia normal ($\theta = 90^\circ$), la condición de difracción *Bragg* se cumplirá para distancias de separación entre planos atómicos iguales a media longitud de onda de la señal incidente.

2.3.2.1 Líneas de transmisión basadas en EBGs y aplicaciones

En el rango de las microondas es usual la utilización de líneas de transmisión para guiar y confinar las señales electromagnéticas. En las líneas de transmisión, la perturbación periódica característica de los *EBGs* se puede aplicar mediante la variación de la impedancia característica que se va encontrando la señal al viajar por la línea de transmisión [43], [44] y [45]. Otra variación periódica en este tipo de estructuras puede realizarse mediante alteraciones del plano de masa [46, 47]. Como se demostró mediante la teoría de acoplo de modos [48] en [49], si la perturbación periódica (coeficiente de acoplo K) de la impedancia característica es relativamente pequeña, el espectro de frecuencias inhibidas está directamente relacionado con la transformada de *Fourier* del perfil de impedancia. En [50], los autores demostraron que una perturbación periódica de la impedancia característica de una línea puede rechazar la frecuencia que satisface la condición de *Bragg*. Considerando una línea como un medio de transmisión unidimensional, la condición de *Bragg* se cumple cuando la longitud de la onda coincide con dos periodos de la perturbación. Esta teoría ha sido desarrollada con éxito aplicándola a filtros de microondas para la supresión de múltiples bandas espurias (Figura 2.16 y Figura 2.17) [51, 52].

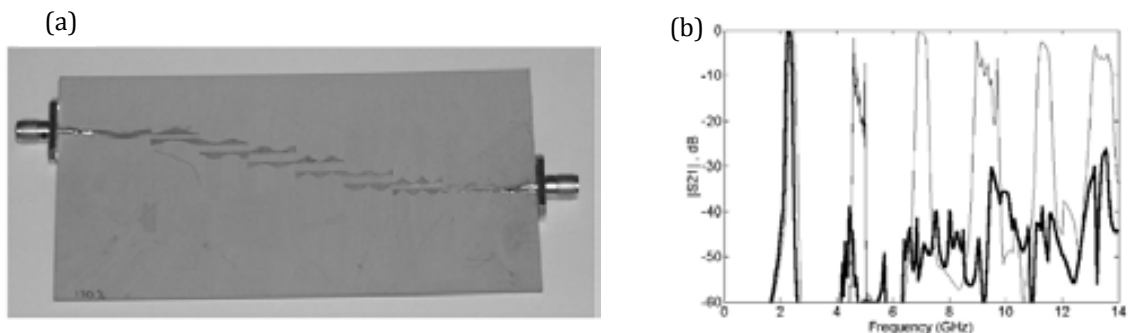


Figura 2.16. Prototipo de filtro pasa banda (a) y respuesta frecuencial (b) del filtro con (traza gruesa) y sin (traza fina) perturbación periódica de carácter sinusoidal. Figura extraída de [51].

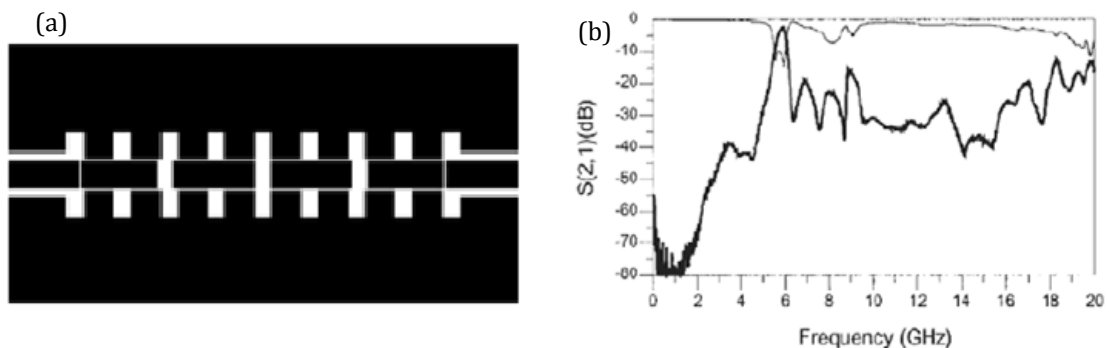


Figura 2.17. *Layout* (a) y respuesta frecuencial (b) de un filtro con resonadores acoplados por gaps diseñado en tecnología coplanar. Figura extraída de [52].

Durante la realización de esta tesis se ha aprovechado la naturaleza electromagnética de los *EBGs* para la supresión de bandas espurias en filtros diferenciales con comportamiento paso banda y rechazo del modo común.

2.3.3 Medios efectivos y medios zurdos (*Left Handed Media-LHM*)

A diferencia de los *EBGs*, en los medios efectivos el periodo de repetición de la celda base es mucho menor que la longitud de onda a las frecuencias de interés. Es debido a esto, que la onda incidente se puede considerar que viaja a través de un medio homogéneo, pudiéndose así definir parámetros electromagnéticos efectivos como son la permitividad dieléctrica efectiva (ϵ_{eff}) y la permeabilidad magnética efectiva (μ_{eff}). En este tipo de medios y mediante un diseño óptimo de la celda base que forma el medio, es posible obtener valores arbitrarios (aunque con ciertos límites) de impedancia y de velocidad de propagación ajustando los valores de ϵ_{eff} y μ_{eff} . Gracias a ello se puede estudiar el comportamiento electromagnético de un medio considerando la propagación de ondas electromagnéticas en un cierto medio con parámetros efectivos ϵ y μ . En un medio isótropo, el índice de refracción y la constante de fase quedan definidos como:

$$n = \pm c \sqrt{\epsilon \mu} \quad (2.19)$$

$$\beta = \frac{\omega}{c} n \quad (2.20)$$

donde n es el índice de refracción, ω la frecuencia angular, c hace referencia a la velocidad de la luz en el vacío y β es la constante de propagación. A la luz de las ecuaciones (2.19) y (2.20) es deducible que cuando en un medio ϵ y μ son las dos del mismo signo (positivas o negativas) la propagación estará permitida y la constante de propagación resultará real. Por otro lado, si una de las dos magnitudes es positiva y la otra negativa estaremos ante un medio que solo albergará modos no propagativos o evanescentes y por lo tanto la constante de propagación resultará imaginaria. La Figura 2.18 muestra claramente los tipos de medios que existen en función del signo de ϵ y μ . Si nos centramos en el cuadrante donde ambas magnitudes son negativas vemos que dan como resultado un medio no existente en la naturaleza, pero que se puede obtener de manera artificial.

Las propiedades electromagnéticas de un medio que presentase simultáneamente valores negativos de ϵ y μ fueron estudiadas y predichas por *Veselago* en el año 1968 [53]. *Veselago* bautizó este tipo de medios como medios *LH* (del inglés, *Left-Handed*) debido a la naturaleza zurda de la triada que forman los vectores de campo eléctrico (E), campo magnético (H) y la constante de propagación (β) a diferencia del comportamiento diestro que forman dichos vectores en medios convencionales o *RH* (donde $\epsilon, \mu > 0$) (Figura 2.19).

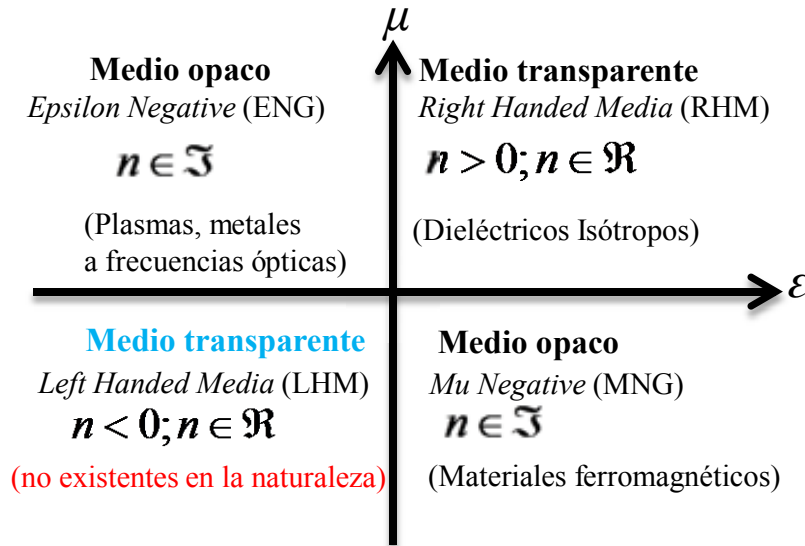


Figura 2.18. Clasificación de medios en función del valor de ϵ y μ .

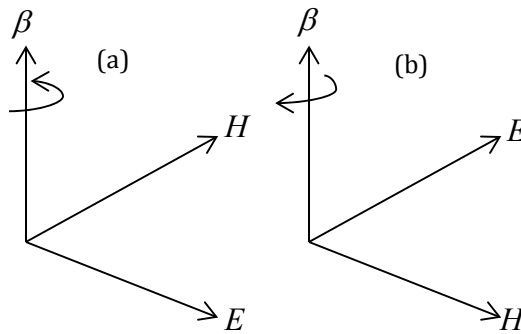


Figura 2.19. Relación entre los vectores E , H y β para un medio convencional o RHM (a) y en un medio LHM (b).

Como muy bien avanzó *Veselago*, las consecuencias más importantes de tener un medio que presente simultáneamente valores negativos de la permitividad dieléctrica y la permeabilidad magnética, son el anti-parallelismo entre la velocidad de fase y de grupo (las ondas viajan en sentido opuesto al flujo de energía -*backward wave propagation*-) así como la inversión del efecto *Doppler* y la ley de *Snell* (Figura 2.20) entre un medio convencional y uno LH .

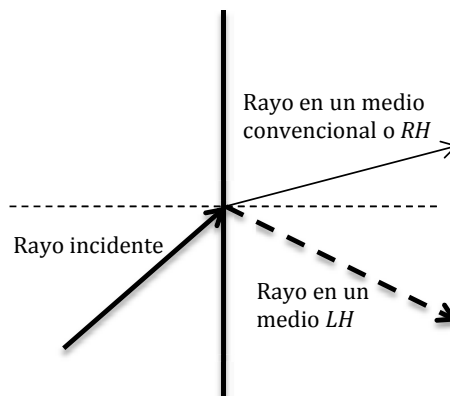


Figura 2.20. Trayectoria de un rayo incidente en un medio RH (línea continua) o en un medio LH (línea discontinua).

2.3.3.1 Implementación de medios zurdos. El resonador de anillos abiertos (SRR)

Las predicciones de *Veselago* se mantuvieron intactas hasta que en el año 1999 *Pendry et al.* propusieron en [54] la primera partícula no magnética que dio lugar a medios con valores negativos de permeabilidad magnética en ciertas regiones del espectro frecuencial. Este tipo de partículas reciben el nombre de *SRR* (del inglés, *Split Ring Resonators*) y su topología la podemos ver en la Figura 2.21. Como se observa, esta partícula está formada por dos anillos metálicos concéntricos con aperturas en lados opuestos. Para poder sintetizar el primer medio con permeabilidad magnética efectiva negativa en un cierto rango frecuencial, se dispuso de un *array* de *SRRs* periódico (Figura 2.22). Si la radiación incidente está polarizada con el campo magnético variable paralelo al eje axial, la estructura se comportará como un medio con permeabilidad magnética efectiva negativa. Esta excitación genera unas corrientes por los anillos que introducirán un efecto inductivo y a la vez también capacitivo debido a la proximidad entre los anillos.

Debido al reducido tamaño eléctrico de la partícula o celda unidad (recordamos que esta es una condición de medio efectivo) se puede entender su comportamiento electromagnético mediante un análisis quasi-estático. Al realizar este tipo de análisis se puede concluir que el circuito equivalente para este tipo de partículas es un tanque paralelo $L_s C_s$ con $C_s = C_0/4$, donde C_0 se corresponde a la capacidad distribuida entre los anillos ($C_0 = 2\pi r_0 C_{pul}$) teniendo en cuenta que C_{pul} es la capacidad entre anillos por unidad de longitud. De manera similar, L_s es la inductancia asociada a un solo anillo con un radio promedio r_0 y un ancho de anillo c .

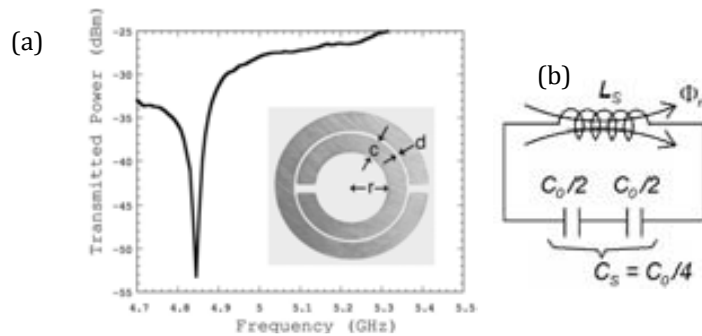


Figura 2.21. Topología y coeficiente de transmisión en un *SRR* (a) y circuito equivalente (b). Figura extraída de [55].

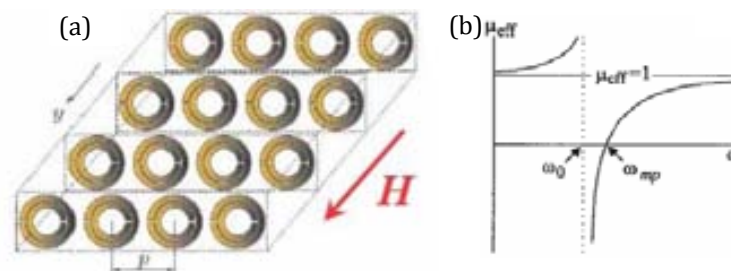


Figura 2.22. Medio efectivo con permeabilidad negativa (*MNG*, del inglés *Mu Negative*) (a) y el valor de la permeabilidad magnética asociada (b). Figura extraída de [56].

La frecuencia de resonancia del *SRR* tiene la siguiente expresión:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} = \sqrt{\frac{2}{\pi r_0 C_{pul} L_s}} \quad (2.21)$$

Como quedó patente en el estudio realizado en [54] ignorando las pérdidas, el valor de la permeabilidad magnética efectiva en función de la frecuencia se puede expresar de la siguiente manera (modelo de *Lorentz*):

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F \omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2} \quad (2.22)$$

donde F es el factor de proporción que existe entre el volumen del *SRR* respecto al volumen de la celda unidad y ω_0 es la frecuencia de resonancia de los anillos. Según la ecuación (2.22), para frecuencias por encima de la frecuencia de resonancia de los anillos, la permeabilidad magnética toma valores negativos. El rango de frecuencias donde se produce este efecto se extiende desde la frecuencia de resonancia de los anillos hasta la frecuencia de plasma magnético (ω_{mp}). No fue hasta un año más tarde de la publicación de *Pendry* que se implementó el primer medio con propagación *LH* introduciendo valores negativos de ϵ y μ simultáneamente. Este trabajo fue realizado por *Smith et al.* en [57] y consistía en combinar el array de *SRRs* que nos introduce un valor negativo de la permeabilidad, con postes metálicos que nos proporcionan valores negativos de la permitividad dieléctrica (Figura 2.23). En [58] quedó demostrado que la resonancia del plasma en un metal es un buen modelo para explicar el comportamiento de la estructura. A frecuencias bajas, el medio formado por postes metálicos presentaba valores negativos de la permitividad dieléctrica. Por otro lado, a frecuencias superiores a la frecuencia de plasma, el valor de la permitividad tomaba valores positivos. En un metal ideal, este comportamiento queda patente en la siguiente expresión:

$$\epsilon_{metal} = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2} \quad (2.23)$$

donde ω_p hace referencia a la frecuencia de plasma del metal. Para un medio formado únicamente por estos postes metálicos, dicha frecuencia se puede aproximar mediante la siguiente igualdad:

$$\omega_p = \frac{2\pi c^2}{a^2 \ln\left(\frac{a}{r}\right)} \quad (2.24)$$

donde c es la velocidad de la luz en el vacío, a representa la periodicidad de la estructura y r indica el valor del radio de los postes metálicos. La configuración del primer medio efectivo *LH* la podemos encontrar en la Figura 2.23(a), donde podemos observar en su respuesta que hay una cierta región donde debido al valor negativo de ambas magnitudes, la propagación era permitida. Fuera de este rango, la propagación no estará permitida ya que ambos parámetros tienen signo opuesto.

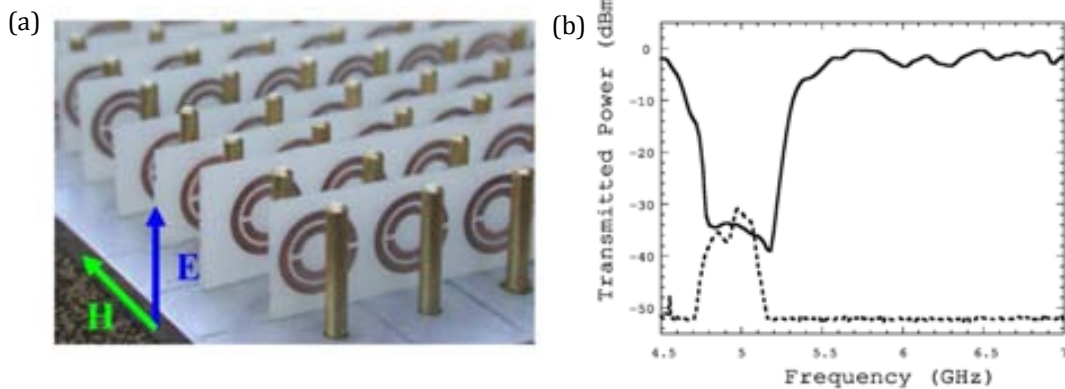


Figura 2.23. Medio zurdo (*LHM*) formado por una disposición periódica de anillos (*SRRs*) y postes metálicos (a) y respuesta en frecuencia del coeficiente de transmisión (b) sin la presencia de los postes metálicos (línea continua) y con la inclusión de dichos postes metálicos (línea discontinua). Figura extraída de [57].

En [59] los autores presentaron la posibilidad de obtener un medio zurdo en el rango de las microondas mediante la inclusión de anillos *SRR* en una guía de onda rectangular (Figura 2.24) cuya frecuencia de corte sea mayor que la de los anillos metálicos. Cuando esto ocurre, la guía de onda se comporta como un medio con permitividad efectiva negativa que junto a los valores negativos de permeabilidad efectiva introducidos por los *SRRs* dan lugar a una propagación zurda. Es posible la implementación de un medio con propagación *LH* mediante una estructura bidimensional formada por resonadores *SRR* de topología cuadrada y tiras metálicas impresas en sustrato de fibra de vidrio (Figura 2.25). A raíz de estos resultados, han sido varios los trabajos presentados basados en las hipótesis predichas por *Veselago*. Hoy en día, estos conceptos han sido aplicados con éxito en la obtención de imágenes de resonancia magnética nuclear así como su funcionalidad en la gama óptica mediante estructuras tridimensionales [60], [61] y [62].

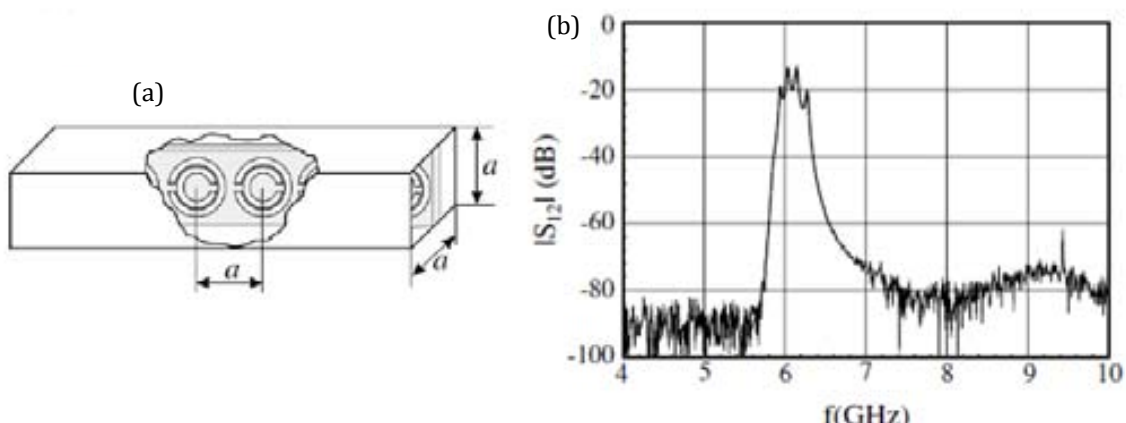


Figura 2.24. *Layout* (a) y respuesta en frecuencia (b) de un medio zurdo formado por la inclusión de anillos *SRRs* en una guía de onda rectangular. Figura extraída de [59].

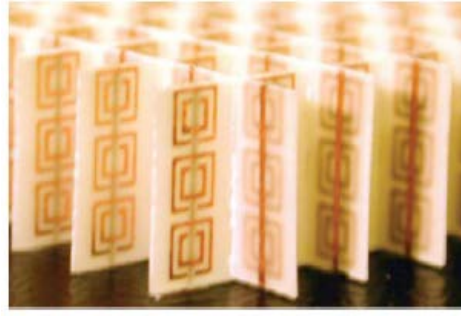


Figura 2.25. Fotografía del primer medio zurdo bidimensional usado para demostrar la refracción negativa. Figura extraída de [63].

No obstante, las estructuras que se han presentado hasta ahora eran volumétricas y en algunos casos evidenciaban elevadas pérdidas, y este hecho redujo mucho el interés potencial para aplicaciones futuras ya que no eran compatibles con la mayoría de tecnologías planares de circuitos de microondas. No obstante, la primera vez que se utilizaron anillos *SRRs* en una implementación totalmente planar fue desarrollada en [64] y [65]. Este trabajo consistía en el diseño de un medio *MNG* (del inglés, *Mu Negative*) planar basándose en el acoplo magnético de los *SRRs* a una línea de transmisión coplanar (*CPW*, del inglés *Coplanar Waveguide*) (ver Figura 2.26). El uso de tecnología coplanar responde al hecho que las líneas de campo magnético son perpendiculares a las zonas de las ranuras (del inglés, *Slots*), lugar en el que se grabaron los anillos *SRRs* para ser excitados correctamente.

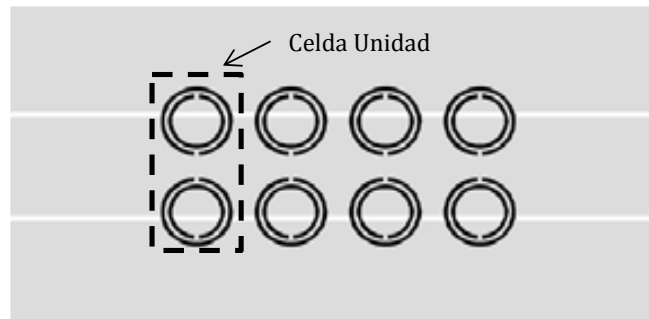


Figura 2.26. Línea de transmisión *CPW* con $\mu_{eff} < 0$ basada en resonadores *SRRs*. Figura extraída de [65].

El circuito equivalente de la celda unidad que forma dicho medio, se encuentra representado en la Figura 2.27 (notar que se ha aplicado el concepto de pared magnética y se representa medio circuito equivalente). Los parámetros L y C dan cuenta de la inductancia y la capacidad propias de la línea de transmisión coplanar de cada celda unidad. El anillo *SRR* está caracterizado con las variables L_s y C_s , y el acoplo magnético de este a la línea mediante el coeficiente de autoinducción mutua M . En la Figura 2.27(b) se muestra el circuito equivalente simplificado donde ahora las variables del resonador *SRR* quedan modificadas siguiendo la siguiente relación [64]:

$$C'_s = \frac{L_s}{\omega_0 M^2} \quad (2.25)$$

$$L'_s = \omega_0 M^2 C_s \quad (2.26)$$

donde $\omega_0 = 1/\sqrt{L_s C_s} = 1/\sqrt{L'_s C'_s}$.

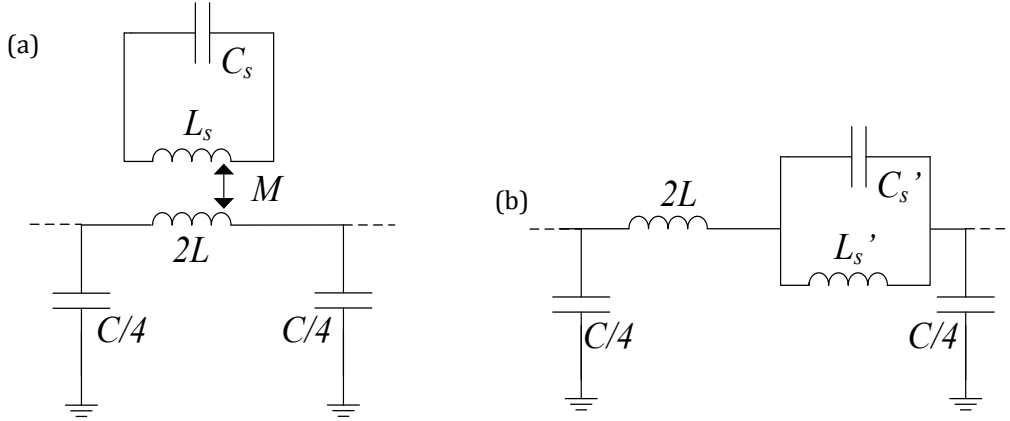


Figura 2.27. Circuito equivalente de la celda unidad del *layout* de la Figura 2.26 (a), y circuito equivalente simplificado (b). Figura extraída de [64].

A continuación vamos a ver diferentes topologías de resonadores utilizados en el campo de los metamateriales implementados en tecnología planar (muchos de ellos han sido utilizados durante esta tesis para el diseño de circuitos diferenciales).

2.3.3.2 Otros resonadores metamaterial: CSRR, OSRR, OCSRR y el resonador de salto de impedancia (SIR) doblado

En el campo de los metamateriales han sido múltiples las topologías de resonadores utilizados para la implementación de líneas de transmisión artificiales con comportamiento *CRLH* (del inglés, *Composite Right/Left Handed*) y su aplicación al diseño de componentes de microondas (como se verá más extensamente en secciones posteriores). En la Figura 2.28 se muestra la topología empleada para la versión complementaria del *SRR*, el denominado *CSRR* (obtenida intercambiando el metal por *slots* y a la inversa respecto al *SRR*), así como su circuito equivalente. Esta partícula fue propuesta y desarrollada por *Falcone et al.* en el año 2004 [66]. En base al principio de *Babinet* y considerando condiciones ideales (sustrato semi-infinito y conductor perfecto), dadas unas mismas dimensiones para ambas partículas, sus frecuencias de resonancia son idénticas [67]. El resonador *CSRR* es un muy buen candidato para implementar líneas *CRLH* en tecnología *microstrip*. En este tipo de partícula complementaria, el campo y las corrientes eléctricas intercambian su naturaleza por campos y corrientes magnéticas respecto al *SRR*, resultando así una estructura que presentará valores negativos de la permitividad efectiva (ϵ_{eff}) en cierta región frecuencial.

En la Figura 2.28 se puede ver que el modelo circuital propuesto es el dual del *SRR* [68]. En un *CSRR* con la topología mostrada en la Figura 2.28, la capacidad C_c

se correspondería a la capacidad resultante de un disco de radio promedio $r = r_0 - c/2$ rodeado por un plano metálico a una distancia c de éste. Por otro lado, la inductancia L_s sería la combinación en paralelo de los *strips* metálicos que interconectan la zona interior y exterior del resonador [69].

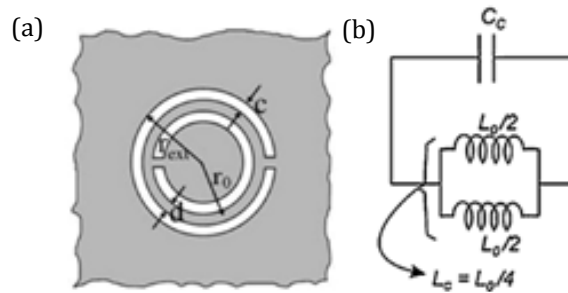


Figura 2.28. Topología (a) y modelo equivalente circuital (b) de un CSRR grabado en un metal. Figuras extraídas de [69].

Después de la aplicación de anillos *SRR-CSRR* para la síntesis de estructuras con propagación zurda, han sido múltiples los estudios realizados por diversos autores con el fin de obtener partículas resonantes de tamaño aún más reducido. A raíz de dichos estudios, han aparecido nuevas partículas como el *BC-SRR* (del inglés, *Broadside Coupled Split Ring Resonator*), el resonador en espira (*SR*, del inglés *Spiral Resonator*) o su versión complementaria, el *CSR* (del inglés, *Complementary Spiral Resonator*) que han sido utilizados en aplicaciones de microondas [69-72]. Durante el año 2004, *Martel et al.* propusieron una nueva partícula que sintetizaba resonadores *LC* en serie para el diseño de filtros con comportamiento paso banda acoplados mediante inversores de impedancias [73]. Esta nueva partícula, bautizada como *OSRR* (del inglés, *Open Split Ring Resonator*) se obtuvo de abrir (de ahí su nombre) y dotar al resonador *SRR* de terminales para poder ser excitado mediante una fuente de tensión o corriente y no por acoplo eléctrico o magnético como sucedía con el *SRR* y su versión complementaria (*CSRR*). Del mismo modo que el *CSRR* se obtuvo aplicando dualidad al *SRR*, en 2009, *Velez et al.* presentaron el *OCSRR* (del inglés, *Open Complementary Split Ring Resonator*) [74]. En la Figura 2.29 se puede ver las topologías que se obtienen al cargar una línea *microstrip* con ambas partículas. Junto a las topologías de las partículas se observan sus circuitos eléctricos equivalentes. En el caso del *OSRR*, la inductancia L_s es equivalente a la inductancia de un *SRR*, o sea, la inductancia de un anillo cerrado de radio promedio $r_0 = r_{ext} - c - d/2$ y un ancho c . En cuanto a la capacitancia C_s , esta es cuatro veces mayor que en el *SRR*, ya que en este las capacidades estaban conectadas en serie y en cambio en el *OSRR* hay una capacidad distribuida a lo largo de la partícula. Esto hace que, dadas unas mismas dimensiones y considerando el mismo sustrato, la frecuencia de resonancia del *OSRR* sea aproximadamente la mitad de la frecuencia de resonancia del *SRR*.

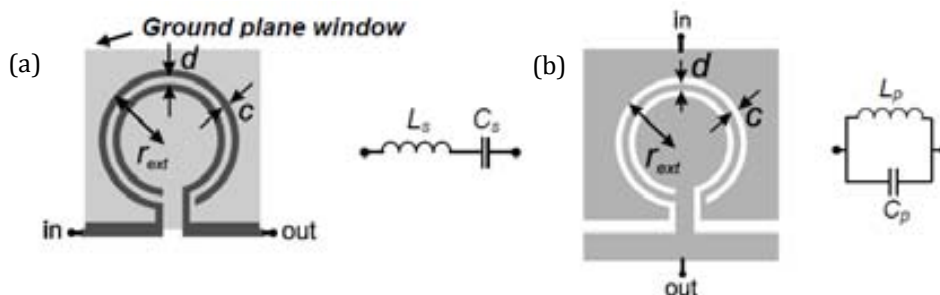


Figura 2.29. Topología y modelo equivalente circuital de un *OSRR* (a) y un *OCSRR* (b) en tecnología *microstrip*. Figuras extraídas de [73] y [74].

De manera similar, el *OCSRR* se puede modelar como un tanque $L_p C_p$ paralelo donde la capacidad C_p es equivalente a la capacidad del *CSRR* (o sea, la capacidad de un disco de radio $r_o - c/2$ rodeado por un plano metálico a distancia c). Por otro lado, la inductancia L_p es cuatro veces la inductancia del *CSRR* ya que ésta es la inductancia de una tira metálica de ancho d y de longitud igual al perímetro de la partícula que se encuentra entre los *slots*. Como pasaba en el *OSRR*, dadas las mismas dimensiones y considerando el mismo sustrato, el *OCSRR* resonará a la mitad de frecuencia que el *CSRR*. Por esta razón, resulta obvio que el tamaño eléctrico de las partículas abiertas *OSRR-OCSRR* es la mitad que las del *SRR-CSRR*, hecho que hace que estas nuevas partículas sirvan para obtener circuitos de microondas de dimensiones muy reducidas.

Debido a la dualidad que existe entre el *OSRR* y *OCSRR* es de esperar que considerando mismas dimensiones y sustrato, su frecuencia de resonancia sea aproximadamente la misma. Como puede observarse en la Figura 2.29, el resonador *OSRR* en tecnología *microstrip* requiere de una apertura en el plano de masa para minimizar la capacidad parasita que se genera entre el resonador y el plano conductor inferior y de esta manera maximizar la inductancia serie (más adelante se hará un repaso de los circuitos equivalentes para las diferentes topologías utilizadas). Este tipo de resonadores (*OSRR-OCSRR*) ha sido implementado con éxito en tecnologías *microstrip* [73] y coplanar [75] para la obtención de líneas artificiales *CRLH* y su aplicación a dispositivos de microondas de banda ancha y operativos en múltiples bandas de frecuencia [74] y [76-78].

Por último vamos a centrar la atención del lector en el resonador en salto de impedancia, *SIR* (del inglés, *Stepped Impedance Resonator*). La estructura básica del *SIR* está compuesta por la interconexión en cascada de líneas de transmisión de diferente impedancia característica Z_1 y Z_2 (Figura 2.30(a)) (o diferente admitancia característica Y_1 y Y_2) y diferente longitud eléctrica θ_1 y θ_2 (L_1 , L_2 y W_1 , W_2 hacen referencia a las longitudes físicas y anchos de las diferentes secciones de línea respectivamente). Inicialmente, este tipo de resonadores tenía una longitud eléctrica de media longitud de onda y resultaba el resonador más comúnmente utilizado en el diseño de circuitos de microondas. Si se considera que las longitudes eléctricas sean inferiores a 45° (aproximación de onda larga $\lambda_g \gg L_{1,2}$), es fácilmente demostrable que una sección de línea ancha se comporta, en cierto rango

frecuencial, como una capacidad. Por otro lado, si la sección de línea es suficientemente estrecha, esta se comportará como una inductancia. En este tipo de resonadores se pueden reducir las dimensiones haciendo la sección de línea interna más estrecha y las secciones de línea externas más anchas [79]. Otra manera de reducir las dimensiones efectivas del resonador, puede ser doblando la estructura (Figura 2.30 (b)). De esta manera se consigue tener una estructura con comportamiento comparable al anillo *SRR* ya que mediante un campo magnético aplicado en la dirección axial al *SIR*, se forma un dipolo eléctrico en su eje de simetría y magnético en la dirección perpendicular al plano de la partícula. Su comportamiento puede ser descrito como un tanque *LC* paralelo resonante, donde la inductancia vendría dada por la sección de línea estrecha y la capacidad por el *gap* entre las secciones de línea anchas y su anchura.

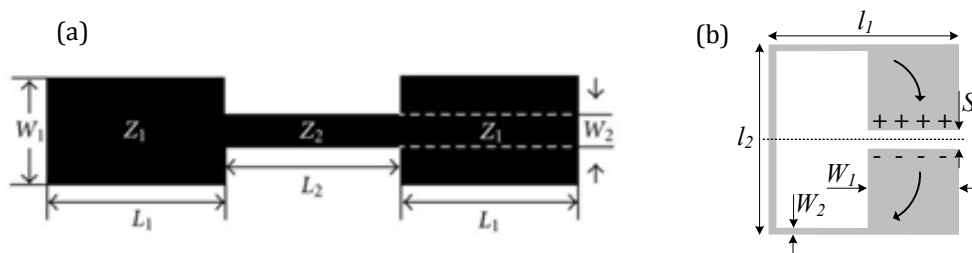


Figura 2.30. Topología genérica de un *SIR* (a) y topología de un *SIR* doblado (*FSIR*, del inglés, *Folded SIR*). Figura extraída de [92].

Hoy en día, los sistemas modernos de comunicaciones exigen componentes de microondas totalmente planares y con características mejoradas o con nuevas funcionalidades. Dentro de estos componentes, nos vamos a centrar en los filtros, ya que son parte indispensable de dichos sistemas (y son sobre los que se ha basado gran parte de esta tesis). En el caso de los filtros, los requisitos son: un buen comportamiento filtrante (buena selectividad) y dimensiones reducidas. Ambos requisitos pueden ser alcanzables mediante filtros con respuesta elíptica. Mediante este tipo de aproximación, han sido múltiples los trabajos reportados para conseguir respuestas paso bajo, paso alto y paso banda [80-89]. Con el fin de tener una mayor flexibilidad y un buen nivel de selectividad en el diseño, recientemente se han publicado trabajos sobre la realización de filtros con aproximación elíptica basados en el acoplo entre resonadores *SIR* (grabados en el metal inferior) con líneas coplanares (*CPW*) [90, 91]. Un ejemplo de este tipo de filtros lo podemos ver en la Figura 2.31. Este tipo de filtros presenta un buen comportamiento en frecuencia (pérdidas de inserción $IL < 0.36$ dB y pérdidas de retorno $RL > 24$ dB). La aparición de un cero de transmisión adicional cercano a 4.5 GHz aumenta el rechazo fuera de la banda de paso que es mayor a 30 dB entre las frecuencias comprendidas entre 2.5 GHz y 6.4 GHz. Adicionalmente, el tamaño eléctrico final del prototipo es realmente pequeño ($0.034\lambda_g \times 0.047\lambda_g$, siendo λ_g la longitud de onda guiada a la frecuencia de corte del filtro) y puede competir con otras implementaciones basadas en una aproximación elíptica.

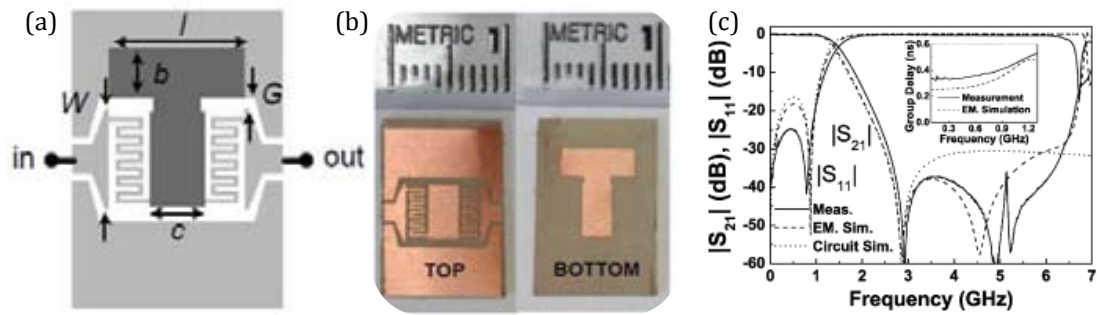


Figura 2.31. Layout (a), fotografía del prototipo fabricado (b) y respuesta en frecuencia de un filtro paso bajo con aproximación elíptica basado en resonadores *SIRs* acoplados a una línea *CPW*. Figura extraída de [90].

La variante del resonador en salto de impedancia conocido como *SIR* doblado o la variante rectangular del *SRR*, han sido utilizados recientemente con éxito en aplicaciones para sensores de rotación/desplazamiento y códigos de barras basados en la ruptura de la simetría de dichos resonadores simétricos [92]. Dichos resonadores presentan un plano de simetría que se comporta como una pared eléctrica a la frecuencia fundamental de resonancia. El hecho de utilizar resonadores *SIR* doblados en vez de resonadores *SRR* responde a que la capacidad de acoplo entre las secciones de baja impedancia del *SIR* doblado y la línea host *CPW* (ver Figura 2.32 (b)) son más elevadas respecto a capacidad de acoplo del *SRR*. Si alineamos la pared eléctrica del resonador con la pared magnética que presenta la línea *CPW*, el resonador no se excita y la transmisión estará permitida. Si esta simetría se ve truncada por un desplazamiento del *SIR* o una ligera rotación de éste, aparecerá un cero de transmisión que será más o menos profundo en función del grado de asimetría (Figura 2.32 (c)). Como se puede observar en la Figura 2.32 (c), debido al fuerte acoplamiento que existe entre el *SIR* y la línea *host*, para mismas dimensiones, el *SIR* es eléctricamente más pequeño que el *SRR* y provoca un rechazo más profundo.

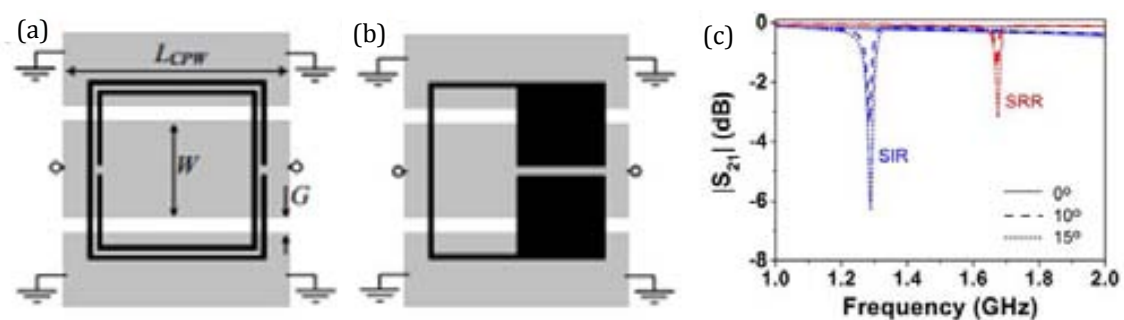


Figura 2.32. Layout de una línea coplanar cargada con resonadores simétricos: *SRR* rectangular (a) y *SIR* doblado (b). En (c) se muestra el coeficiente de transmisión para las dos estructuras (*SRR* y *SIR* doblado) en función del ángulo de rotación de los resonadores. Figura extraída de [92].

Una vez repasados los conceptos básicos sobre las topologías utilizadas para implementar resonadores metamaterial, se va a proceder a repasar los conceptos teóricos necesarios para afrontar el diseño de líneas artificiales basadas en el concepto metamaterial y sus propiedades electromagnéticas.

2.3.4 Líneas de transmisión artificiales basadas en metamateriales

En la práctica, las líneas de transmisión metamaterial son líneas *host* (*microstrip*, coplanar, *stripline*, etc...) cargadas periódicamente mediante elementos reactivos ya sean inductancias, capacidades o una combinación de ambas (resonadores). Mediante una adecuada elección de dichos elementos reactivos se pueden controlar las propiedades electromagnéticas de la línea de transmisión. Gracias a la posibilidad de establecer una analogía entre la propagación de ondas *EM* en una línea de transmisión y en un medio lineal, homogéneo e isótropo, es posible identificar parámetros efectivos constitutivos tales como la permitividad efectiva (ϵ_{eff}) y la permeabilidad efectiva (μ_{eff}) a través de la siguiente relación:

$$Z'_s(\omega) = j\omega\mu_{eff} \quad (2.27)$$

$$Y'_p(\omega) = j\omega\epsilon_{eff} \quad (2.28)$$

donde Z'_s y Y'_p hacen referencia a la impedancia serie por unidad de longitud y la admitancia en derivación por unidad de longitud respectivamente del modelo equivalente T o π que se considere (Figura 2.33). Este escenario nos propone cuatro alternativas: una primera en que ambos parámetros constitutivos sean positivos (propagación convencional o diestra), que los dos sean negativos (propagación zurda) o de signo opuesto (modos evanescentes). En la teoría de líneas de transmisión, hay dos parámetros fundamentales como son la longitud eléctrica (o constante de fase) y la impedancia característica. De la teoría derivada de estructuras periódicas [93], la relación de dispersión (variación de la fase con la frecuencia) se puede expresar como:

$$\cosh(\gamma l) = \frac{A+D}{2} \quad (2.29)$$

donde $\gamma = \alpha + j\beta$ es la constante de propagación compleja (α y β son la constante de atenuación y la constante de fase respectivamente), l es la longitud de la celda unidad y A y D hacen referencia a los elementos de la diagonal de la matriz ABCD de la celda unidad. Si consideramos nulas las pérdidas, la ecuación (2.29) en las regiones propagativas (donde $\alpha = 0$) queda formulada de la siguiente manera:

$$\cos(\beta l) = \frac{A+D}{2} \quad (2.30)$$

Del mismo análisis se puede expresar la impedancia característica (también conocida como impedancia *Bloch*) de la celda unidad como:

$$Z_B^{\pm} = \frac{-2B}{A - D \mp \sqrt{(A+D)^2 - 4}} \quad (2.31)$$

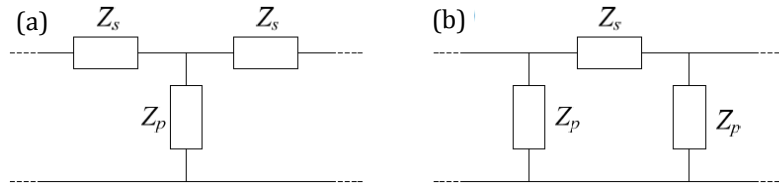


Figura 2.33. Modelo equivalente en T (a) y en π (b) de la celda unidad en una línea de transmisión.

Teniendo en cuenta los circuitos equivalentes presentados en la Figura 2.33, las expresiones (2.30) y (2.31) quedan de la siguiente forma:

$$\cos(\beta l)_{T,\pi} = 1 + \frac{Z_s}{Z_p} \quad (2.32)$$

$$Z_{B_T}(\omega) = \sqrt{Z_s^2(\omega) + 2Z_s(\omega)Z_p(\omega)} \quad (2.33)$$

$$Z_{B_\pi} = \sqrt{\frac{Z_s(\omega)Z_p(\omega)/2}{1 + \frac{Z_s(\omega)}{2Z_p(\omega)}}} \quad (2.34)$$

donde (2.33) y (2.34) hacen referencia a la impedancia característica para el modelo en T y π respectivamente.

2.3.4.1 La línea de transmisión dual

En este apartado se van a analizar las características propagativas de la línea de transmisión convencional (propagación *Right Handed -RH-* o diestra) y la línea de transmisión dual (propagación *Left Handed -LH-* o zurda) mediante las expresiones presentadas en el apartado anterior. Para ello vamos a considerar los dos circuitos de la Figura 2.34. El primero de ellos corresponde al modelo de una línea de transmisión convencional (inductancia serie y capacidad en derivación) y el segundo se correspondería con su versión dual (capacidad serie e inductancias en derivación). Vamos a centrarnos en este segundo caso considerando el circuito equivalente en T mostrado en Figura 2.34(d) formado por capacidades serie e inductancias en derivación. En este modelo y teniendo en cuenta (2.32), la relación de dispersión se expresa como

$$\cos(\beta_L l) = 1 - \frac{1}{2LC\omega^2} \quad (2.35)$$

y mediante(2.33), la impedancia característica queda de la siguiente manera:

$$Z_{B_L} = \sqrt{\frac{L}{C} \left(1 - \frac{\omega_{cL}^2}{\omega^2} \right)} \quad (2.36)$$

donde $\omega_{cL} = 1/2(LC)^{1/2}$ es la frecuencia angular de corte de la estructura. El subíndice L indica que la estructura soporta propagación zurda como queda patente en su diagrama de dispersión (Figura 2.35 (b)). Si nos fijamos en la Figura 2.35 (d)

podemos ver que el valor de la impedancia característica en función de la frecuencia adquiere valores situados entre cero y su máximo valor, que coincide con el valor normalizado de la impedancia característica de una línea de transmisión convencional ($Z_0/Z_{0,ref}$).

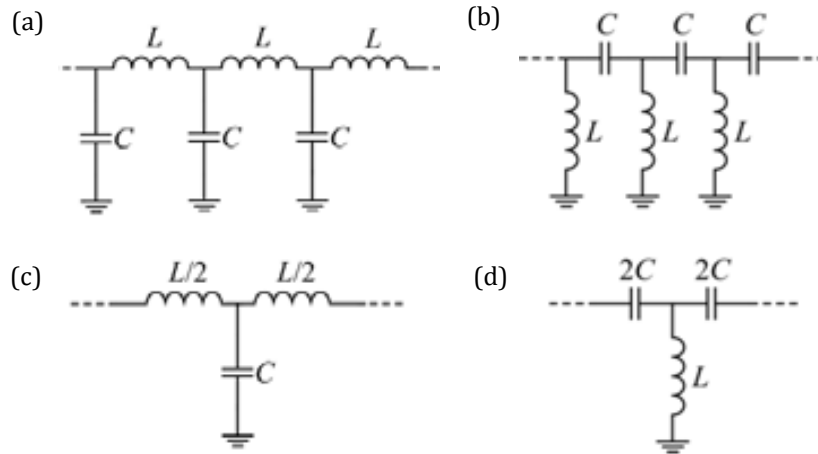


Figura 2.34. Modelo circuital equivalente de una línea convencional (a) y dual (b). Los modelos equivalentes en T de la celda unidad en ambos casos se muestran en (c) y (d) respectivamente.

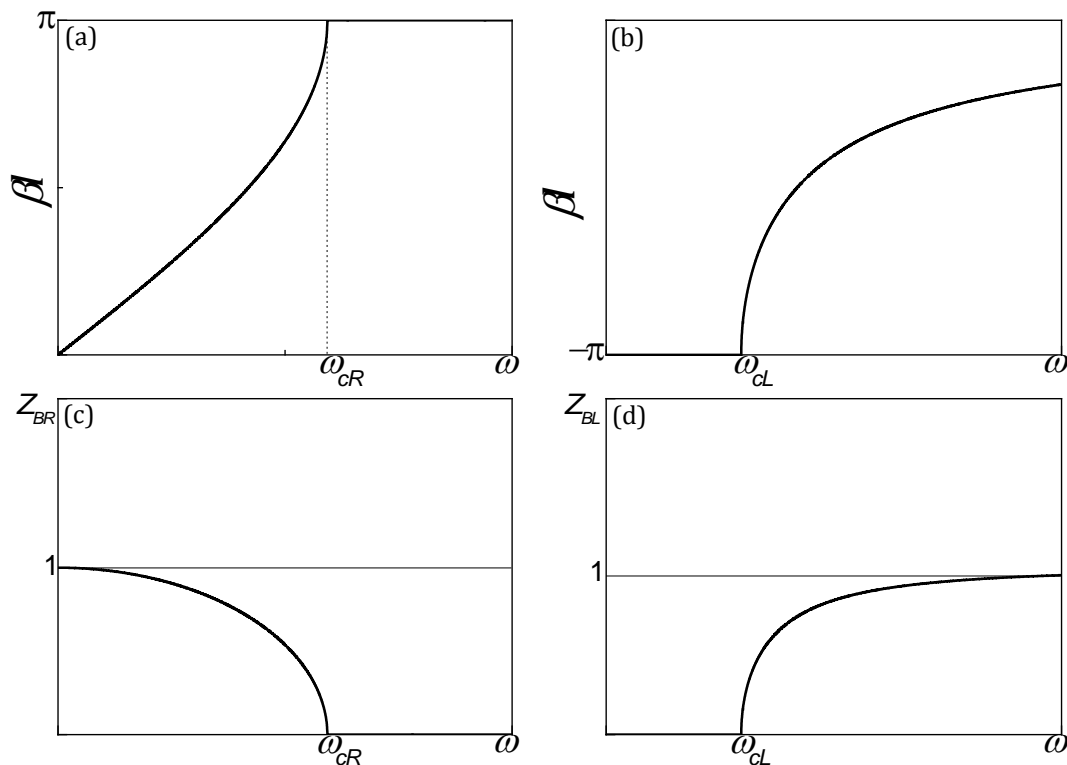


Figura 2.35. Diagrama de dispersión de una línea de transmisión con propagación convencional o diestra (a) y zurda (b). Dependencia de la impedancia característica con la frecuencia para el caso convencional (c) y en la versión dual (d).

Por otro lado si consideramos el modelo equivalente (celda unidad) de una línea de transmisión convencional sin pérdidas (Figura 2.34(c)), y haciendo un análisis idéntico que para el caso dual, se obtienen las siguientes relaciones para la constante de fase y la impedancia característica (en este caso el subíndice R denota que la estructura soporta propagación diestra):

$$\cos(\beta_R l) = 1 - \frac{LC}{2} \omega^2 \quad (2.37)$$

$$Z_{B_R} = \sqrt{\frac{L}{C} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{c_R}^2} \right)} \quad (2.38)$$

donde en este caso, la frecuencia de corte de la estructura toma el valor $\omega_{cR} = 2/(LC)^{1/2}$. En este caso tanto el diagrama de dispersión como la dependencia de la impedancia característica con la frecuencia es la mostrada en las Figura 2.35(a) y (c) respectivamente. Dicho modelo equivalente de línea de transmisión convencional sólo es válido bajo la condición de longitud de onda larga (o sea para frecuencias inferiores a la de corte ω_{cR} o para frecuencias que cumplan que su longitud de onda sea mucho mayor que el periodo de la celda unidad). Bajo el límite de condición de onda larga, las ecuaciones (2.37) y (2.38) se pueden reformular tal que:

$$\beta_R = \omega \sqrt{LC'} \quad (2.39)$$

$$Z_{B_R} = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (2.40)$$

donde L' y C' son la inductancia y la capacidad por unidad de longitud. A partir de (2.39), las velocidades de fase (v_p) y de grupo (v_g) son del mismo signo y resultan:

$$v_{p_R} = \frac{\omega}{\beta_R} = \frac{1}{\sqrt{LC'}} = \frac{l}{\sqrt{LC}} \quad (2.41)$$

$$v_{g_R} = \left(\frac{\partial \beta_R}{\partial \omega} \right)^{-1} = \left(\sqrt{LC'} \right)^{-1} = \left(\frac{\sqrt{LC}}{l} \right)^{-1} = v_{p_R} \quad (2.42)$$

En cambio, para el caso de tener líneas de transmisión que soporten propagación zurda y bajo la misma aproximación, la expresión (2.35) se puede reescribir como:

$$\beta_L l = -\frac{1}{\omega \sqrt{LC}} \quad (2.43)$$

Si consideramos el límite en que $\omega \gg \omega_{c_L}$, la impedancia característica resulta:

$$Z_{B_L} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.44)$$

En este caso, las velocidades de fase y de grupo tienen signo opuesto y se pueden obtener de la siguiente forma:

$$v_{p_L} = \frac{\omega}{\beta_L} = -\omega^2 l \sqrt{LC} \quad (2.45)$$

$$v_{g_L} = \left(\frac{\partial \beta_L}{\partial \omega} \right)^{-1} = \left(\frac{-1}{\omega^2} \frac{-1}{l\sqrt{LC}} \right)^{-1} = +\omega^2 l \sqrt{LC} = -v_{p_L} \quad (2.46)$$

Los parámetros efectivos de la línea de transmisión dual que resultan de las ecuaciones (2.27) y (2.28) son:

$$\epsilon_{eff} \approx \frac{-1}{\omega^2 L l} \quad (2.47)$$

$$\mu_{eff} \approx \frac{-1}{\omega^2 C l} \quad (2.48)$$

donde l hace referencia al período de la celda unidad. Es este caso, los dos son de signo negativo, condición para obtener propagación zurda.

2.3.4.2 La línea de transmisión compuesta zurdo-diestra (CRLH)

Hasta este momento se han presentado y analizado líneas de transmisión con comportamiento zurdo o diestro. Desde un punto de vista teórico, es posible diseñar líneas de transmisión con comportamiento puramente zurdo mediante una estructura con capacidades serie e inductancias en derivación, como hemos visto anteriormente. Pero en la práctica es necesario la inclusión de una línea de transmisión para cargar los elementos ya sea del tipo *microstrip*, coplanar, *stripline*, etc... Este efecto provocado por la línea *host* no se puede menospreciar [94-97] y se modela como una inductancia L_R serie y una capacidad C_R en derivación. Esto hace que el circuito equivalente en T o en π de la celda unidad tenga el aspecto mostrado en la Figura 2.36 (a) y (b) respectivamente.

Se puede apreciar que en ambos casos, las impedancias serie y derivación presentan un carácter resonante, por lo que en función de la frecuencia de operación, la impedancia de cada rama será inductiva o capacitiva. Es fácil predecir que mediante el diseño de estas impedancias es posible alternar bandas frecuenciales de propagación zurda y diestra. Dichas líneas de transmisión fueron bautizadas en [94] como líneas de transmisión compuestas zurdo-diestra (*CRLH*, del inglés *Composite Right/Left-Handed*) debido a su naturaleza propagativa.

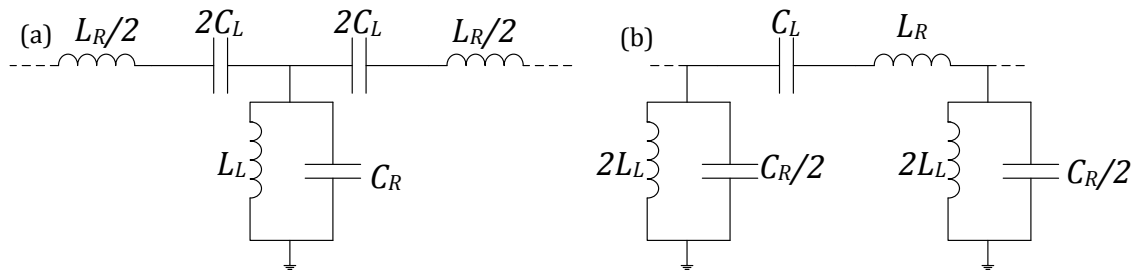


Figura 2.36. Modelo circuital equivalente para la celda unidad de una línea de transmisión *CRLH* en T (a) y en π (b).

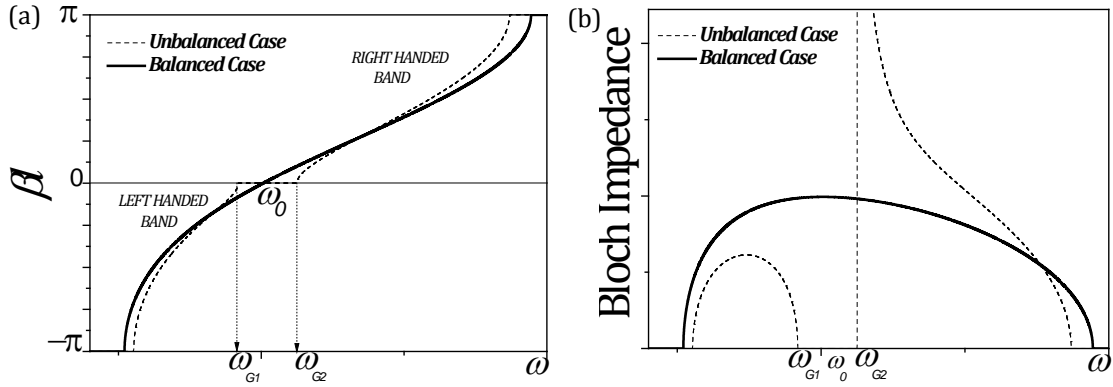


Figura 2.37. Relación de dispersión (a) e impedancia característica (b) del modelo circuital de la Figura 2.36 (a) con condición de balanceo (línea continua) y sin balanceo (línea discontinua). Solo se muestra la parte real de ambos parámetros.

Teniendo en cuenta los elementos reactivos que forman cada rama del circuito equivalente presentado en Figura 2.36 (a) y aplicando la ecuación (2.32) podemos obtener su diagrama de dispersión (Figura 2.37(a)). Como queda patente en él, a bajas frecuencias se observa propagación zurda ya que la rama serie es capacitiva y la rama en derivación inductiva (línea dual). Por el contrario, a frecuencias altas, la impedancia serie se vuelve inductiva y la impedancia en derivación capacitiva siendo los valores de la línea *host* los predominantes (L_R y C_R). En el diagrama de dispersión presentado en la Figura 2.37 (a), el gap frecuencial presente entre las dos bandas de propagación queda determinado por las frecuencias de resonancia de cada rama,

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}} \quad (2.49)$$

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}} \quad (2.50)$$

con los límites ω_{G_1} y ω_{G_2} definidos como [38]:

$$\omega_{G_1} = \min(\omega_s, \omega_p) \quad (2.51)$$

$$\omega_{G_2} = \max(\omega_s, \omega_p) \quad (2.52)$$

Para una línea de transmisión con comportamiento zurdo-diestro (*CRLH*), los parámetros constitutivos se pueden determinar mediante las ecuaciones (2.27) y (2.28), resultando:

$$\epsilon_{eff} = \frac{C_R}{l} - \frac{1}{\omega^2 L_L l} \quad (2.53)$$

$$\mu_{eff} = \frac{L_R}{l} - \frac{1}{\omega^2 C_L l} \quad (2.54)$$

Notar que a frecuencias bajas, las expresiones anteriores quedan simplificadas a las ecuaciones (2.47) y (2.48) (correspondientes a una propagación zurda) y en cambio a altas frecuencias los parámetros constituyentes influyentes son los propios de una línea convencional (propagación diestra). Si nos fijamos con atención tanto en el diagrama de dispersión como en la dependencia de la impedancia característica con la frecuencia (Figura 2.37) vemos unas curvas que pertenecen al caso llamado balanceado¹. En este caso particular, no existe transición entre las dos bandas de propagación y la impedancia característica adquiere en ese punto ($\omega_s = \omega_p = \omega_0$) su valor máximo, siendo este:

$$Z_B \Big|_{\omega=\omega_0} = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} \quad (2.55)$$

En el caso de tener balanceada la estructura, la impedancia característica permanece constante en un rango frecuencial alrededor de ω_0 , cosa que puede ser requerido en dispositivos donde sea necesaria una respuesta en banda ancha. Por otro lado, en el caso no balanceado, hay un gap frecuencial en el que tanto la constante de fase como la impedancia característica se vuelven puramente imaginarias.

Existe otro tipo de líneas artificiales que presentan propagación diestra y zurda llamadas líneas de transmisión compuesta zurdo-diestra dual (*D-CRLH*). Este tipo de líneas fue presentado por Caloz en [98]. El término “dual” hace referencia al comportamiento en frecuencia de la estructura ya que ahora la rama serie está formada por un resonador *LC* paralelo y la rama en derivación por uno serie (ver Figura 2.38 (a)). Esta dualidad se traslada al diagrama de dispersión de tal manera que a frecuencias bajas la estructura presenta comportamiento diestro y a frecuencias altas zurdo.

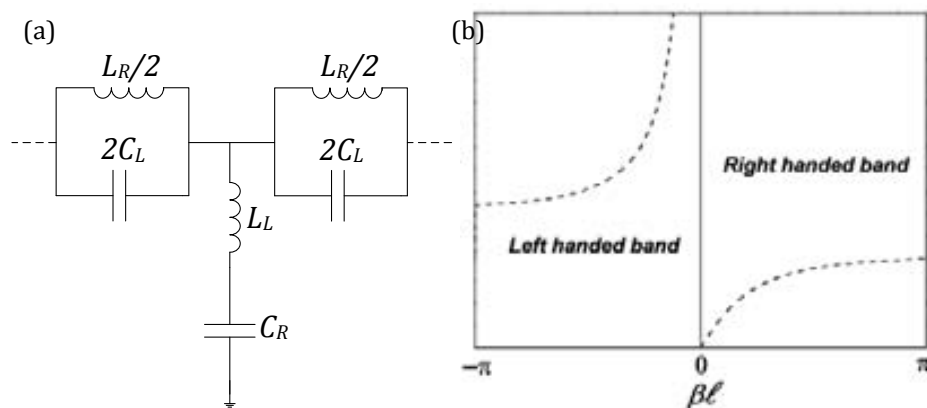


Figura 2.38. Modelo circuital equivalente (a) y relación de dispersión (b) de una línea de transmisión *CRLH* dual (*D-CRLH*).

¹ No confundir con el término “balanceado” relativo a filtros o dispositivos que trabajan con señales diferenciales.

Es posible aumentar el número de bandas N mediante el uso de N elementos reactivos en cada rama [99, 100]. Este fenómeno ha podido dar como resultado el diseño de componentes de microondas operativos en múltiples bandas frecuenciales [76]. Para terminar esta sección, hay que destacar que existe otro tipo de líneas de transmisión *CRLH* o *D-CRLH* basadas en redes en celosía. Este tipo de estructuras serán tratadas con detenimiento en el último capítulo.

2.3.4.3 Implementación de Líneas CRLH y aplicaciones

A continuación se van a detallar las estrategias para implementar líneas de transmisión *CRLH* y sus potenciales aplicaciones. Se pueden diferenciar tres tipos de soluciones: La primera está basada en componentes discretos (bobinas y condensadores), los cuales presentan límites en frecuencia debido al comportamiento parásito que exhiben estos a frecuencias de microondas. La segunda aproximación se basa en elementos semidiscretos que actúan como capacidades e inductancias en un cierto rango frecuencial. Esta aproximación es conocida como carga *CL*. La tercera está basada en el acoplo de resonadores eléctricamente pequeños (por ejemplo resonadores *SRR*, *CSRR*, *OSRR*, *OCSRR*, etc...) a una línea *host*. A continuación se va a hacer hincapié en las dos últimas soluciones, analizando su comportamiento en frecuencia y presentado algunos ejemplos de implementación en tecnología planar y sus aplicaciones.

2.3.4.3.1 Líneas CRLH basadas en carga CL

Una línea de transmisión *CRLH* de orden 2 (el orden se refiere al número de elementos reactivos presentes en las ramas serie y derivación) se puede implementar mediante la carga de elementos reactivos (capacidades serie e inductancias en derivación) sobre el tipo de línea *host* con el que se esté trabajando (*microstrip*, coplanar, *stripline*, etc...). Este tipo de solución es conocida como línea *CRLH* con carga *CL*. Cronológicamente, la primera publicación de una línea de transmisión con comportamiento *CRLH* basada en carga *CL* fue realizada por el grupo de *Itoh* [94] en tecnología *microstrip* y han sido múltiples las aplicaciones donde se ha utilizado. La segunda implementación fue desarrollada por *Eleftheriades et al.* [96] mediante el uso de una línea *CPW* para acomodar los elementos reactivos. Como se puede observar en la Figura 2.39 (b), la solución reportada en [94] se basa en implementar las capacidades serie mediante estructuras interdigitales y las inductancias en derivación mediante secciones de línea de alta impedancia conectadas al plano de masa mediante el uso de vías que maximiza el efecto inductivo de la tira conductora. Por otro lado, en el diseño en tecnología coplanar realizado por *Eleftheriades*, las capacidades serie están implementadas como *gaps* capacitivos en el conductor central y las inductancias mediante tiras estrechas conectadas entre el conductor central y el plano de masa de la línea coplanar. En [96] los autores utilizaron esta configuración para generar

ondas *leaky* de retroceso [101]. Ambas soluciones tienen el mismo circuito equivalente (Figura 2.36 (a)), en el cual la aportación de las capacidades serie y las inductancias en derivación se denotan con un sub-índice L , y en cambio la aportación de la propia línea *host* mediante el sub-índice R .

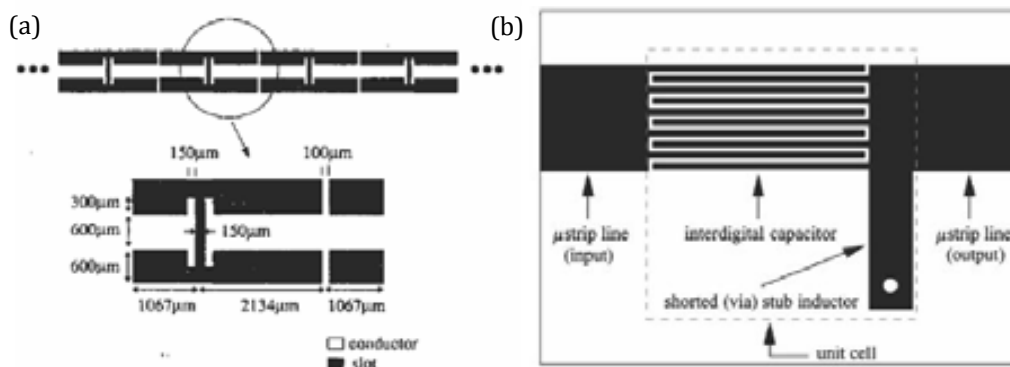


Figura 2.39. Implementación de líneas *CRLH* en tecnología coplanar (*CPW*) (a) y en tecnología *microstrip* (b). Figuras extraídas de [94] y [96] respectivamente.

Otra solución para implementar líneas de transmisión artificiales con propagación zurdo-diestra sería la opción de trabajar con topologías verticales basadas en múltiples capas conductoras. Un ejemplo de este tipo de líneas las encontramos en [102]. Este tipo de tecnologías permite reducir considerablemente las dimensiones así como la posibilidad de aumentar el ancho de banda de operación ya que se necesitan valores de capacidad serie e inductancias en derivación bastante elevadas para su implementación. Por el contrario el proceso de fabricación se vuelve mucho más complejo debido a la manipulación de múltiples capas metálicas y dieléctricas.

Para finalizar esta sección, destacar que todas las líneas de transmisión *CRLH* implementadas mediante una línea *host* cargada con capacidades serie e inductancias en derivación pueden ser aproximadamente descritas mediante el circuito equivalente de la Figura 2.36. A continuación se va a explorar el uso de resonadores eléctricamente pequeños para el diseño de líneas *CRLH* y como estos resonadores modifican el modelo circuital sensiblemente.

2.3.4.3.2 Líneas *CRLH* basadas en *SRRs* y *CSRRs*

A continuación se va a analizar el modelo de línea de transmisión *CRLH* resonante. Este modelo se basa en cargar la línea *host* mediante resonadores eléctricamente pequeños (como por ejemplo *SRRs*, *OSRRs* y sus versiones complementarias). En la Figura 2.40 (a) se puede ver la primera implementación de una línea con comportamiento zurdo-diestro mediante anillos *SRR* en tecnología planar [65]. Esta implementación consistía en cargar una línea coplanar con anillos *SRR*. Estas partículas fueron grabadas en el conductor inferior centradas en las regiones de los *slots* para ser excitadas con un campo magnético en dirección axial.

Como se puede ver en la Figura 2.40 (b), el modelo circuital está formado por la inductancia serie ($L/2$) y la capacidad en derivación ($C/2$) propias de la línea *host* y la inductancia L_p que modela la conexión entre el *strip* central y los conductores que actúan como plano de masa. El par de anillos *SRR* están modelados mediante un tanque en paralelo $L_s C_s$ y el acoplo magnético de dichos resonadores a la línea *CPW* está modelado mediante el coeficiente de inducción mutua $M/2$.

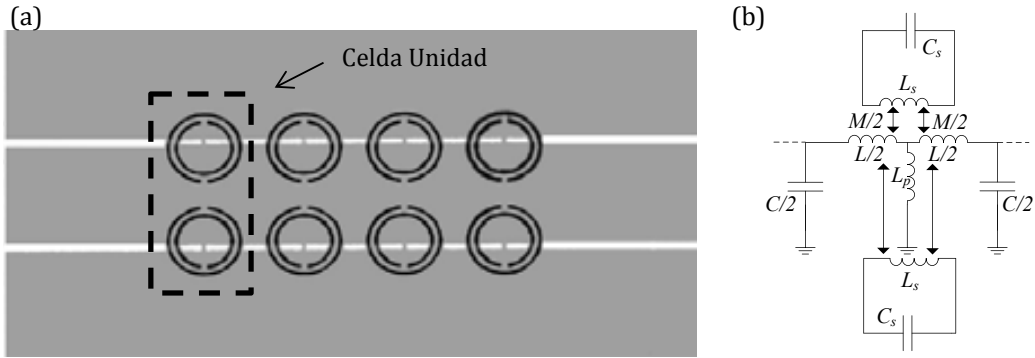


Figura 2.40. Layout (a) y circuito equivalente (b) de la celda unidad de la línea *CRLH* basada en resonadores *SRRs* acoplados a una línea *CPW*. Figuras extraídas de [65] y [103].

En la Figura 2.41 (a) se puede apreciar el circuito equivalente de la celda unidad de la Figura 2.40 (a) resultante una vez se han realizado las transformaciones recogidas en las ecuaciones (2.56) a (2.59). Al lado de éste, se muestra la respuesta en frecuencia de los parámetros *S* de la estructura. En ella se observa una banda de frecuencias donde la propagación está permitida ($\approx 8\text{GHz}$). Este rango de frecuencias coincide con el rango de frecuencias rechazado en la estructura sin las conexiones al plano de masa (Figura 2.26). La banda de transmisión diestra queda fuera del alcance de la figura.

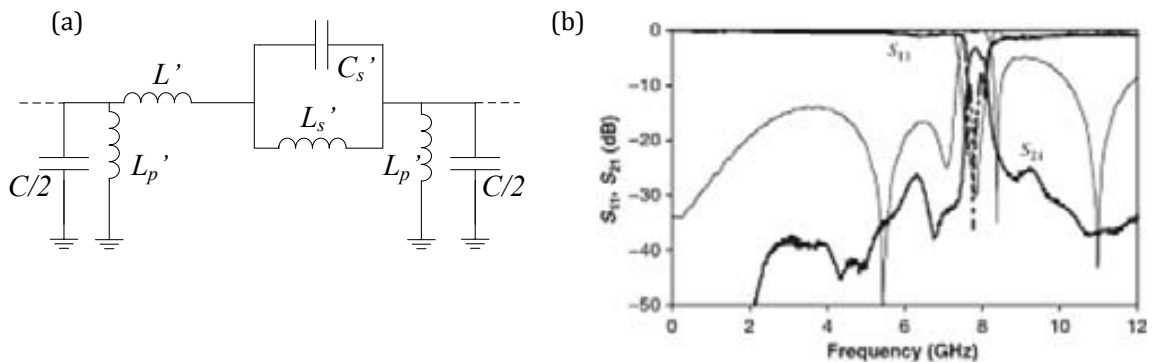


Figura 2.41. Circuito equivalente transformado de la celda unidad del layout de la Figura 2.40 (a) y respuesta en frecuencia por la banda de propagación zurda (b). Figuras extraídas de [103] y [65].

$$C'_s = \frac{L_s}{2\omega_0^2 M^2} \left(\frac{1 + \frac{M^2}{2L_p L_s}}{1 + \frac{L}{4L_p}} \right)^2 \quad (2.56)$$

$$L'_s = 2\omega_0^2 M^2 C_s \frac{\left(1 + \frac{L}{4L}\right)^2}{\left(1 + \frac{M^2}{2L_p L_s}\right)} \quad (2.57)$$

$$L' = \left(2 + \frac{L}{L_p}\right) \frac{L'}{2} - L'_s \quad (2.58)$$

$$L'_p = 2L_p + \frac{L}{2} \quad (2.59)$$

Si comparamos el circuito equivalente resultante con el circuito equivalente de la Figura 2.36 (b), vemos que son idénticos excepto la inductancia equivalente L'_s . Este elemento diferencial muestra como valor añadido la generación de un cero de transmisión debido a la frecuencia de resonancia del tanque $L'_s C'_s$.

Existe la posibilidad de utilizar otras partículas como elementos resonantes como puede ser la versión complementaria del *SRR*, el denominado anillo *CSRR*. La primera línea de transmisión *CRLH* que introdujo el anillo *CSRR* como elemento resonante la encontramos en la Figura 2.42 [66]. Como quedó patente en la sección anterior, aplicando el principio de *Babinet*, y considerando condiciones ideales (conductor perfecto sin pérdidas y sustrato infinito) la frecuencia de resonancia del *CSRR* es la misma que la del *SRR*.

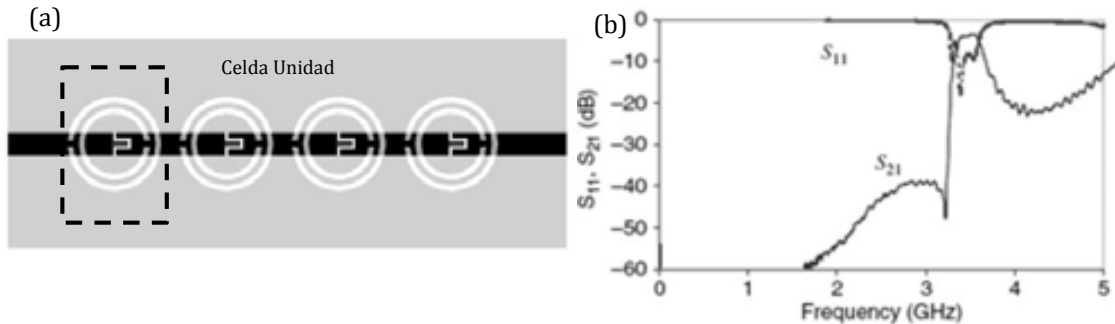


Figura 2.42. *Layout* (a) y respuesta en frecuencia (b) de la línea *CRLH* basada en *CSRR* y gaps capacitivos en serie. Solo se muestra la banda de propagación zurda. Figuras extraídas de [38].

Tal y como se muestra en el *layout* (Figura 2.42), el comportamiento *CRLH* se obtiene gracias a cargar la línea *host* con gaps capacitivos y anillos *CSRR* grabados en el plano de masa de la estructura *microstrip*. Si nos fijamos con atención sobre el *layout* vemos que los anillos complementarios han sido posicionados alineados con la línea *host* para ser adecuadamente excitados mediante el campo eléctrico axial que se genera en una línea *microstrip*.

La Figura 2.43 muestra el circuito equivalente propuesto y validado para la celda unidad de la estructura así como una versión simplificada de éste. En el circuito equivalente de la Figura 2.43 (a), la capacidad C_s modela el gap de la línea *host* de inductancia $L/2$ y capacidad C_L . El efecto de las capacidades de “*fringing*” se

ha modelado mediante las capacidades C_f y por último el resonador $CSRR$ se ha descrito mediante un tanque paralelo $L_c C_c$ acoplado eléctricamente a la línea.

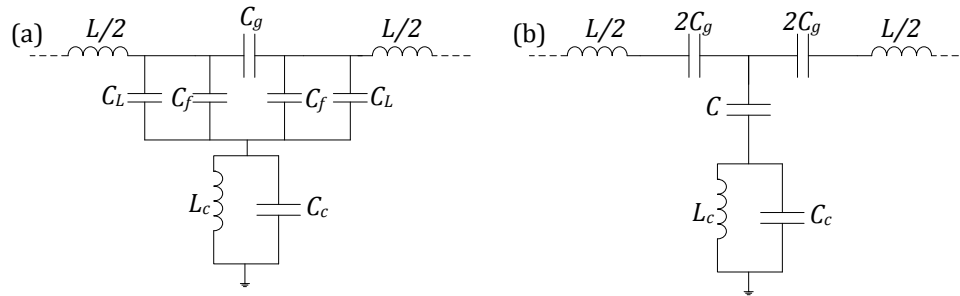


Figura 2.43. Circuito equivalente propuesto (a) y circuito equivalente simplificado (b) para la celda unidad de la Figura 2.42 (a).

El circuito de la Figura 2.43 (a) puede simplificarse dando como resultado el circuito de la Figura 2.43 (b) mediante las siguientes ecuaciones:

$$C_{par} = C_f + C_L \quad (2.60)$$

$$2C_g = 2C_s + C_{par} \quad (2.61)$$

$$C = \frac{2C_g C_{par}}{C_s} \quad (2.62)$$

Cabe destacar que el circuito equivalente simplificado es exactamente igual que el presentado en la Figura 2.36 (a), excepto por la aparición de la capacidad C extra que modela parte del acoplo eléctrico del $CSRR$ con la línea *microstrip*. La respuesta en frecuencia que se muestra en la Figura 2.42 (b) (solo se muestra la banda de propagación zurda) muestra un cero de transmisión justo antes de que empiece la banda debido a la resonancia de la rama en derivación formada por C - $L_c C_c$. Este cero de transmisión puede ser de gran interés en aplicaciones donde la selectividad sea un valor añadido (por ejemplo en filtros). Existe otro tipo de resonadores que permiten aumentar la relación de valores L - C , dando como resultado la posibilidad de ensanchar el ancho de banda operativo de las estructuras. A continuación se va a presentar la línea de transmisión $CRLH$ cargada con las versiones “abiertas” de los resonadores SRR - $CSRR$, los anillos $OSRR$ - $OCSRR$ y cómo estas han sido aplicadas con éxito al diseño de componentes planares de microondas.

2.3.4.3.3 Líneas $CRLH$ basadas en $OSRR$ s y $OCSRR$ s

Mediante la conexión en cascada de resonadores $OSRR$ y $OCSRR$ es posible realizar líneas de transmisión resonantes con comportamiento $CRLH$ basadas en los circuitos equivalentes en T o π presentados en la Figura 2.36 y la aplicación de éstas al diseño de componentes de microondas con características mejoradas [75, 76]. Típicamente, estas líneas de transmisión han sido diseñadas en tecnología coplanar o *microstrip* [76]. La necesidad de disponer de líneas *host* para acomodar los

resonadores, hace que el modelo circuital que describe el comportamiento electromagnético de dichos resonadores presente componentes parásitas. Como quedó patente en [76], la presencia de estas componentes parásitas no supone ningún problema para la obtención de un comportamiento *CRLH*, siempre y cuando, el valor de dichas componentes parásitas no sea muy elevado. A continuación se va a presentar el modelo circuital equivalente para resonadores *OSRR* y *OCSRR* implementados en tecnología *microstrip*. En la Figura 2.44 (a) se muestra la conexión serie de un resonador *OSRR* a una línea *microstrip* y el circuito equivalente propuesto y validado en [76]. El plano de masa que es ocupado por el resonador es extraído con el fin de obtener una buena adaptación y minimizar la capacidad parasita que se genera entre el resonador y el plano de masa. Debido a su topología, el resonador *OSRR* no es geoméricamente simétrico, por lo tanto el parámetro S_{11} será diferente al S_{22} ($L_{m1} \neq L_{m2}$ y $C_1 \neq C_2$). Esto hace que la posibilidad de tener un método para la extracción de parámetros sea difícil. De todas maneras, en [76] se demostró (mediante el análisis de las impedancias serie y derivación resultantes obtenidas mediante los parámetros S de la simulación electromagnética) que el circuito equivalente que describe el comportamiento de la partícula es el mostrado en la Figura 2.44 (b). Para validar esto, se adjunta (Figura 2.44 (c)) la comparativa entre la respuesta electromagnética del resonador y la respuesta obtenida mediante el circuito equivalente (se puede observar que el circuito equivalente coincide muy bien alrededor de la frecuencia de interés).

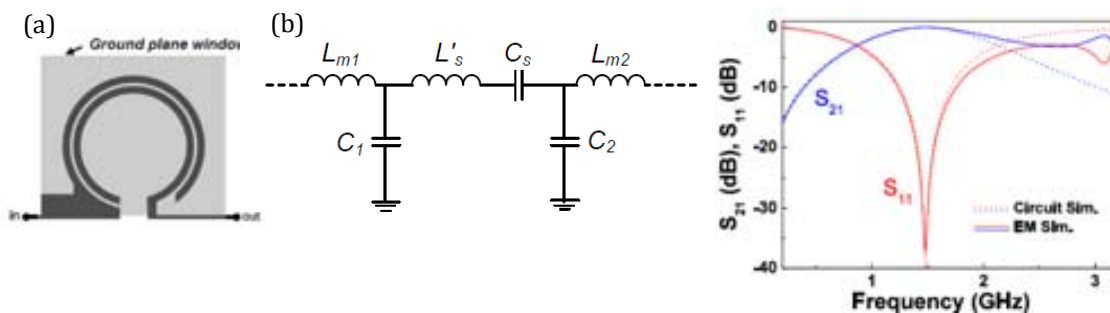


Figura 2.44. Topología (a), modelo circuital (b) y comparativa entre respuesta *EM* y circuital de un resonador *OSRR* en tecnología *microstrip*. Los valores del equivalente circuital son: $L'_s=12.93$ nH, $C_s=1.33$ pF, $C_1=1.38$ pF, $C_2=0.98$ pF, $L_{m1}=0.8$ nH y $L_{m2}=0.4$ nH. Figuras extraídas de [76].

A continuación (Figura 2.45) se muestra la topología de un resonador *OCSRR* en tecnología *microstrip* así como su circuito eléctrico equivalente. En este caso, mediante la visualización del coeficiente de reflexión S_{11} en la carta de *Smith*, se puede asegurar que el circuito equivalente será el de un resonador *LC* paralelo (ya que este se sitúa justo encima del círculo de conductancia unidad). De todas maneras, para obtener el modelo circuital válido en un gran ancho de banda, es necesario tener en cuenta la inductancia serie (L_{sh}) en la rama en derivación para cuadrar la respuesta del cero de transmisión provocado por el *strip* de conexión entre el resonador y la línea *microstrip*. Este cero de transmisión ha sido utilizado con éxito en aplicaciones filtrantes para reducir posibles respuestas espurias cerca de la banda de interés [104]. En el ejemplo mostrado en la Figura 2.45, también se

ha tenido en cuenta el desfase provocado por las líneas de acceso al resonador mediante el parámetro L .

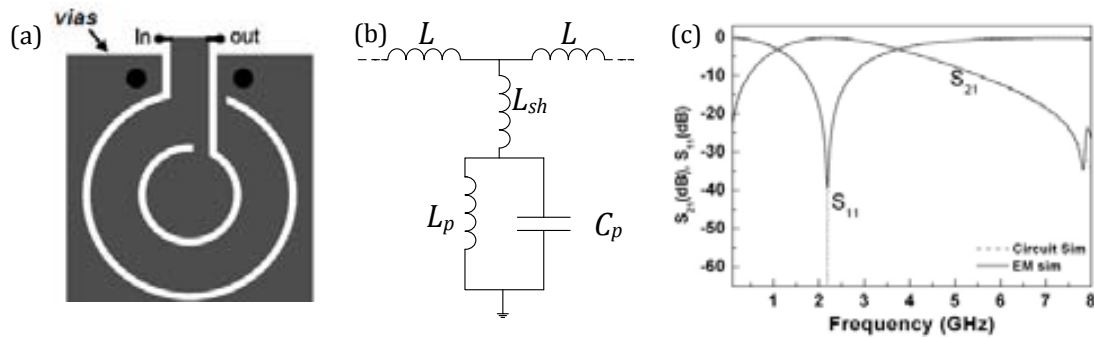


Figura 2.45. Topología (a), modelo circuital (b) y comparativa entre respuesta *EM* y circuital de un resonador *OCSR* en tecnología *microstrip* (c). Los valores del equivalente circuital son: $L_p=2.598\text{nH}$, $C_p=2.355\text{pF}$, $L_{sh}=1.38\text{ nH}$ y $L=0.404\text{ nH}$.

Un ejemplo de líneas *CRLH* implementadas con este tipo de resonadores son las representadas en la Figura 2.46. En esta ilustración se muestran configuraciones en *T* implementadas en tecnología *microstrip* y coplanar.

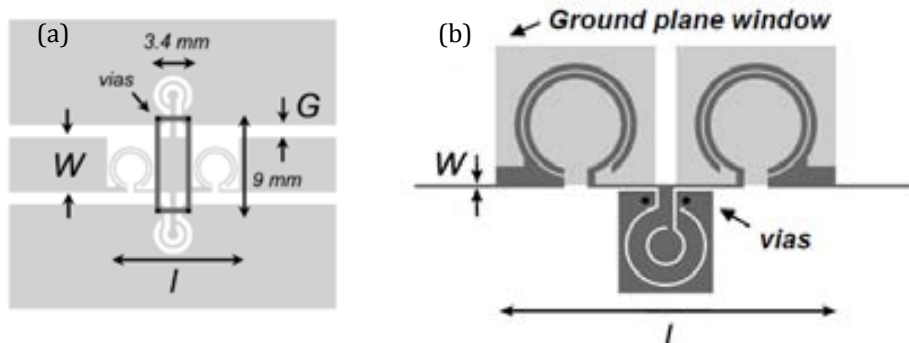


Figura 2.46. Ejemplos de líneas de transmisión *CRLH* basadas en resonadores abiertos: tecnología coplanar (a) y *microstrip* (b). Figuras extraídas de [76].

Debido al control que ofrecen las líneas *CRLH* sobre parámetros como la impedancia característica o la constante de fase, han sido múltiples los trabajos surgidos sobre componentes de microondas basados en este tipo de líneas resonantes con características enriquecidas. A continuación se van a resumir las ventajas que presentan este tipo de estructuras, haciendo especial hincapié en su aplicación a dispositivos pasivos de microondas.

2.3.4.3.4 Aplicaciones

Una de las potenciales ventajas de las líneas *CRLH* frente a las convencionales radica en la posibilidad de obtener inversores de impedancia eléctricamente más pequeños que $\lambda_g/4$. Esto se puede conseguir con cualquiera de las líneas presentadas anteriormente imponiendo condiciones de fase e impedancia ($\beta l = \pm 90^\circ$; $Z_B = (2)^{1/2} Z_0$) en las ecuaciones (2.32) a (2.34). En [105], los autores presentaron un divisor de potencia basado en *CSRRs* acoplados a una línea *microstrip host* con capacidades serie (Figura 2.47).

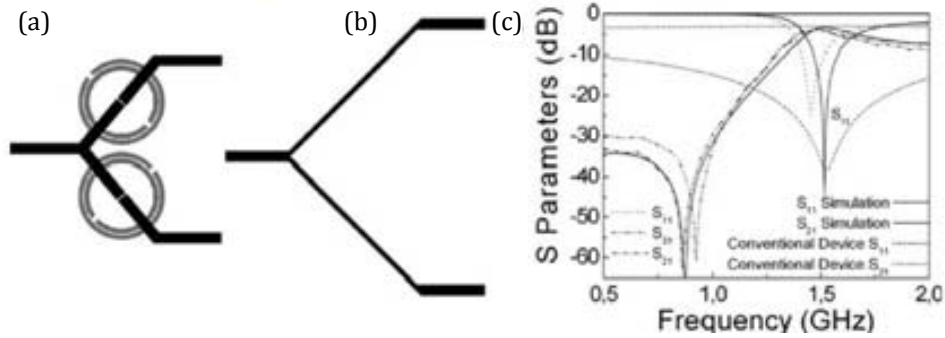


Figura 2.47. Layout de un divisor de potencia implementado mediante líneas *CRLH* basadas en *CSRRs* (a), mediante líneas convencionales (b) y comparativa de las dos respuestas en frecuencia. Notar que los anillos están grabados en el plano de masa. Figuras extraídas de [105].

Si observamos la respuesta en frecuencia de los dos divisores de potencia, vemos que han sido diseñados para trabajar en la misma frecuencia. El precio que hay que pagar para conseguir alrededor de un 50% de miniaturización es que el dispositivo resultante sea de banda estrecha ya que en las líneas *CRLH* la impedancia característica depende fuertemente de la frecuencia y presentan un cero de transmisión alrededor de la banda zurda (que es la banda que se muestra en la Figura 2.47 (c)). Debido a la naturaleza propagativa que presentan las líneas *CRLH*, estas pueden presentar un desfase negativo o positivo. Comparadas con las líneas convencionales, las líneas *CRLH* pueden tener un desfase muy alto sin la necesidad de tener una longitud física final muy elevada. Este aspecto fue aplicado con éxito al diseño de un desfasador (Figura 2.48 (a)) basado en líneas coplanares cargadas con capacidades serie e inductancias en derivación para obtener un comportamiento compuesto zurdo-diestro.

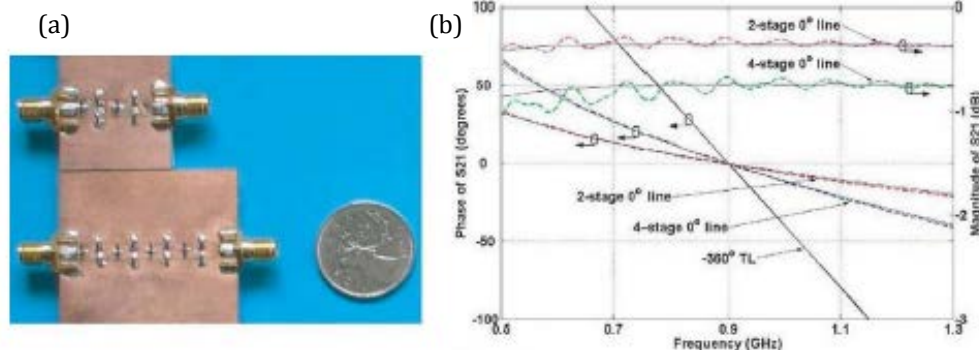


Figura 2.48. Fotografía de un desfasador de dos y cuatro estados (a). Coeficiente de transmisión y fase para un desfasador metamaterial y uno convencional. Figura extraída de [106].

Otras de las potenciales aplicaciones de las líneas metamaterial con comportamiento *CRLH* es la posibilidad de ofrecer nuevas estrategias en el campo del diseño de filtros planares. En [64] y [107] los autores aprovechan la naturaleza rechaza banda de resonadores metamateriales eléctricamente pequeños como los *SRR* y los *CSRR* para obtener filtros con comportamiento rechaza banda. Otro aplicación la encontramos en la Figura 2.49 donde se han añadido resonadores *SRR* con topología rectangular a un filtro paso banda basado en líneas *microstrip* acopladas con el fin de suprimir bandas espurias. Ya que la celda unidad

metamaterial presentada en la Figura 2.42 (a) tiene un circuito equivalente al de un filtro de orden 3, han sido múltiples los trabajos basados en variantes de esta topología para diseñar filtros de banda ancha [108-110].

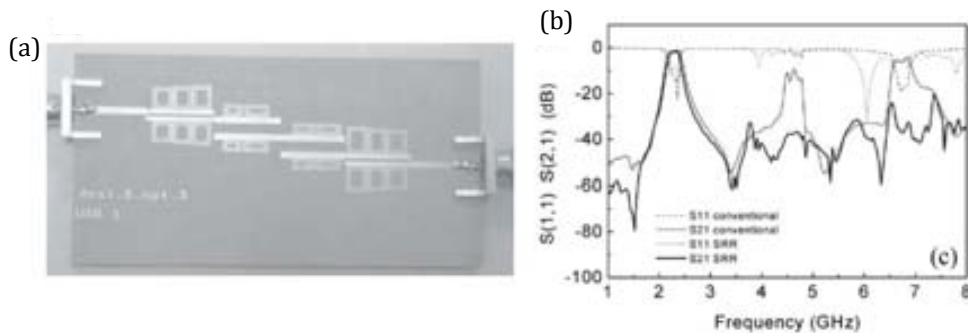


Figura 2.49. Layout (a) y respuesta en frecuencia medida (b) para un filtro de líneas acopladas cargado con anillos *SRR* rectangulares. En (b) se ha añadido la simulación electromagnética de un filtro de líneas acopladas convencional para poder compararlos. Figura extraída de [107].

Un ejemplo lo encontramos en el filtro de la Figura 2.50 (a) donde se han concatenado tres celdas *CRLH* para obtener una respuesta de banda ultra ancha. En este escenario, el valor de la capacidad serie aumenta y es por eso que se ve modificada mediante un interdigitado. En la Figura 2.50 (b) se puede apreciar una banda de paso ancha con buena selectividad por debajo de la frecuencia inferior de corte debido al cero de transmisión que presenta la banda zurda.

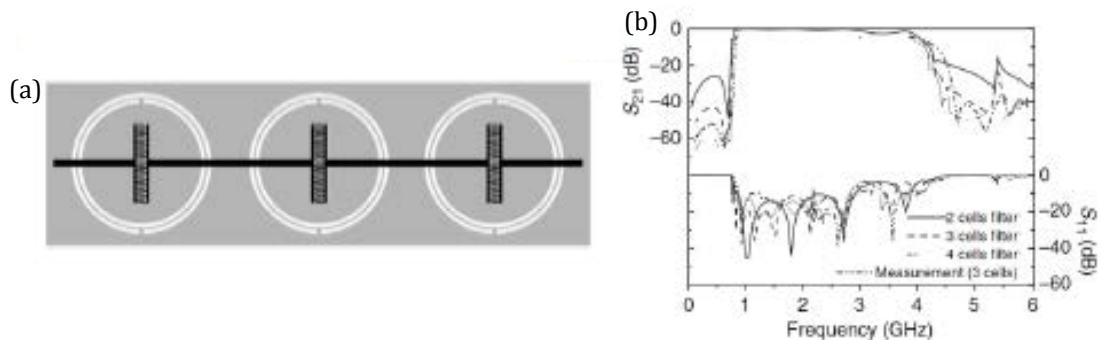


Figura 2.50. Layout (a) y respuesta en frecuencia (b) para un filtro de banda ultra ancha basado en celdas unidad metamateriales. Figuras extraídas de [108].

Por otro lado, el dispositivo muestra una selectividad muy pobre por encima de la banda. Este efecto puede ser corregido mediante la inserción de una inductancia paralela a la rama en derivación compuesta por el *CSRR* (Figura 2.51)[109, 110], resultando así en la conocida como celda unidad híbrida (compuesta por condensadores e inductancias semidiscretas y partículas resonantes concentradas) (Figura 2.51(a)). Este efecto hace que se pueda controlar la selectividad del cero de transmisión (en filtros de banda estrecha) si se diseña la estructura en la banda zurda (Figura 2.51 (b)).

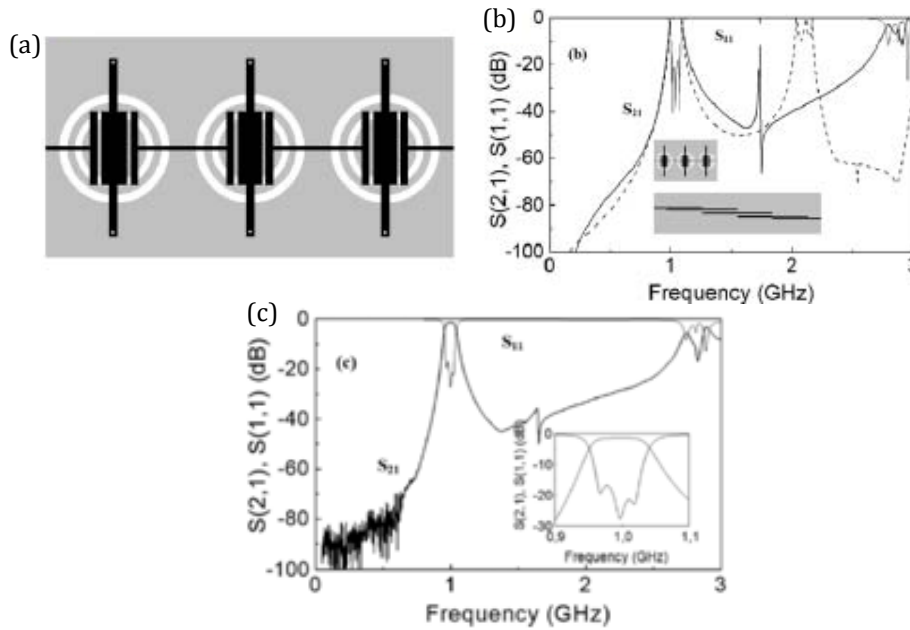


Figura 2.51. Layout (a) y respuesta en frecuencia (b) para un filtro de banda estrecha basado en 3 celdas híbridas. En (c) se muestra la medida obtenida. Figura extraída de [113].

Si se considera la opción de balancear la estructura (recordar el diagrama de dispersión de la Figura 2.37 (a)), es posible obtener filtros con respuestas de banda anchas y dimensiones reducidas. En [108] se dejaba patente que conseguir un modelo eléctrico equivalente que describiera el comportamiento de la estructura en toda la banda de paso era difícil y complejo. Este último aspecto se eliminó en el trabajo presentado en [76], donde se daba una herramienta de síntesis de filtros con capacidad para el diseño de respuestas del tipo pasa banda con aproximación *Chebyshev*.

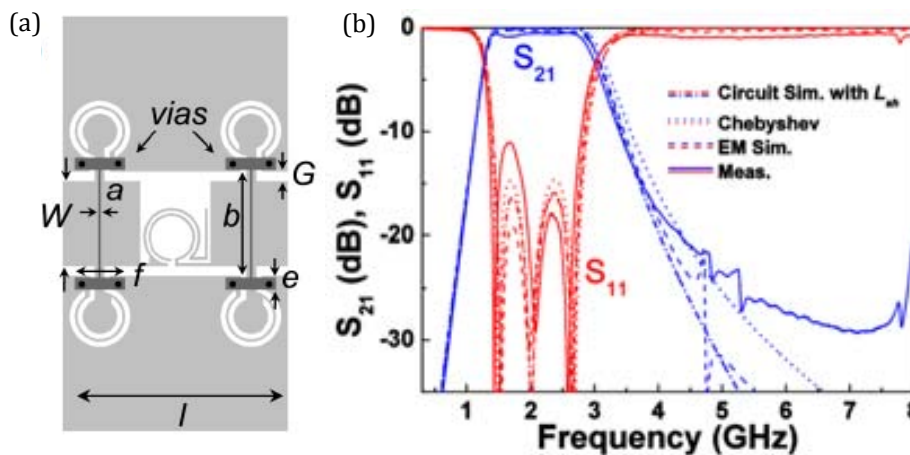


Figura 2.52. Layout (a) y respuesta en frecuencia (b) para un filtro de banda ancha basado en resonadores abiertos OSRR-OCSRR. Figura extraída de [76].

La Figura 2.52 muestra la topología y la respuesta en frecuencia de un filtro paso banda *Chebyshev* con un ancho de banda fraccional del 70% implementado mediante etapas OCSRR/OSRR en tecnología coplanar. Otro aspecto importante que presentan las líneas CRLH presentadas en la sección 2.3.4.2, es la aparición de N bandas de propagación (en función de la combinación y el número de elementos

reactivos de cada rama). Estas N bandas pueden ser utilizadas para el diseño de componentes de microondas operativos en múltiples bandas simultáneamente, hecho que hace que el tamaño final de los dispositivos en los terminales de comunicaciones se vea cada vez más reducido. En una línea de transmisión convencional (considerar el modelo circuital de la Figura 2.34 (c)) sólo es posible forzar condición de fase e impedancia característica (o *Bloch*) a una frecuencia determinada (ω_1) debido al número de elementos reactivos presentes en el modelo eléctrico. Si se considera el circuito eléctrico equivalente de la Figura 2.36 (a), el cual describe la propagación en una línea *CRLH*, es posible forzar un valor casi arbitrario de impedancia y fase a las frecuencias de propagación zurda (*LH*) ω_1 , y diestra (*RH*) ω_2 (ver Figura 2.53).

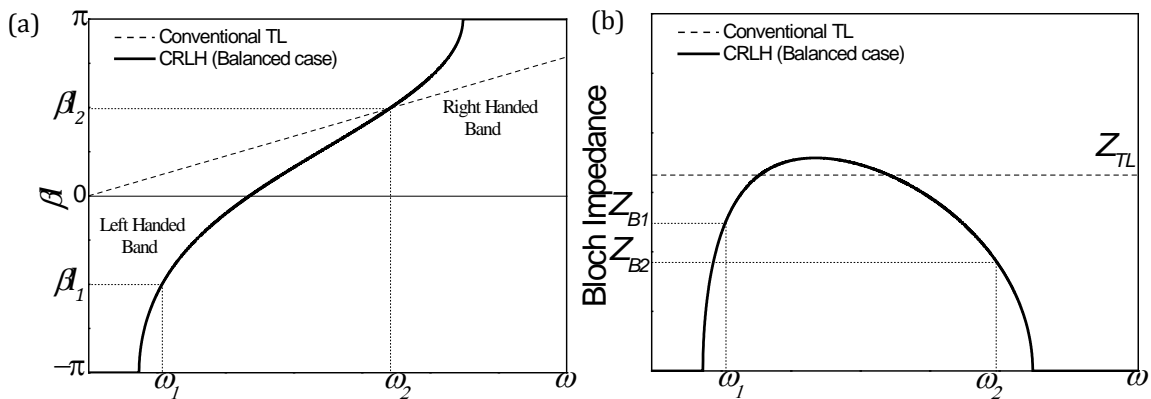


Figura 2.53. Diagrama de dispersión (a) e impedancia *Bloch* (b) de una línea de transmisión *CRLH* operando en modo balanceado. En línea discontinua se muestran los parámetros de una línea de transmisión convencional (*TL*).

Basado en el concepto de línea de transmisión *CRLH* multibanda (N -bandas) podemos encontrar diversos dispositivos de microondas reportados en la literatura. En la Figura 2.54 podemos ver la fotografía de un acoplador dual *branch line* y *rat-race* donde la contribución zurda ha sido implementada mediante componentes *SMT* y la propagación diestra mediante líneas *microstrip*. Como se puede apreciar (ver Figura 2.55) en las respuestas en frecuencia de los parámetros *S* de dichos acopladores, las frecuencias de operación son las bandas *GSM* (930 MHz y 1.78 GHz) para el *branch line* y 1.5 GHz y 3 GHz para el *rat-race*.

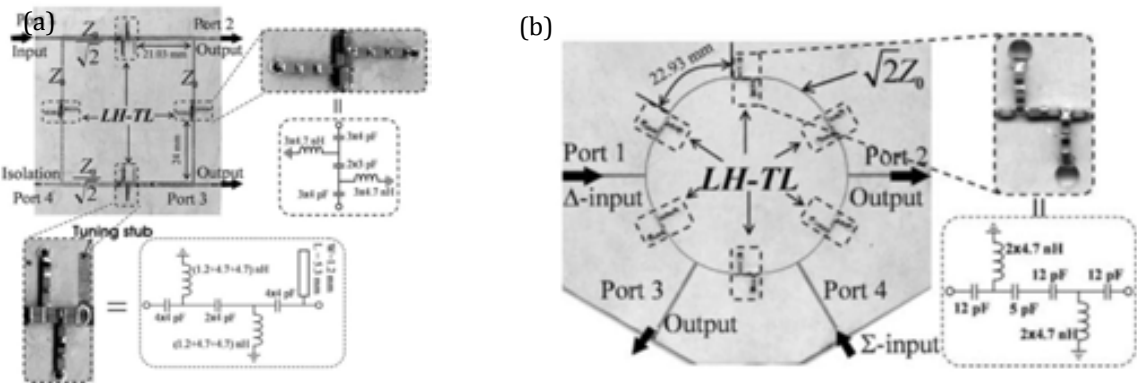


Figura 2.54. Fotografía del prototipo fabricado y circuito eléctrico equivalente para un acoplador dual *branch line* (a) y *rat-race* (b). Figuras extraídas de[111].

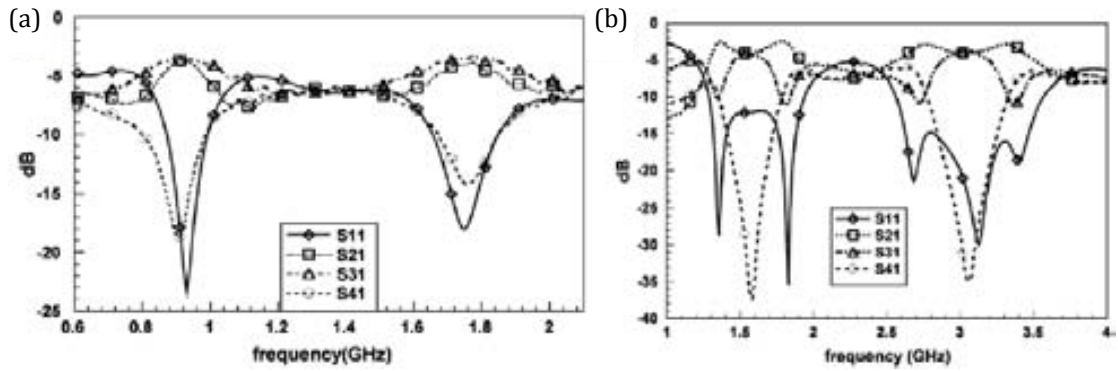


Figura 2.55. Medida de los parámetros S para los acopladores duales *branch line* (a) y *rat-race* (b) de la Figura 2.54. Figura extraídas de [111].

Otras topologías totalmente planares basadas en líneas *microstrip* cargadas con anillos *CSRR* también han sido utilizadas con éxito para para el diseño de acopladores duales *branch-line* y divisores de potencia (*Y-junction*) duales operativos a bandas de *GSM* (ver Figura 2.56 y Figura 2.57 respectivamente).

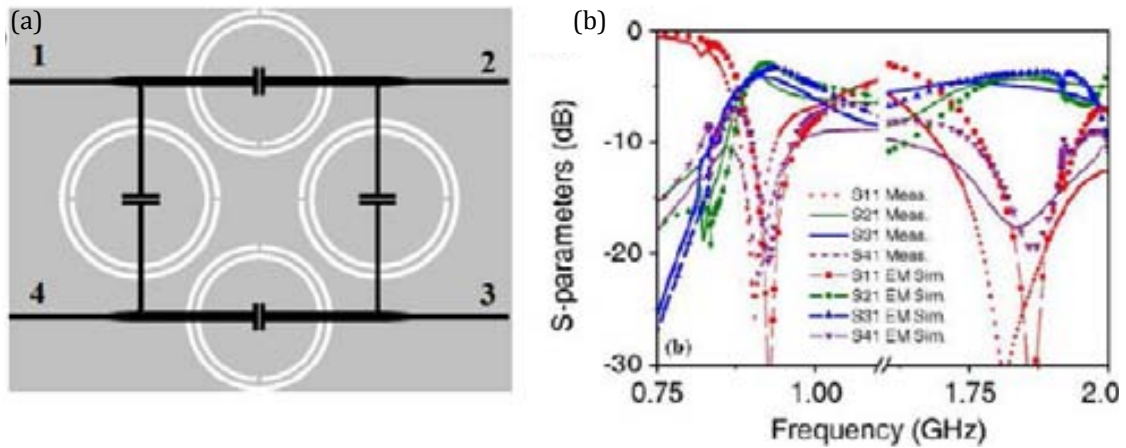


Figura 2.56. *Layout* (a) y respuesta en frecuencia (b) de un acoplador *branch-line* dual basado en elementos resonantes (anillos *CSRR*). Figura extraída de [112].

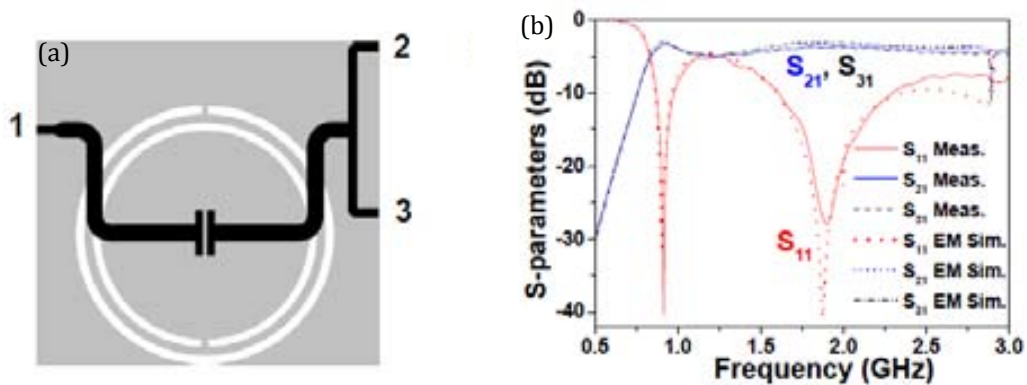


Figura 2.57. *Layout* (a) y respuesta en frecuencia (b) de un divisor de potencia dual basado en la línea *CRLH*. Figura extraída de [113].

Después de la aparición de estas aplicaciones, muchos autores barajaron la posibilidad de conseguir diseñar celdas metamaterial con tres y cuatro bandas de propagación controlables [114-116] basadas en la celda unidad *Doble-Lorentz* o la conocida como versión extendida de la línea *CRLH* (*E-CRLH*) (Figura 2.58).

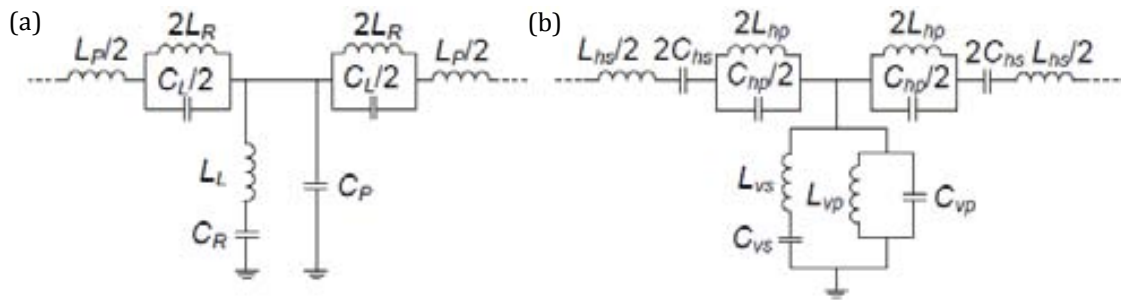


Figura 2.58. Circuito equivalente de la celda unidad *Double-Lorentz* (a) y de la línea *CRLH* extendida (*E-CRLH*). Figura extraída de [76].

En [117], se presentó un divisor de *Wilkinson* (Figura 2.59) operativo en 4 frecuencias simultáneamente basado en la celda unidad de la Figura 2.58 (b) implementado en tecnología *microstrip*. En este dispositivo los valores de las inductancias y de las capacidades serie eran implementados mediante elementos discretos debido a su elevado valor y hacían que el dispositivo no fuera totalmente planar. En [118] los autores presentaron un filtro dual basado en la misma celda unidad. La topología así como las pérdidas de retorno se muestran en la Figura 2.60.

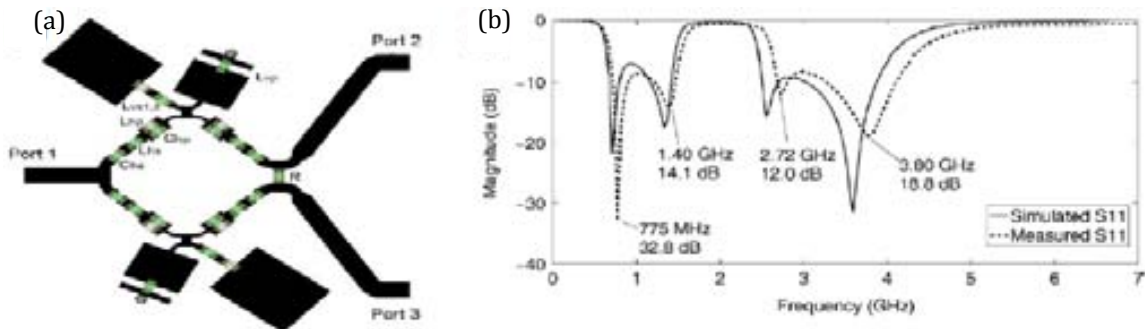


Figura 2.59. *Layout* (a) y coeficiente S_{11} (expresado en dBs) (b) para un divisor de potencia *Wilkinson* operativo en 4 bandas de frecuencias (indicadas en la figura). Figura extraída [117].

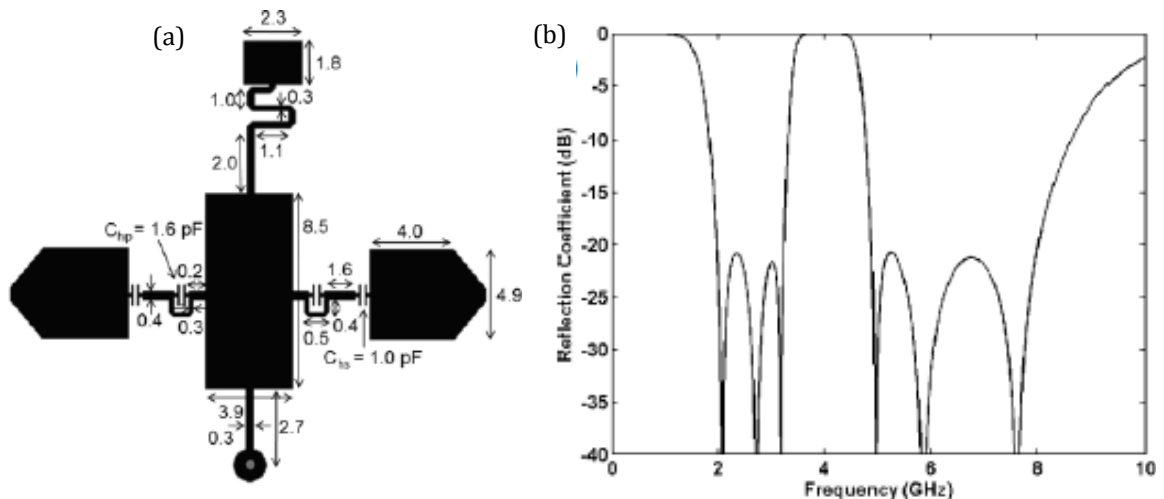


Figura 2.60. *Layout* (a) y adaptación (b) para un filtro dual basado en la celda unidad *E-CRLH*. Figuras extraídas de [119] y [118].

Más recientemente, en el año 2011, trabajos como los mostrados en [76] pusieron de manifiesto la utilización de resonadores eléctricamente pequeños como el *OSRR* y el *OCSRR* y los elementos semidiscretos para obtener dispositivos de microondas totalmente planares operativos en múltiples frecuencias simultáneamente.

En resumen, éste ha sido un capítulo introductorio en el que se ha realizado un recorrido por el estado del arte (concretamente sobre dispositivos que operen con señales diferenciales, que han sido los considerados en esta tesis). Gran parte de este capítulo se ha focalizado en el concepto de línea de transmisión metamaterial, con especial énfasis en la línea de transmisión con comportamiento *CRLH*. La última parte del capítulo ha sido enfocada a la teoría fundamental para el diseño de dichas líneas metamaterial y algunas de las aplicaciones más relevantes, centrándonos en la posibilidad de miniaturizar los componentes de microondas o dotarlos de funcionalidad en diferentes bandas de frecuencia controladas.

3

Circuitos Diferenciales de Microondas con supresión del Modo Común basados en resonadores semidiscretos y en líneas CRLH

3.1 Filtros diferenciales basados en resonadores SIR e inversores de admitancias

Como se ha comentado anteriormente, muchos de los trabajos que se encuentran en la literatura sobre filtros que operan con señales diferenciales y consiguen rechazar el modo común, están basados en elementos distribuidos haciendo necesaria una herramienta de análisis paramétrico para su optimización. En esta sección se va a presentar una nueva estrategia para el diseño de filtros diferenciales (o balanceados) siguiendo el esquema de la Figura 3.1. Este esquema está formado por resonadores LC paralelos conectados en derivación y acoplados mediante inversores de admitancia. Para la implementación de los resonadores se ha utilizado el resonador SIR en configuración diferencial. A continuación se hará un estudio de la partícula resonante propuesta en tecnología *microstrip*.

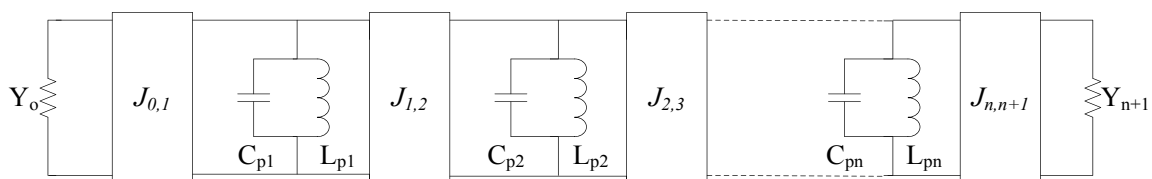


Figura 3.1. Modelo circuital de un filtro paso banda de orden (n) compuesto de inversores de admitancia y resonadores LC paralelos en derivación.

Las ecuaciones de diseño para el circuito de la Figura 3.1 se encuentran resumidas a continuación [120]:

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{Y_0 FBW \omega_0 C_{pi}}{\Omega_c g_0 g_1}} \quad (3.1)$$

$$J_{i,i+1} = \frac{FBW \omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{C_{pi} C_{p(i+1)}}{g_i g_{i+1}}} \Big|_{i=1 \text{ to } n-1} \quad (3.2)$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{FBW \omega_0 C_{pn} Y_{n+1}}{\Omega_c g_n g_{n+1}}} \quad (3.3)$$

$$L_{pi} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{pi}} \Big|_{i=1 \text{ to } n} \quad (3.4)$$

donde los parámetros g 's hacen referencia a los valores normalizados de los elementos reactivos de cada etapa (n) del filtro prototipo paso bajo con frecuencia de corte $\Omega_c = 1$ rad/s. El valor de los inversores de admitancia (J 's) de cada etapa se escalan en frecuencia (FBW , ω_0) y en impedancia (C_p , C_{pi}) para trasladar la respuesta a la banda pasante deseada.

La Figura 3.2 muestra la topología de un resonador *SIR* diferencial en tecnología *microstrip* así como la respuesta electromagnética *EM* (derivada del simulador comercial *ADS Momentum 2011* y realizando la conversión de modos analizada en la sección 2.2.3) de los dos modos propagativos (*odd* y *even*). El resonador está formado por dos secciones de línea de baja impedancia (capacidades) y dos secciones de línea de alta impedancia (inductancia).

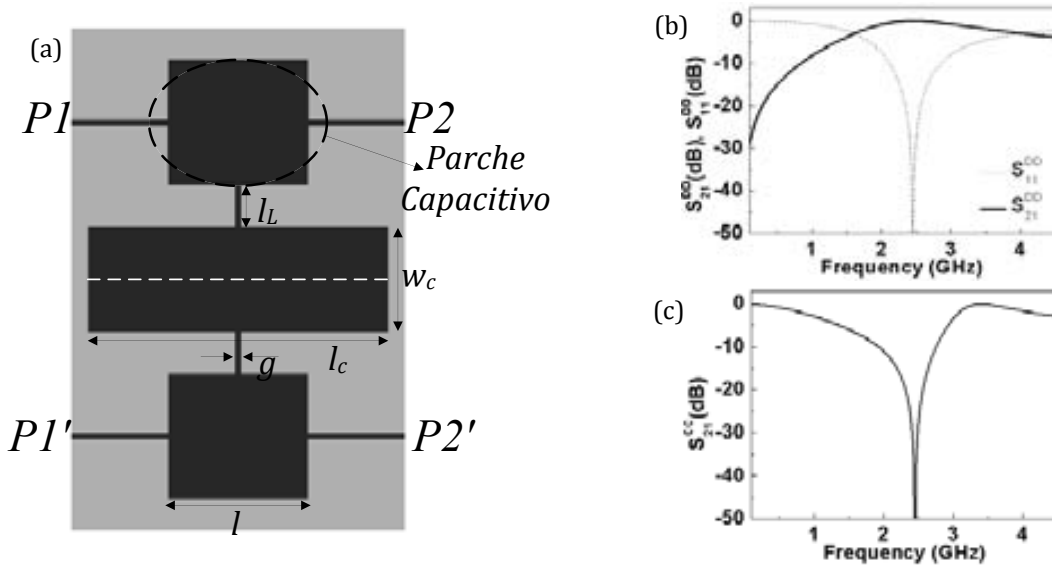


Figura 3.2. Topología propuesta para un *SIR* diferencial en tecnología *microstrip* (a) y respuesta frecuencial de los parámetros S del modo diferencial (b) y común (c). El sustrato considerado es un *Rogers RO3010* con constante dieléctrica $\epsilon_r = 10.2$ y grueso $h = 0.635$ mm. En gris se indica el plano de masa. Las dimensiones son: $l = 4$ mm, $l_L = 1.32$ mm, $g = 0.2$ mm, $w_c = 3.4$ mm y $l_c = 9.6$ mm.

3.1 FILTROS DIFERENCIALES BASADOS EN RESONADORES SIR E INVERSORES DE ADMITANCIAS

Si se aplica una excitación diferencial en el plano P_1P_1' se crea una pared eléctrica (conexión virtual a masa) en el eje de simetría del SIR. Este efecto lo podemos observar en la Figura 3.3(a) donde se han representado las corrientes eléctricas a la frecuencia de resonancia (f_0) de la estructura. Es ese caso, la capacidad formada por el parche central se encuentra cortocircuitada a masa, y no juega ningún papel en la respuesta del modo diferencial. En esta situación, el circuito equivalente será el de un resonador paralelo puro formado por L_pC_p . Para la excitación del modo común, se crea una pared magnética (conexión en circuito abierto) que da lugar a la aparición de un cero de transmisión debido a la resonancia serie formada por L_p-C_z (Figura 3.3 (d)). En la Figura 3.3 (b) se muestra el circuito equivalente propuesto para ambos modos de propagación teniendo en cuenta un ligero desfase debido a las secciones de línea de acceso a la estructura que se modelará como una inductancia parasita (L_{par}).

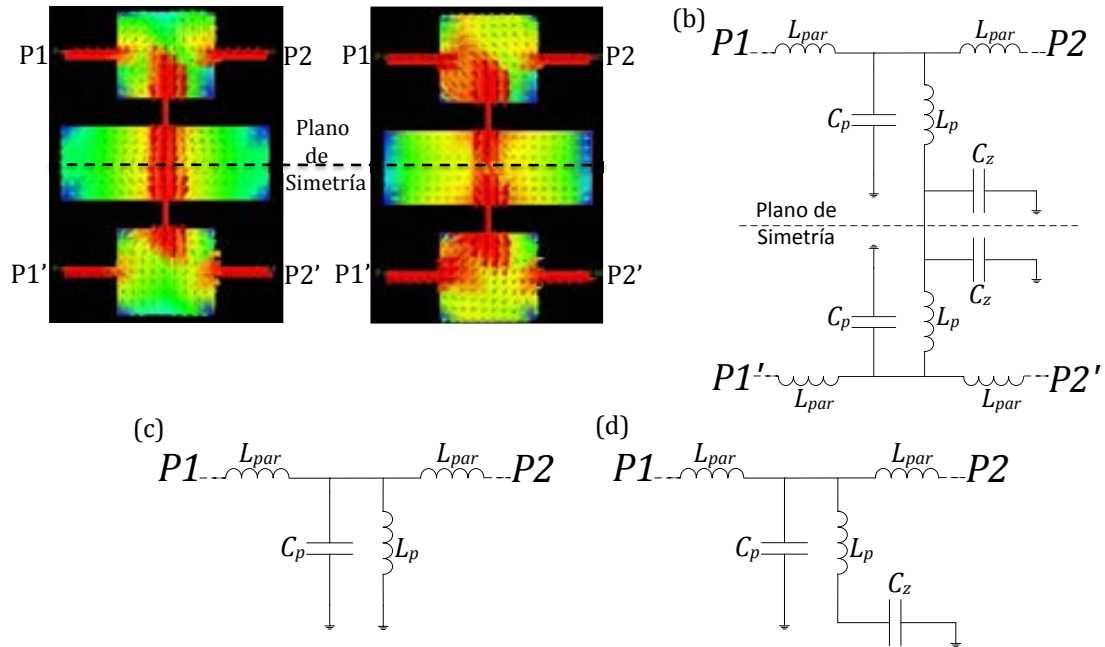


Figura 3.3. Representación de las corrientes eléctricas a la frecuencia de resonancia ($f_0=2.4\text{GHz}$) en un SIR diferencial (a) y circuito equivalente propuesto para ambos modos de propagación (b). Circuito equivalente bajo excitación diferencial (c) y común (d).

Para poder obtener los valores del equivalente circuital propuesto en la figura anterior, se han obtenido las impedancias serie y derivación de un circuito equivalente en T (Figura 2.33 (a)) para los dos modos de propagación (*odd* y *even*) mediante los parámetros S [120]. Mediante las reactancias de cada modo se pueden determinar los elementos discretos del modelo eléctrico. Los elementos que forman el resonador en derivación para el modo diferencial (L_pC_p) se han estimado mediante la pendiente de susceptancia, ya que a f_0 se cumple que:

$$b = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{dB(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = \omega_0 C \quad (3.5)$$

Para verificar el circuito equivalente propuesto se han comparado las susceptancias o reactancias en derivación de ambos modos (Figura 3.4), donde se observa una excelente coincidencia para ambos modos hasta aproximadamente $2f_0$ [121]. Una vez determinados los elementos para el modo diferencial, solo hace falta determinar el valor de la capacidad C_z en función de la frecuencia que se desee rechazar y acabar de ajustar el desfase que introducen las líneas de acceso mediante el parámetro eléctrico L_{par} . El valor de la capacidad C_z se puede calcular con la siguiente expresión:

$$C_z = \frac{1}{\omega_z^2 L_p} \quad (3.6)$$

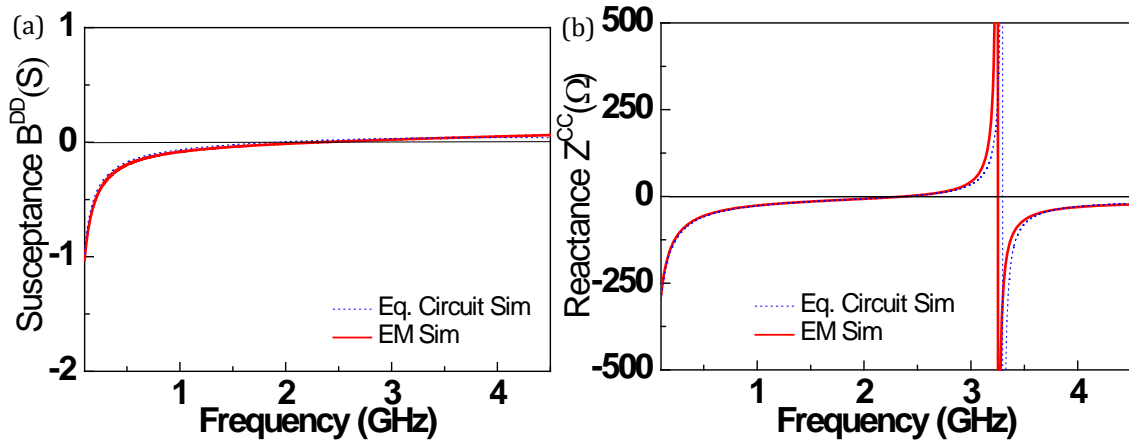
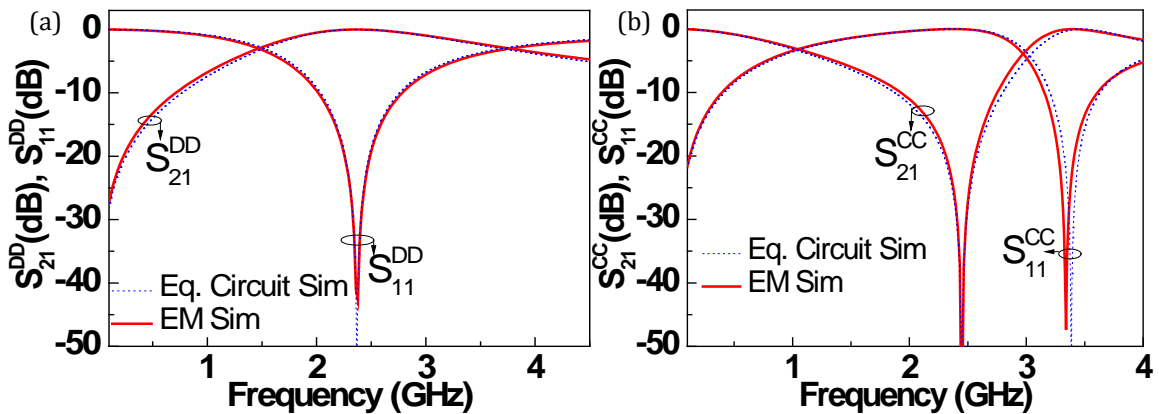


Figura 3.4. Susceptancia en derivación del modo diferencial (a) y reactancia en derivación del modo común (b) de un circuito simétrico en T obtenidas mediante los parámetros S de la simulación EM y circuital del SIR de la Figura 3.2. Los valores de los elementos circuitales (en referencia a la Figura 3.3 (b) y válidos para las Figuras 3.4 y 3.5) son: $L_{par} = 0.1\text{nH}$, $C_p = 3\text{pF}$, $L_p = 1.54\text{nH}$ y $C_z = 3.025\text{ pF}$.

Una vez realizada la extracción de parámetros, se puede observar que el modelo circuital equivalente describe el comportamiento EM de la estructura de la Figura 3.2 en magnitud y fase para ambos modos de propagación (Figura 3.5).



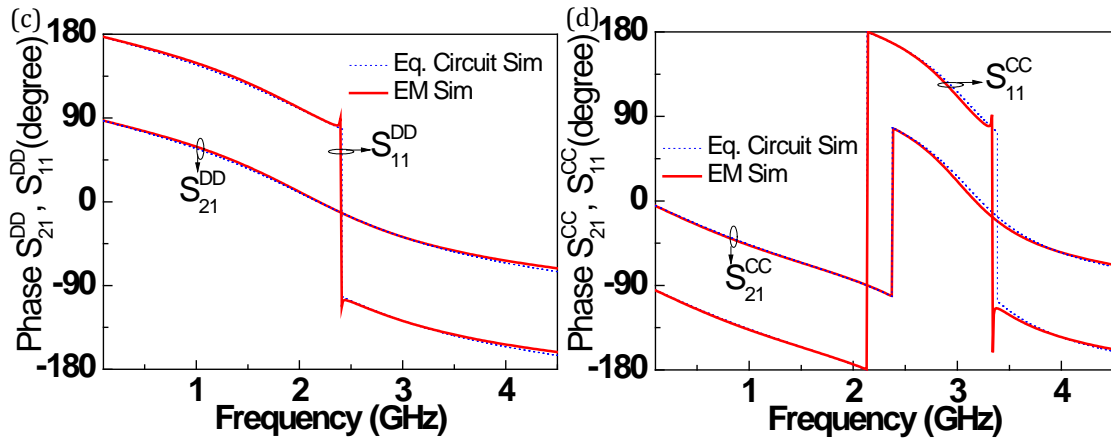


Figura 3.5. Simulación electromagnética (*EM*) y circuital del *SIR* de la Figura 3.2 y el modelo eléctrico de la Figura 3.3 (b). Magnitud y fase de los parámetros *S* para el modo diferencial (a) y (c); para el modo común (b) y (d).

Con el análisis presentado anteriormente se puede establecer que el resonador *SIR* diferencial puede ser un óptimo candidato para implementar filtros diferenciales con buena supresión del modo común basados en resonadores *LC* paralelos en derivación acoplados mediante inversores de admitancia (Figura 3.1). El método de diseño propuesto es muy simple y se basa inicialmente en el diseño del resonador para sintetizar la respuesta filtrante necesaria mediante los valores $L_p C_p$. Seguidamente se optimizara la capacidad central (C_z) para obtener el rechazo para el modo común a la frecuencia central del filtro para el modo diferencial. Basado en este método de diseño se han implementado dos filtros diferenciales paso banda con aproximación *Chebyshev* (se ha escogido este tipo de aproximación ya que presenta una selectividad más alta para un mismo orden (n) que otro tipo de aproximación como la *Butterworth*) y supresión efectiva del modo común [122]. El circuito equivalente propuesto para el diseño de filtros balanceados con supresión del modo común es el mostrado en la Figura 3.6 (a), donde las secciones de línea de transmisión presentes entre los elementos discretos son líneas de 90° a la frecuencia central del filtro (f_0) y los resonadores *LC* paralelos en derivación serán sustituidos por el resonador *SIR* en configuración diferencial. Bajo excitación diferencial, el plano de simetría es una pared eléctrica, efecto que anula la presencia de las capacidades C_{zi} (siendo i la etapa del filtro), y el circuito resultante es el de un filtro paso banda canónico formado por la cascada de resonadores *LC* paralelos en derivación acoplados mediante inversores de admitancia (Figura 3.6(b)).

Por otro lado, para el modo par, el eje de simetría presenta una situación de pared magnética y el circuito equivalente (Figura 3.6(c)) tiene naturaleza rechaza banda debido a la resonancia $L_p - C_z$.

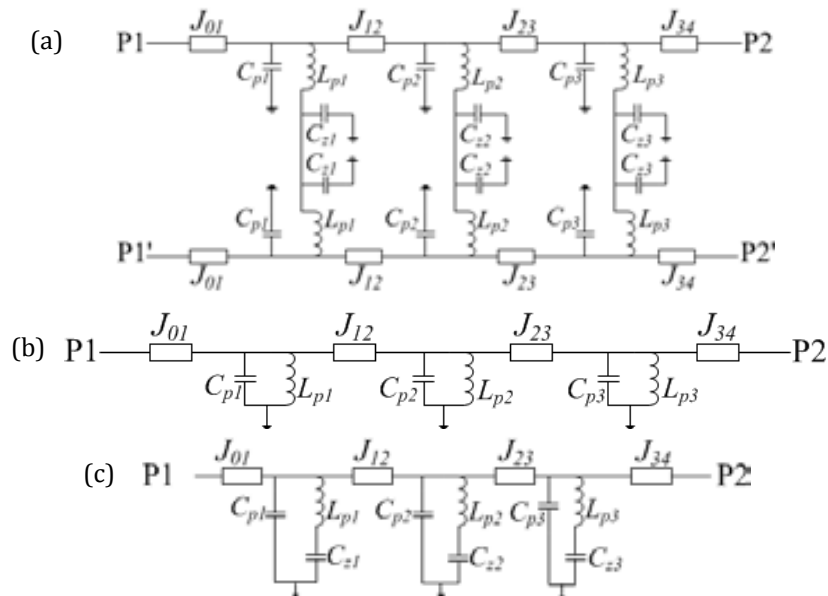


Figura 3.6. Modelo eléctrico del filtro diferencial paso banda (para $n = 3$) con supresión del modo común basado en resonadores *SIR* e inversores de admitancia (a) y los circuitos equivalentes para el modo diferencial (b) y común (c).

El primer filtro balanceado con supresión del modo común que se presenta en esta tesis ha estado diseñado para reproducir una respuesta tipo *Chebyshev* centrada a una frecuencia de 2.4 GHz (banda de frecuencias libre de dispositivos *wireless*), con un ancho de banda fraccional *FBW* (del inglés, *Fractional BandWidth*) del 40%, orden $n=3$ y rizado de 0.15dB. Aplicando las transformaciones conocidas sobre el prototipo paso bajo [120] se obtienen los elementos del prototipo paso banda. En este caso, se ha considerado tener resonadores idénticos para cada etapa (n). Forzando la frecuencia central del filtro a 2.4 GHz en la ecuación (3.4) y fijando un valor de $C_p = 3$ pF, se obtiene un valor de $L_p = 1.465$ nH. Al utilizar resonadores iguales, necesariamente los inversores tendrán valores de admitancias diferentes. En nuestro caso son: $J_{01} = J_{34} = 0.0178$ S y $J_{12} = J_{23} = 0.0157$ S (ecuaciones(3.1) a (3.3)). Cabe destacar que debido a la naturaleza de banda estrecha que presentan los inversores de admitancia, no será posible implementar cualquier *FBW* ya que éste se verá reducido notablemente (este efecto es predecible y se verá solventado en diseños posteriores). El proceso de diseño se basa en determinar la geometría del *SIR* para obtener los elementos del filtro paso banda para el modo diferencial (mediante la extracción de parámetros derivada de la simulación electromagnética explicada anteriormente). Una vez optimizada la geometría del *SIR*, se procederá al diseño de la capacidad C_z (mediante la ecuación (3.6)) que será la encargada de rechazar la banda de frecuencias deseada (ya que el valor de L_p queda sujeto a las especificaciones del filtro). Una vez realizado este proceso y teniendo en cuenta que los tres resonadores son idénticos, el *layout* que sintetiza la respuesta *Chebyshev* deseada se encuentra en la Figura 3.7(a) (las dimensiones finales del filtro son: $0.51\lambda_g \times 0.63\lambda_g$, siendo λ_g la longitud de onda guiada a f_0). Como se aprecia en el *layout*, el parche capacitivo que se encarga del rechazo en modo común, es igual en todas las etapas ya que se deseaba conseguir un máximo de atenuación a la misma

frecuencia central del filtro ($f_0 = 2.4$ GHz). Esto hace que la capacidad C_z tenga el valor de 2.925pF. Para finalizar se han implementado secciones de líneas de transmisión que presentan un desfase de 90° (en realidad el desfase introducido por los inversores será ligeramente inferior debido al desfase que introducen las líneas de acceso al SIR diferencial) a la frecuencia central (f_0) (en este paso se ha utilizado un calculador de línea de transmisión implementado en el simulador *ADS Momentum 2011*). Estas secciones de línea se han serpenteado con el fin de reducir las dimensiones finales del dispositivo. A continuación (Figura 3.8(a) y (b)) se muestra la comparación entre respuesta electromagnética obtenida para el diseño de la Figura 3.7, validando el circuito propuesto (Figura 3.6) para ambos modos de propagación (diferencial y común).

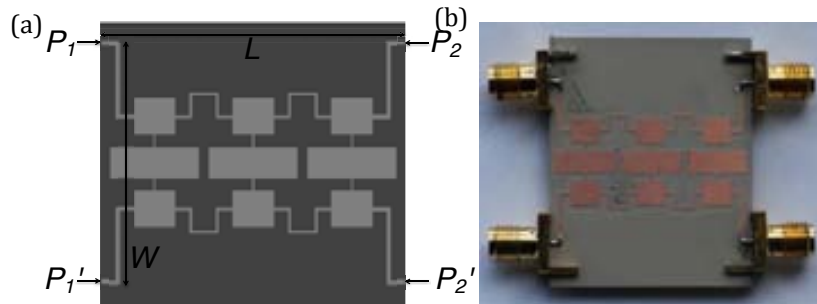


Figura 3.7. Layout (a) y fotografía (b) del filtro pasa banda balanceado de orden 3. El sustrato utilizado es un *Rogers RO3010* con $\epsilon_r = 10.2$ y $h = 0.635$ mm. Las dimensiones son (en referencia a la Figura 3.2): $W = 26.49$ mm, $L = 32.78$ mm, $w = 4$ mm, $l = 4.475$ mm, $g = 0.2$ mm, $l_L = 1.32$ mm, $l_C = 9.6$ mm, $w_C = 3.4$ mm, $w_1 = 0.434$ mm y $w_2 = 0.297$ mm.

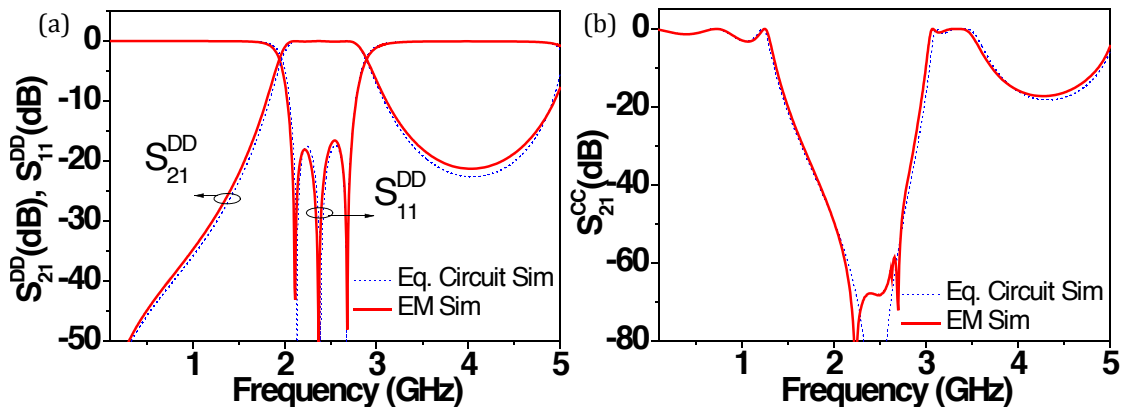


Figura 3.8. Comparativa entre simulación circuital y simulación electromagnética para el layout de la Figura 3.7 para el modo diferencial (a) y modo común (b). Los elementos del equivalente circuital son: $L_p = 1.56$ nH, $C_p = 3.1$ pF, $C_z = 2.925$ pF y para los inversores de admitancia: $J_{01} = J_{34} = 0.0178$ S y $J_{12} = J_{23} = 0.0157$ S.

En la Figura 3.9 se compara el resultado obtenido mediante simulación *EM* con el resultado de la medida (obtenida mediante un analizador de 4 puertos con capacidad para realizar medidas diferenciales con dos fuentes independientes -*PNA N5221A*-). Como se puede apreciar, el resultado muestra un comportamiento en frecuencia para la magnitud de los parámetros *S* (en ambos modos) que valida tanto el circuito propuesto (Figura 3.6(a)) así como el método de diseño realizado para tener filtros diferenciales con capacidad para suprimir el modo común. Las pérdidas de inserción máximas (*IL*) y de retorno mínimas (*RL*) medidas para el modo

diferencial en toda la banda son de 0.5dB y 28dB respectivamente. El primer espurio en el modo diferencial lo situamos ligeramente por encima de $2f_0$. El modo común queda suprimido con un nivel máximo de 65 dB y garantizando un nivel de rechazo para toda la banda del modo diferencial de 50 dB.

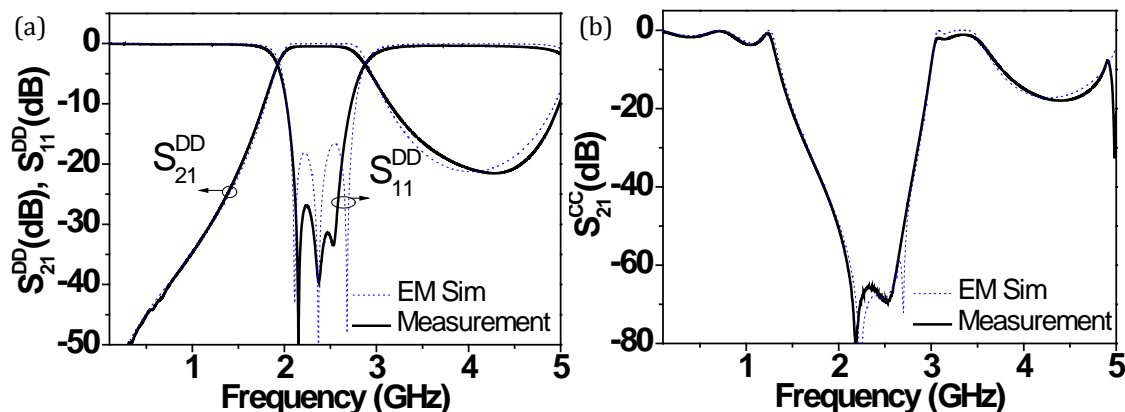


Figura 3.9. Comparativa entre simulación electromagnética con pérdidas y medida para el dispositivo de la Figura 3.7 (b). Modo diferencial (a) y modo común (b).

Para demostrar la potencia del método explicado con anterioridad, se ha diseñado e implementado un filtro *Chebyshev* de orden 5 con las mismas especificaciones que el primero (rizado de 0.15dB, $FBW = 40\%$ y $f_0 = 2.4$ GHz). En este segundo prototipo se ha considerado el hecho de situar las frecuencias de los ceros de transmisión en posiciones diferentes ($f_{z1} = 2$ GHz, $f_{z2} = 2.4$ GHz y $f_{z3} = 2.8$ GHz) para ensanchar y mejorar el rechazo de la estructura para el modo común. En este caso los elementos resonantes son $L_p = 1.26$ nH y $C_p = 3.5$ pF. Para los inversores de admitancia se requiere un valor de $J_{01} = J_{56} = 0.0183$ S, $J_{12} = J_{45} = 0.0161$ S y $J_{23} = J_{34} = 0.0125$ S. Siguiendo el mismo procedimiento, el *layout* final (dimensiones: $0.48\lambda_g \times 1.26\lambda_g$) se muestra en la Figura 3.10 (a) junto con una fotografía del dispositivo final. En este caso también se observa como la simulación del equivalente circuital prevé el comportamiento electromagnético de la estructura (ver Figura 3.11) de forma adecuada. La medida del filtro para el modo diferencial (Figura 3.12 (a)) muestra unas pérdidas de inserción (IL) máximas de 0.9dB en toda la banda de paso, así como unas pérdidas de retorno (RL) mínimas de 12dB. La medida del modo diferencial tiene un buen rechazo fuera banda presentando un nivel de 40 dB cerca de $2f_0$. Por otro lado, el rechazo en modo común es mayor a 60 dB en la banda que se extiende entre 1.6 GHz y 2.9 GHz.

En conclusión, los filtros presentados en esta sección tienen las siguientes ventajas: el método de diseño propuesto es muy simple y robusto ya que esta soportado por un circuito equivalente que predice la respuesta electromagnética de la estructura en un gran rango frecuencial (hasta aproximadamente $2f_0$). Otra ventaja de las estructuras filtrantes basadas en resonadores *SIR* acoplados mediante inversores de admitancia la encontramos en la simplicidad en el proceso de fabricación, ya que el diseño se puede fabricar en tecnología *microstrip* sin la

3.1 FILTROS DIFERENCIALES BASADOS EN RESONADORES SIR E INVERSORES DE ADMITANCIAS

necesidad de incorporar vías que perforen el sustrato y manteniendo el plano de masa inalterado (requisito indispensable para no tener fenómenos de radiación en el retorno de señal). La mayor ventaja de este tipo de filtros es la facilidad para rechazar el modo común de manera eficiente en un gran ancho de banda. Como aspecto crítico, destacar la limitación que existe para implementar anchos de banda fraccionales elevados debido al carácter propagativo de los inversores de admitancia. Este último aspecto será mejorado en diseños posteriores mediante el rediseño de los resonadores o mediante la sustitución de estos inversores de admitancia por resonadores LC serie.

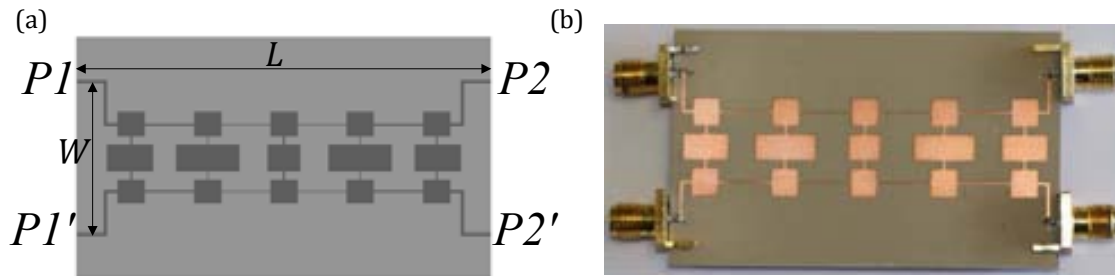


Figura 3.10. Layout (a) y fotografía (b) del filtro pasa banda diferencial de orden 5. El sustrato utilizado es un Rogers RO3010 con $\epsilon_r = 10.2$ y $h = 0.635$ mm. Las dimensiones son (en referencia a la Figura 3.2.): $W = 25$ mm, $L = 65.27$ mm, $w = 4.67$ mm, $l = 4.475$ mm, $g = 0.5$ mm, $l_l = 1.446$ mm, $l_{C1} = 7.6$ mm, $w_C = 4.4$ mm, $l_{C2} = 10.2$ mm y $l_{C3} = 5.4$ mm. Para los inversores tenemos los siguientes anchos: $w_1 = 0.51$ mm, $w_2 = 0.36$ mm y $w_3 = 0.18$ mm.

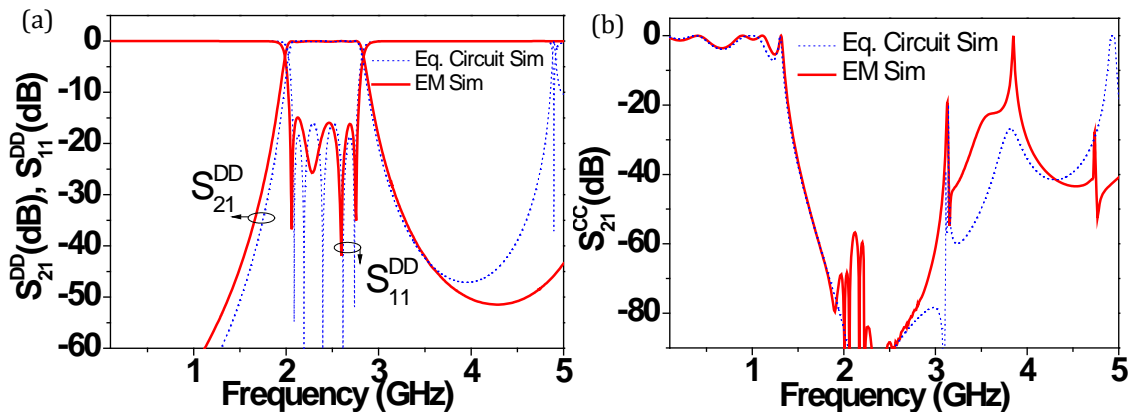


Figura 3.11. Comparativa entre simulación circuital y simulación electromagnética para el layout de la Figura 3.10 para el modo diferencial (a) y modo común (b).

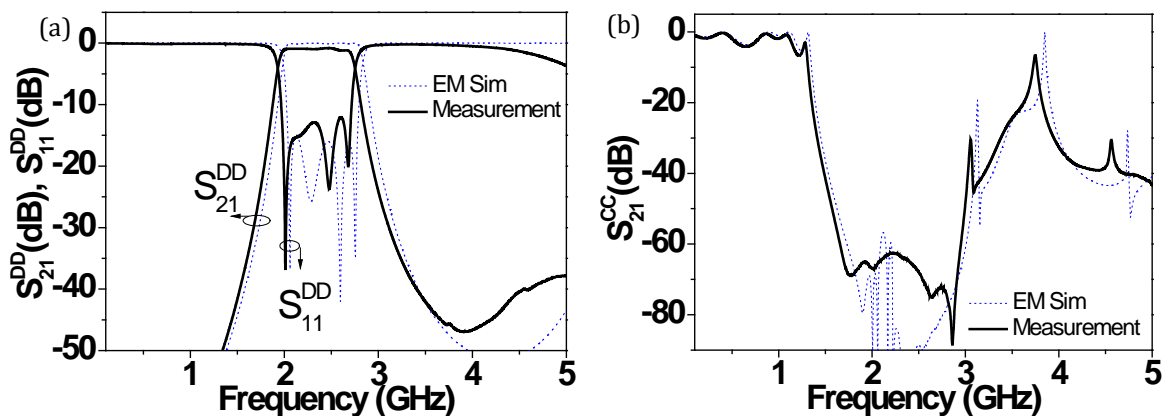


Figura 3.12. Comparativa entre simulación electromagnética con pérdidas y medida para el dispositivo de la Figura 3.7 (b). Modo diferencial (a) y modo común (b).

3.2 Líneas de transmisión CRLH diferenciales implementadas con resonadores SIR y capacidades interdigitales

Como se comentó en capítulos anteriores, han sido múltiples los resultados obtenidos mediante líneas de transmisión con comportamiento *CRLH* para la implementación de componentes de *RF* y microondas con características funcionales a múltiples frecuencias y/o con un elevado grado de miniaturización. En esta sección se va a explorar el comportamiento de la línea *CRLH* diferencial para el diseño de inversores de impedancia/divisores de potencia con comportamiento dual basados en resonadores *SIR* para la rama en derivación y resonadores semidiscretos para la rama serie. La topología típica en tecnología *microstrip* de la línea *CRLH* diferencial de orden 2 propuesta en esta tesis la encontramos en la Figura 3.13(a). Como primera aproximación, el resonador serie formado por $L_s C_s$ (Figura 3.14) se ha implementado mediante una capacidad interdigital unida a dos secciones de línea. Hay que destacar que se ha optado por abrir una ventana en el plano de masa para poder acomodar el resonador semidiscreto y de esta manera maximizar la capacidad C_s y la inductancia serie L_s y al mismo tiempo minimizar el efecto de la capacidad parasita (C_{par}) que se genera debido a la presencia del conductor inferior. Por otro lado la rama en derivación está formada por resonadores *SIR* en disposición simétrica y parches capacitivos que son modelados (como se vio en la sección anterior) como el paralelo entre $L_p C_z$ y C_p . El modelo circuital que se propone para este tipo de estructuras (*DM-CRLH*, del inglés *Differential Mode- CRLH*) se presenta en la Figura 3.14 (a), así como los modelos eléctricos para cada modo de propagación (diferencial (b) y común (c)).

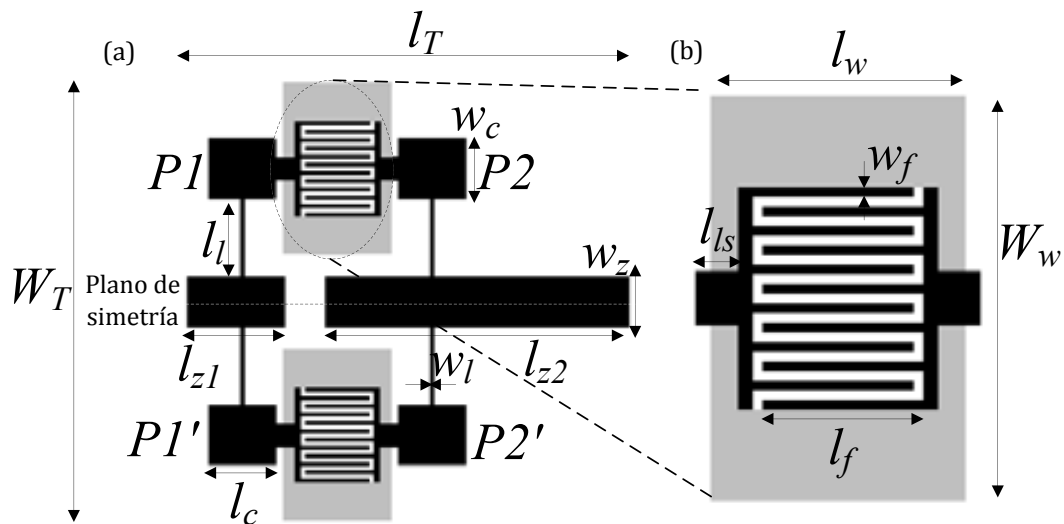


Figura 3.13. Topología típica en tecnología *microstrip* de la celda unidad *DM-CRLH* basada en resonadores *SIR* diferenciales y resonadores semidiscretos para la rama serie (a) y detalle del resonador serie (b). El sustrato considerado es un *Rogers RO3010* con $\epsilon_r=10.2$ y $h=0.254$ mm. Las dimensiones son: $l_T = 16.1$ mm, $W_T = 17$ mm, $l_c = 2.64$ mm, $w_c = 2.34$ mm, $l_l = 3$ mm, $w_l = 0.17$ mm, $l_{z1} = 3.8$ mm, $l_{z2} = 11.8$ mm, $w_z = 2$ mm, $l_{ls} = 0.7$ mm, $w_f = 0.16$ mm, $l_f = 2.66$ mm, $l_w = 4.22$ mm y $W_w = 6.68$ mm.

3.2 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN CRLH DIFERENCIALES IMPLEMENTADAS CON RESONADORES SIR Y CAPACIDADES INTERDIGITALES

Para el modo diferencial, en el eje de simetría de la estructura se crea una situación de pared eléctrica (conexión virtual a tierra) y la rama en derivación se puede modelar como un tanque paralelo formado por L_p - C donde C es la suma en paralelo de las capacidades C_{par} y C_p . El circuito resultante para el modo diferencial es idéntico al modelo canónico (en π) de una línea de transmisión CRLH de orden 2 (Figura 2.36 (b)) o el de un filtro de orden 3. Para el modo común, el eje de simetría es un circuito abierto (pared magnética), y la rama paralela en derivación se puede modelar como el paralelo entre C y la resonancia serie formada por L_p - C_{zi} ($i=1,2$). Por lo tanto, la frecuencia de los ceros de transmisión para el modo común viene dada por

$$f_{zi}^{CC} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L_p C_{zi}}} \quad (3.7)$$

Cabe destacar que escogiendo $C_{z1} \neq C_{z2}$, es posible posicionar los ceros a frecuencias diferentes, y de esta manera aumentar el ancho de banda de rechazo del modo común.

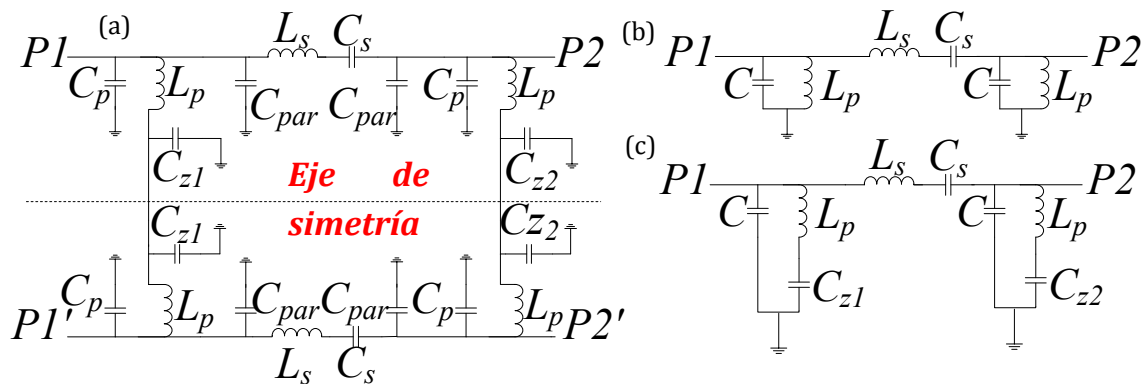


Figura 3.14. Circuito equivalente para la estructura de la Figura 3.13. Circuito equivalente completo (a); modelo circuital para el modo diferencial (b) y modelo circuital para el modo común (c).

El modelo circuital propuesto para el resonador serie se ha determinado mediante el estudio de las impedancias (Z_s y Z_p) obtenidas a partir de los parámetros S de un modelo en π [93]. A continuación (Figura 3.15) se muestran la magnitud de los parámetros S así como las impedancias serie y paralela obtenidas para el *layout* del resonador serie aislado (Figura 3.13 (b)) y el circuito propuesto formado por $L_s C_s$ - C_{par} . Los elementos serie (L_s y C_s) han sido estimados en primera aproximación mediante la pendiente de reactancia a f_0 , y posteriormente se ha optimizado el valor de las capacidades parásitas (C_{par}) para acabar de ajustar la respuesta. A f_0 se cumple que la reactancia de un resonador LC serie se puede expresar como:

$$x = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{dX(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = \omega_0 L \quad (3.8)$$

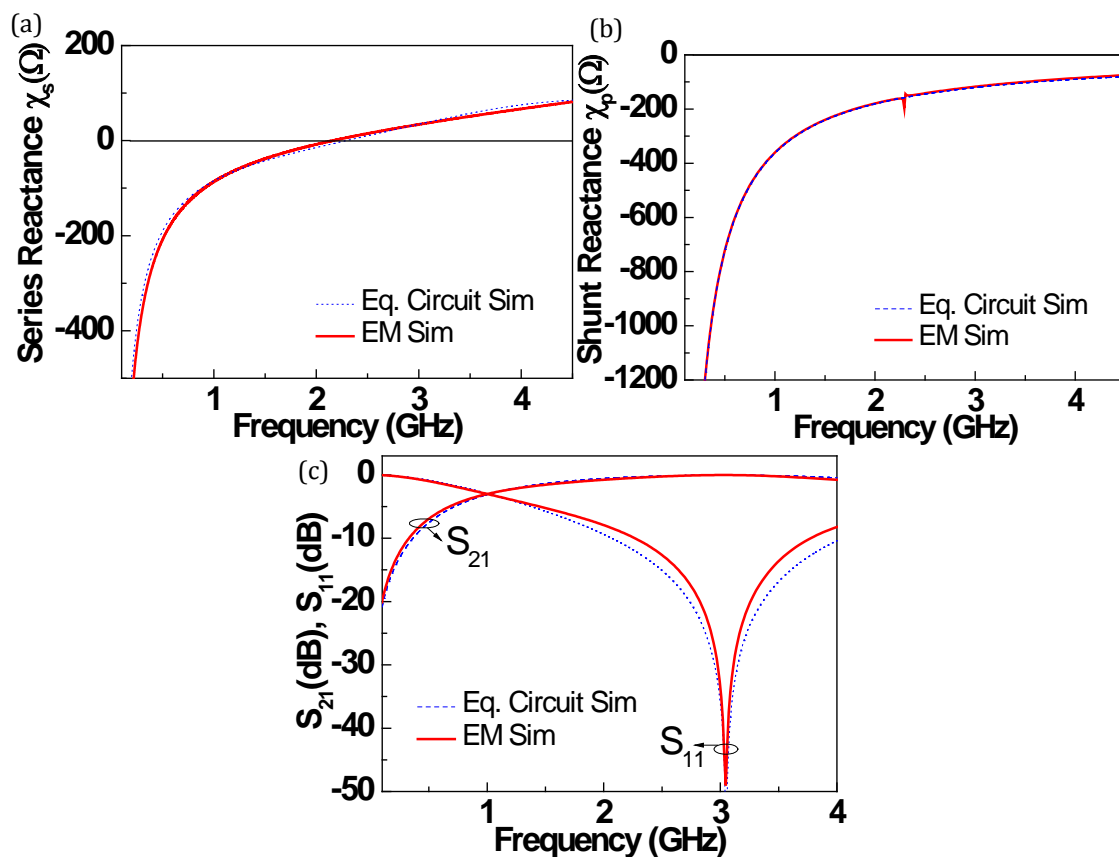
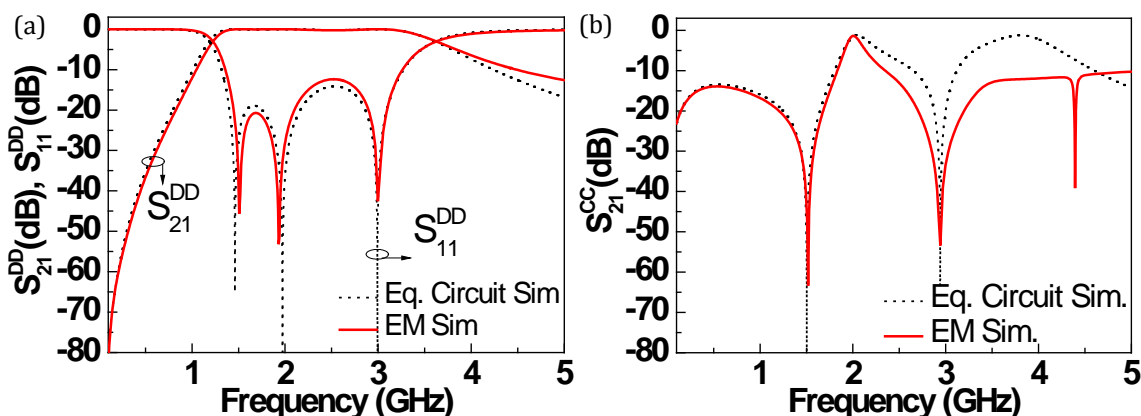


Figura 3.15. Reactancias serie (a), reactancia paralela (b) y magnitud de los parámetros S (c) para el resonador LC serie aislado de la Figura 3.13 (b) y su modelo circuital propuesto. Los elementos (en referencia a la Figura 3.14) son: $L_s=3.8$ nH, $C_s=1.65$ pF y $C_{par}=0.44$ pF

A continuación (Figura 3.16 (a), (c) y (d)) se muestra la comparativa entre el resultado obtenido (parámetros S) mediante las ecuaciones (2.32) y (2.34) para la topología mostrada en la Figura 3.13 y el circuito de la Figura 3.14 (a) operando en modo diferencial. Podemos observar que la impedancia *Bloch* es la típica de una línea de transmisión *CRLH* en π cuasi-balanceada (ya que conseguir un balanceo perfecto es muy complicado y no se requiere en este caso). También se observa que el diagrama de dispersión muestra una banda de frecuencias con propagación zurda ($-180 < \beta l < 0$) a bajas frecuencias y propagación diestra ($0 < \beta l < 180$) a altas frecuencias con un frecuencia de transición entre las dos bandas de propagación de 2 GHz.



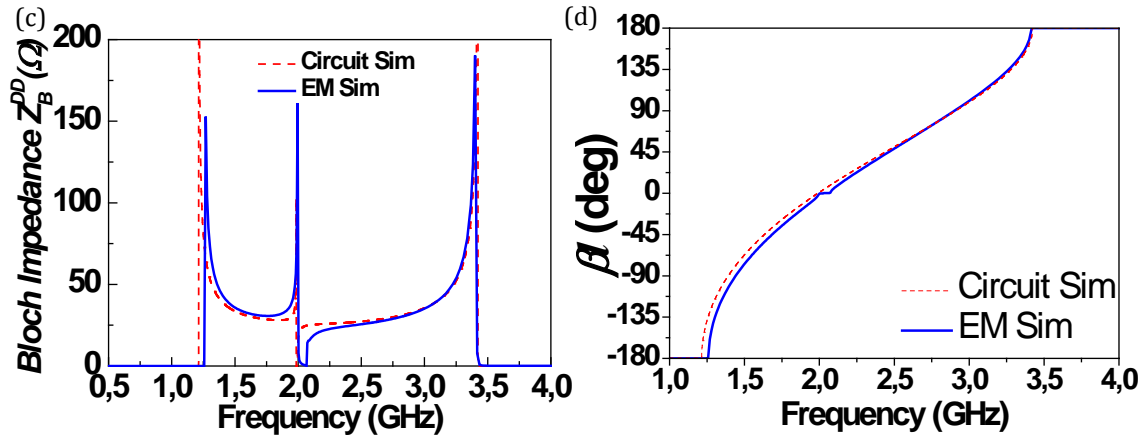


Figura 3.16. Simulación electromagnética y circuital del layout de la Figura 3.13 y el modelo circuital de la Figura 3.14 (a). El valor de los elementos que forman el circuito son: $C=C_p+C_{par}=(2.411+0.44)$ pF, $L_p=2.2$ nH, $L_s=3.8$ nH y $C_s=1.65$ pF.

Si se analiza el modo común para ambas estructuras (modelo circuital y *layout*) se obtienen el resultado de la Figura 3.16 (b) donde se observa el carácter rechaza banda introducido por las resonancias L_p-C_{z1} y L_p-C_{z2} . Hay que destacar que las comparativas mostradas anteriormente no solo validan la extracción de parámetros de los resonadores de manera aislada, sino que demuestra que el acoplo entre resonadores se puede menospreciar.

Una vez implementada y validada la línea *DM-CRLH* basada en resonadores *SIR* y resonadores semidiscretos, se va a proceder al diseño de componentes diferenciales duales como inversores de impedancias o divisores de potencia y filtros capaces de cubrir todo el espectro *UWB* e inherentemente suprimir el modo común en el mismo rango frecuencial.

3.2.1 Aplicación a inversores de impedancia diferenciales de doble banda

Como quedó patente en la sección 2.3.4.3, las líneas de transmisión con comportamiento *CRLH* tienen la ventaja de poder forzar cierta condición de fase (βl) e impedancia (Z_B) a dos frecuencias arbitrarias (f_1 y f_2), pudiendo así ofrecer la posibilidad de diseñar componentes planares de microondas funcionales en más de una banda del espectro frecuencial. Teniendo en cuenta el resultado obtenido para la línea de transmisión *CRLH* diferencial, se va a proponer una estructura para implementar un inversor de impedancias diferencial dual que presentará máximo rechazo del modo común a las frecuencias de diseño [123]. Para ello es necesario forzar una longitud eléctrica de las líneas artificiales de $\beta l = \pm 90^\circ$ y una impedancia determinada (Z_B) a f_1 y f_2 . Si se considera estas condiciones en las ecuaciones (2.32) y (2.34), las 4 soluciones son de la forma [112]:

$$Z_s(\omega)|_{\omega_1} = -jZ_B ; Z_p(\omega)|_{\omega_1} = +jZ_B \quad (3.9)$$

$$Z_s(\omega)|_{\omega_2} = +jZ_B ; Z_p(\omega)|_{\omega_2} = -jZ_B \quad (3.10)$$

Conociendo la expresión de las impedancias serie y paralela del circuito en π de la Figura 3.14 (b), y considerando las condiciones de las ecuaciones (3.9) y (3.10) los elementos que forman el circuito en función de las frecuencias de diseño ($\omega_1 = 2\pi f_1$ y $\omega_2 = 2\pi f_2$) quedan unívocamente determinados como:

$$L_s = \frac{2Z_{Bo}}{\omega_2 - \omega_1} \quad (3.11)$$

$$C_s = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2\omega_1\omega_2 Z_{Bo}} \quad (3.12)$$

$$L_p = \frac{(\omega_2 - \omega_1)Z_{Bo}}{\omega_2\omega_1} \quad (3.13)$$

$$C = \frac{1}{(\omega_2 - \omega_1)Z_{Bo}} \quad (3.14)$$

donde Z_{Bo} es la impedancia *Bloch* para el modo diferencial (*odd*).

Si se desea diseñar un inversor de impedancias diferencial operativo a $f_1=1.8$ GHz y $f_2= 2.4$ GHz (bandas de *GSM* y *Wifi*) y considerando una impedancia *Bloch* de 35.35Ω , los elementos obtenidos con las ecuaciones (3.11) a (3.14) para el circuito de la Figura 3.14 (b) son: $L_s=9.376$ nH, $C_s=0.625$ pF, $C=7.503$ pF y $L_p=0.781$ nH. Ya que se requiere un rechazo del modo común para las frecuencias de operación del modo diferencial (f_1 y f_2), las capacidades implementadas mediante las parches centrales de los *SIRs* (considerando la ecuación (3.6)) han de tener un valor de $C_{z1}=10$ pF y $C_{z2}=5.5$ pF. El *layout* propuesto para implementar los valores especificados con anterioridad es el mostrado en la Figura 3.17. Hay que destacar que inicialmente se han determinado las dimensiones del resonador serie para poder estimar la componente parásita C_{par} . De esta manera el valor de C_p que ha de ser implementado mediante la línea de baja impedancia del *SIR*, será de $C-C_{par}$.

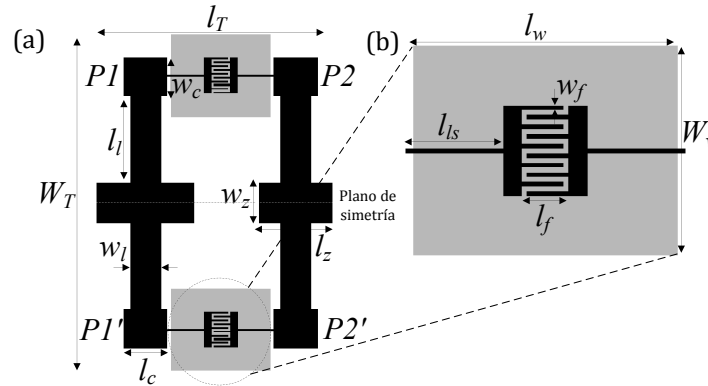


Figura 3.17. *Layout* (a) para el inversor de impedancias operativo a $f_1=1.8$ GHz y $f_2=2.4$ GHz con una impedancia de 35.35Ω y detalle del resonador serie $L_s C_s$ (b). El sustrato considerado es un *RogersRO3010* con $\epsilon_r=10.2$ y $h= 0.254$ mm. Las dimensiones son: $l_T = 18.5$ mm, $W_T = 26.4$ mm, $l_c = 3.4$ mm, $w_c= 3$ mm, $l_l= 6.7$ mm, $w_l = 2.4$ mm, $l_{z1} = 7.7$ mm, $l_{z2} = 5.7$ mm, $w_z = 3.1$ mm, $l_s = 2.8$ mm, $w_f= 0.15$ mm, $l_f=1.3$ mm, $l_w = 7.8$ mm y $W_w = 6.5$ mm.

3.2 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN CRLH DIFERENCIALES IMPLEMENTADAS CON RESONADORES SIR Y CAPACIDADES INTERDIGITALES

Como se ha comentado anteriormente, se ha abierto una ventana en el plano de masa para el resonador serie ya que se requieren valores elevados para la inductancia serie (L_s). El hecho de utilizar una topología en π para este diseño, es debido a que la capacidad parásita C_{par} queda absorbida por la capacidad del SIR para el modo diferencial, simplificando el circuito al canónico de una línea de transmisión CRLH de orden 2. Otra ventaja de utilizar este tipo de topologías radica en la posibilidad de obtener dos ceros de transmisión a frecuencias diferentes para el modo común mediante una única celda. Como indica la Figura 3.18 (b), estos ceros han sido posicionados a las mismas frecuencias de operación del inversor ($f_1=1.8$ GHz y $f_2=2.4$ GHz).

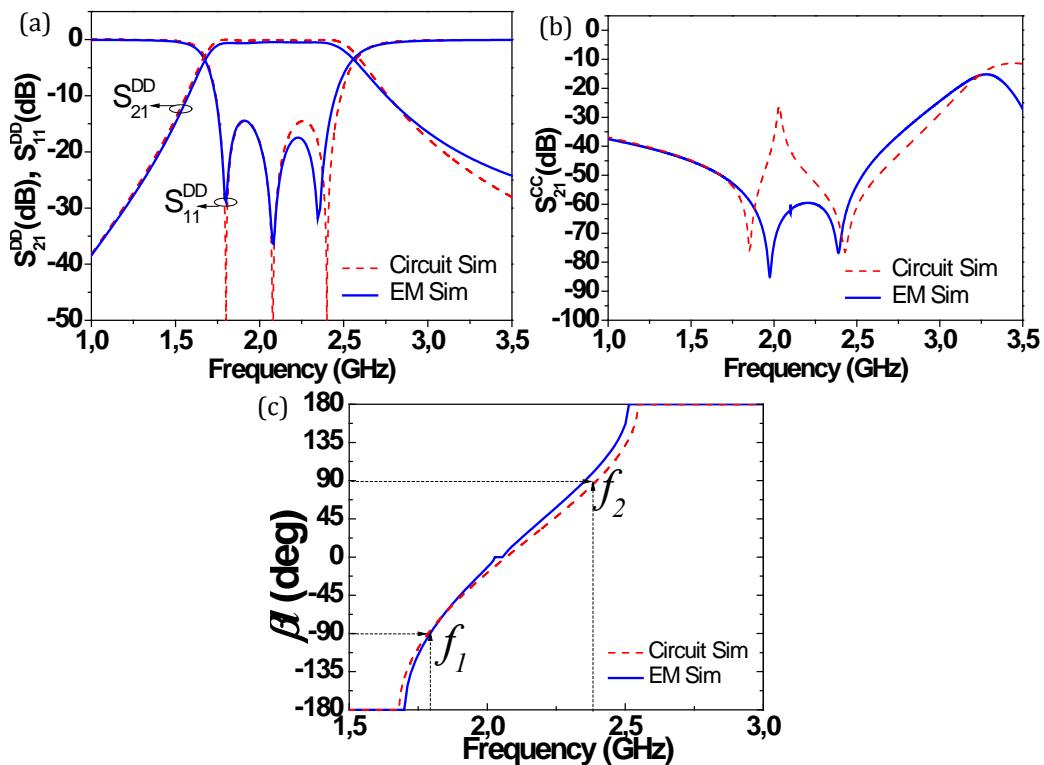


Figura 3.18. Magnitud de los parámetros S del modo diferencial (utilizando una impedancia de referencia de 35.35Ω) (a) y común (b) del *layout* de la Figura 3.17 y el circuito eléctrico equivalente de la Figura 3.14 (a). En (c) se muestra la constante de fase para el modo diferencial. El valor de los elementos que forman el circuito son: $C = (C_p + C_{par} = 7.23$ pF + 0.26 pF) = 7.49 pF, $L_p = 0.781$ nH, $L_s = 9.37$ nH, $C_s = 0.625$ pF, $C_{z1} = 9.57$ pF y $C_{z2} = 5.63$ pF.

En las gráficas que corresponden a la magnitud de los parámetros S_y y a la constante de fase del inversor de impedancias diferencial dual, se puede observar que los valores de impedancia y fase son los requeridos para el diseño especificado. La aplicación más directa del inversor diferencial dual presentado, es la implementación de un divisor diferencial dual con rechazo del modo común. El siguiente paso ha sido conectar a la entrada una línea diferencial de 50Ω y a la salida un par de líneas diferenciales de 50Ω . La fotografía del dispositivo final así como la simulación electromagnética y la medida se muestran en la Figura 3.19. Se observa un ajuste razonable entre la simulación electromagnética, la simulación obtenida mediante el circuito equivalente y la medida para ambos modos de propagación

(diferencial y común). Las pérdidas de retorno (RL) y de inserción (IL) medidas para ambas frecuencias de operación son: $IL(f_1)=3.2\text{dB}$, $RL(f_1)=11.3\text{ dB}$, $IL(f_2)=4.1\text{dB}$ y $RL(f_2)=11\text{dB}$ (hay que destacar que el nivel de pérdidas de inserción de un divisor de potencia ideal es de 3dB). El hecho de que las pérdidas de inserción no sean iguales en ambas bandas de frecuencia, es atribuible al proceso de fabricación (ya que las dimensiones mínimas del *layout* son comparables a las tolerancias de fabricación) y al uso de sustratos finos ($h= 0.254\text{mm}$). El dispositivo final muestra un rechazo del modo común superior a 26dB hasta 3GHz , con un rechazo a las frecuencias de operación del divisor dual de 31.6dB y 34.3dB a f_1 y f_2 respectivamente. El prototipo mostrado en la Figura 3.19 tiene unas dimensiones de $0.34\lambda_g \times 0.45\lambda_g$ (siendo λ_g la longitud de onda guiada a f_1). La dimensión lateral del divisor (W_T) se puede reducir haciendo los *strips* inductivos (L_p) del *SIR* más estrechos y reduciendo su longitud (l) para un mismo valor de inductancia. En nuestro caso, la dimensión lateral mínima ha sido fijada por la distancia entre las líneas de acceso para poder soldar los conectores de los puertos de salida del divisor. Sin embargo, el dispositivo propuesto como divisor de potencia diferencial dual es mucho más pequeño que prototipos basados en elementos distribuidos como el ilustrado en [124].

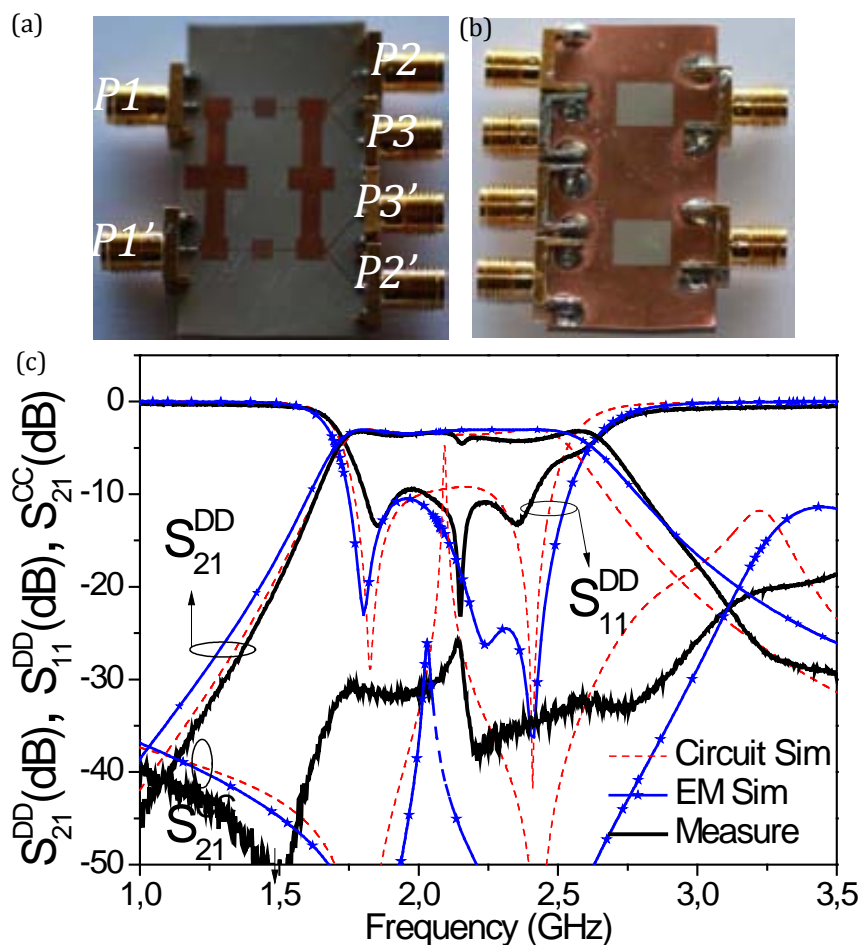


Figura 3.19. Fotografía (cara superior (a) y cara inferior (b)) y respuesta en frecuencia (c) del divisor diferencial dual con rechazo del modo común basado en el inversor de impedancias dual de la Figura 3.17. El parámetro S_{31}^{DD} medido no se muestra debido a que es muy parecido al S_{21}^{DD} mostrado.

3.2 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN CRLH DIFERENCIALES IMPLEMENTADAS CON RESONADORES SIR Y CAPACIDADES INTERDIGITALES

Las frecuencias de operación que se han escogido para el diseño de un divisor dual para el modo diferencial han sido las bandas de *GSM* (del inglés, *Global System for Mobile*) 1.8 GHz y la banda libre de 2.4GHz. Idealmente, mediante el diseño de componentes duales es posible obtener la funcionalidad deseada a dos frecuencias arbitrarias. En la práctica esto no es posible ya que en función de la relación de frecuencias de diseño de operación, los valores de los elementos reactivos (L_s , C_s , L_p y C) no podrán ser implementados en tecnología planar de microondas. Si se analizan las expresiones (3.11) a (3.14) en el límite $f_2/f_1 \rightarrow 1$ (o $\omega_2 - \omega_1 \rightarrow 0$), es fácilmente deducible que los valores C_s y L_p tienden a infinito y L_s y C tienden a cero. Por el contrario, cuando el ratio de frecuencias de diseño tiende a hacerse mayor, los elementos L_s y C se hacen pequeños y sin embargo los elementos C_s y L_p crecen. Para ilustrar esta discusión, se ha representado (Figura 3.20) la evolución del valor de los elementos reactivos en función de la diferencia de frecuencias de diseño ($\Delta f = f_2 - f_1$). En gris se ha marcado el caso al que corresponde el diseño presentado anteriormente evidenciando que el valor crítico en este tipo de estructuras se encuentra (para frecuencias de operación relativamente cercanas) determinado por el parámetro L_s (ya que éste se encuentra al límite de la tecnología $w_{min_strip} = 0.16$ mm). Si por el contrario, se desea incrementar el ratio de frecuencias de operación, a priori el parámetro más crítico se encuentra también en la rama serie y es la capacidad C_s ya que la inductancia L_p se puede realizar con *strips* mucho más delgados.

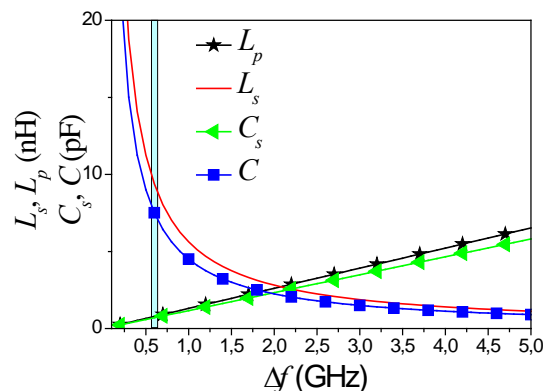


Figura 3.20. Dependencia de los elementos reactivos del circuito de la Figura 3.14 (b) con Δf .

En conclusión, en este apartado se ha presentado una solución basada en resonadores semidiscretos para el diseño de divisores de potencia diferenciales de banda dual y que presenten un rechazo del modo común intrínseco sin necesidad de incorporar elementos adicionales. El divisor de potencia presentado está basado en inversores de impedancia duales implementados mediante líneas *CRLH* diferenciales. La solución propuesta presenta completa compatibilidad con la tecnología planar de microondas y proporciona un elevado rechazo del modo común a las frecuencias de diseño. Como característica destacable resaltar que el divisor presentado puede actuar como filtro en el modo diferencial (Figura 3.18 (a)). Esta multifuncionalidad puede suponer un valor añadido en ciertas aplicaciones donde el tamaño sea un aspecto crítico.

3.3 Filtros diferenciales de banda ultra ancha (UWB)

En esta sección se va a explorar la posibilidad de obtener filtros diferenciales con un ancho de banda que sea capaz de cubrir todo el espectro *UWB* (del inglés, *Ultra Wide Band*) y a la vez sean capaces de rechazar el modo común en el mismo espectro de frecuencias (3.1GHz-10.6GHz). Los filtros presentados a continuación se basan en el mismo principio que las estructuras presentadas en la sección 3.1 para suprimir de forma eficiente la propagación del modo común (mediante *SIRs* en configuración diferencial). Si recordamos los resultados obtenidos con filtros basados en resonadores *SIR* e inversores de admitancia, estos estaban limitados en cuanto a ancho de banda fraccional (*FBW*) realizable, ya que los inversores de admitancia tienen un ancho de banda de operación reducido. A continuación se va a explorar la posibilidad de sustituir los inversores de admitancia por resonadores serie semidiscretos para evitar este problema y conseguir miniaturizar los filtros [125].

De la teoría clásica de filtros [120], se deriva que tanto la capacidad serie como la inductancia en derivación incrementan cuando se diseñan filtros con elevados anchos de banda fraccionales. Este efecto se traduce en que para cubrir el espectro *UWB* será necesario poder implementar valores de capacidades (C_s) para el resonador serie elevados. Como primera aproximación, la respuesta en modo diferencial será descrita mediante el circuito canónico de un filtro paso banda, o sea la cascada de resonadores paralelos en derivación y resonadores serie (Figura 3.21).

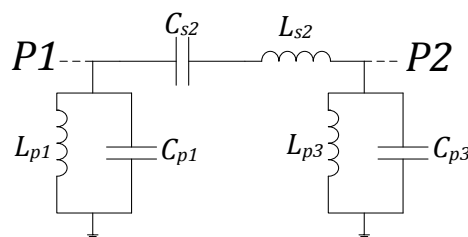


Figura 3.21. Ejemplo de filtro paso banda de orden $n = 3$.

El incremento significativo de la capacidad serie hace difícil su diseño en tecnología planar de microondas (*microstrip*). Es por este motivo que después de considerar diferentes topologías (capacidad interdigital, capacidad plano paralela, etc...), se ha optado por escoger la topología presentada en la Figura 3.22(a) y (b). Esta solución se basa en construir capacidades plano-paralelas mediante los dos niveles de metal. Para poder acomodar esta solución en tecnología *microstrip* ha sido necesario abrir una ventana en el plano de masa y utilizar vías para conectar los dos niveles de metal. Mediante el análisis de los parámetros *S* (Figura 3.23) del resonador simulado aisladamente, se pueden extraer las reactancias serie y paralela de un circuito equivalente en π . Mediante este estudio, se ha determinado el circuito

equivalente (Figura 3.22(c)) para la topología escogida. El método para realizar la extracción de parámetros resulta complicado ya que el *layout* no es simétrico (la extracción de parámetros se ha realizado mediante el ajuste de curvas de reactancia), y esto se traduce en que el circuito equivalente tampoco será simétrico. En la Figura 3.24 se presenta la comparación entre las reactancias serie y derivación obtenidas mediante los parámetros S de la estructura de la Figura 3.22(a) y los obtenidos con el modelo circuital propuesto (Figura 3.22(c)), verificando un buen ajuste entre ellas en todo el espectro *UWB* que se requiere cubrir.

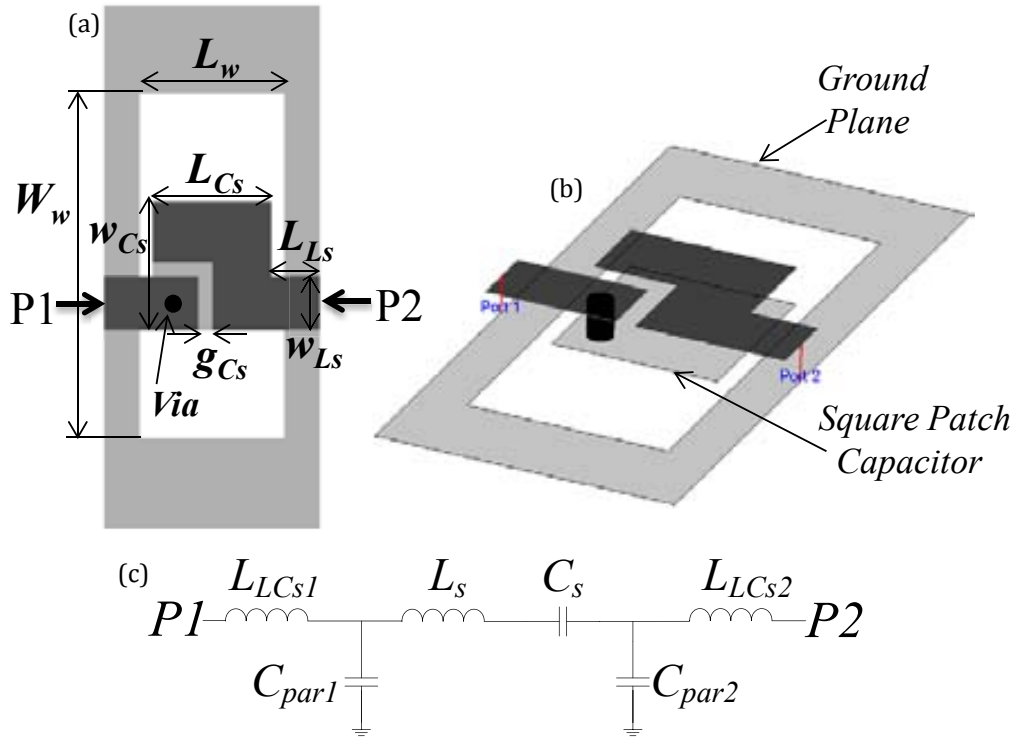


Figura 3.22. Vista frontal (a), vista 3D (b) y modelo equivalente circuital propuesto (c) como resonador serie. El sustrato utilizado es un *Rogers RO3010* con $\epsilon_r = 10.2$ y $h = 0.254\text{mm}$. Las dimensiones son: $W_w = 3.3\text{mm}$, $L_w = 1.46\text{mm}$, $w_{Ls} = 0.5\text{mm}$, $L_{Ls} = 0.49\text{mm}$, $w_{Cs} = 1.22\text{mm}$, $L_{Cs} = 1.2\text{mm}$ y $g_{Cs} = 0.144\text{mm}$.

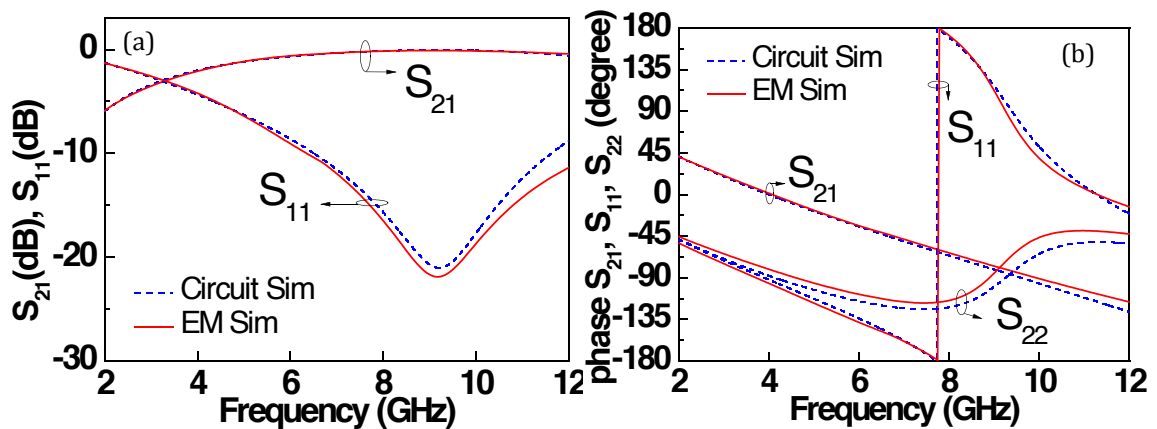


Figura 3.23. Parámetros S (magnitud (a) y fase (b)) para la estructura de la Figura 3.22(a) obtenida mediante simulación circuital y electromagnética. El valor de los elementos para la simulación circuital en referencia a la Figura 3.22(c) son: $C_s = 0.453\text{pF}$, $L_s = 1.39\text{nH}$, $C_{par1} = 0.33\text{pF}$, $L_{LLCs1} = 0.31\text{nH}$, $C_{par2} = 0.18\text{pF}$ y $L_{LLCs2} = 0.123\text{nH}$.

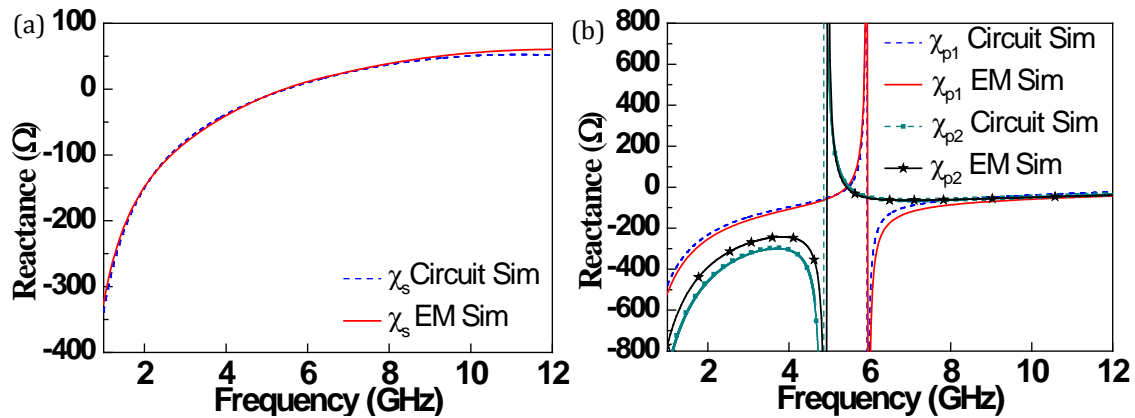


Figura 3.24. Reactancias serie (a) y paralela (b) del modelo en π obtenidas a partir de los parámetros S (simulación circuital y EM) de la Figura 3.23.

Una vez presentado el resonador serie que va a sustituir a los inversores de admitancia de los filtros presentados en la sección 3.1, ya podemos abordar el diseño de un filtro diferencial que cubra todo el espectro UWB y rechace a la vez el modo común que se propague dentro de ese espectro frecuencial. Mediante el uso de resonadores SIR para las etapas en derivación y de resonadores semidiscretos como el detallado con anterioridad, se ha diseñado e implementado un filtro con respuesta tipo *Chebyshev* (rizado de 0.15dB y $n=5$) para la banda que se extiende entre 3.1GHz y 10.6GHz ($FBW = 130\%$). Si se considera el modelo canónico de un filtro pasa banda de orden 5 con resonadores paralelos en derivación para las etapas 1,3 y 5 y resonadores serie en serie para las etapas 2 y 4, los elementos del circuito canónico toman los siguientes valores: $C_{p1} = C_{p5} = 0.535$ pF, $L_{p1} = L_{p5} = 1.44$ nH $C_{s2} = C_{s4} = 0.532$ pF, $L_{s2} = L_{s4} = 1.448$ nH, $C_{p3} = 0.888$ pF y $L_{p3} = 0.8$ nH. En primer lugar se han diseñado los resonadores para cada etapa de manera aislada centrándonos en obtener los valores deseados (L_s , C_s , L_p y C_p). Debido a la presencia de componentes parásitas (que son más notables a medida que se incrementa la frecuencia de operación) en ambos resonadores, L_{par} y C_{par} para las etapas implementadas con $SIRs$ y C_{par1} , C_{par2} , L_{LCs1} y L_{LCs2} para el resonador serie, se ha optado inicialmente por estimar el valor de dichas componentes parásitas, asumiendo que no varían sustancialmente al modificar el *layout* de cada resonador. A partir de esta consideración se ha implementado una rutina automática para determinar los valores activos del circuito (L_s , C_s , L_p y C_p) de cada etapa mediante el *software ADS* para reproducir una respuesta de tipo *Chebyshev* teniendo en cuenta dichas componentes parásitas. Dicha rutina se ha diseñado para obtener unas pérdidas mínimas de retorno superiores a 10dB y garantizar que la posición de los ceros de reflexión sea lo más cercana a las frecuencias de los ceros en reflexión de la respuesta *Chebyshev*. Una vez obtenidos los nuevos valores para los elementos activos se ha procedido a modificar el *layout* de cada etapa para conseguir sintetizar dichos valores reactivos.

3.3 FILTROS DIFERENCIALES DE BANDA ULTRA ANCHA (UWB)

El *layout* del filtro diferencial propuesto (Figura 3.25(a)) para cubrir el espectro *UWB* está formado por tres resonadores *SIR* diferenciales conectados mediante resonadores serie semidiscretos. Siguiendo el mismo procedimiento que en los filtros de la sección 3.1, se han dimensionado las capacidades centrales de los *SIRs* para posicionar los ceros de transmisión (del modo común) producidos por las resonancias $L_{pi}C_{zi}$ a frecuencias lo suficientemente distanciados para poder garantizar un mínimo de 10 dB de rechazo en toda la banda *UWB*. Estas frecuencias se han fijado en 5.5 GHz, 7 GHz y 10 GHz. Una vez fabricado el prototipo, se ha caracterizado mediante el analizador de 4 puertos *PNA N5221A*. Los resultados mostrados en la Figura 3.27 muestran una gran coincidencia entre la respuesta ideal (*Chebyshev*) y las respuestas electromagnéticas y circuital (incluyendo componentes parásitas) validando de esta manera el proceso de diseño y el modelo eléctrico de la Figura 3.26. Se observa una desviación significativa a altas frecuencias provocada por las restricciones aplicadas a la rutina diseñada para reproducir una respuesta tipo *Chebyshev* teniendo en cuenta las componentes parásitas.

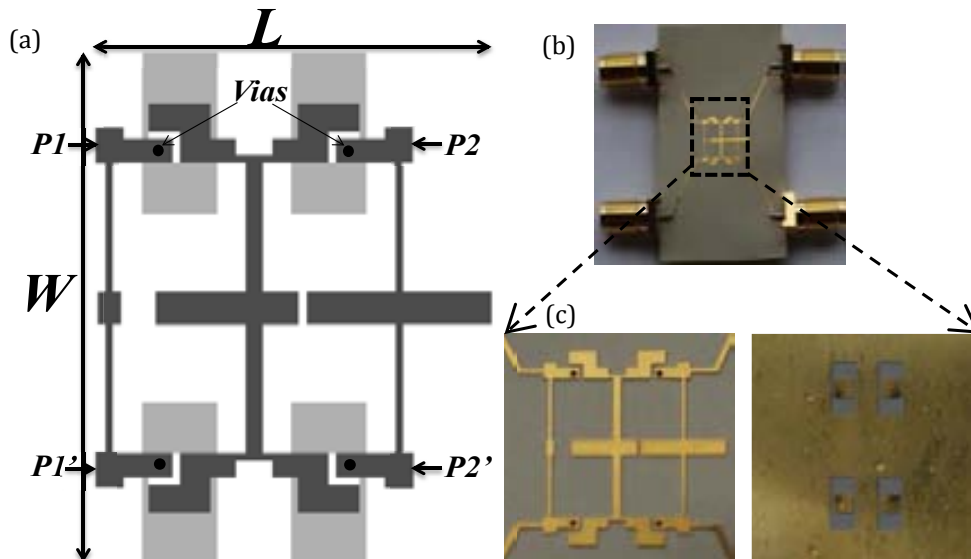


Figura 3.25. *Layout*(a) y fotografía en detalle (b) y (c) del filtro diferencial *UWB* con rechazo del modo común basado en resonadores *SIR*/semidiscretos. El sustrato utilizado es un *Rogers RO3010* con $\epsilon_r = 10.2$ y $h = 0.254$ mm. Las dimensiones son: $W = 10.5$ mm y $L = 7.6$ mm.

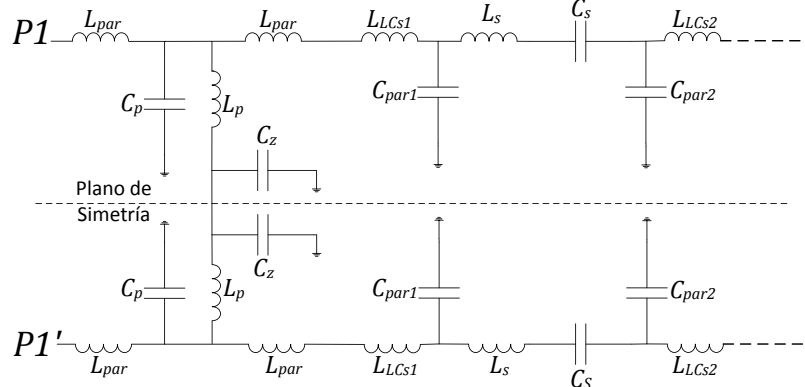


Figura 3.26. Modelo eléctrico para el filtro *UWB* de la Figura 3.25 (a) (Solo se muestran las etapas $n=1,2$) para los modos propagativos diferencial y común.

Para poder obtener una medida óptima, se ha procedido a realizar una calibración *TRL* [del inglés, *Thru Reflect Line*] para eliminar el efecto parásito que añaden los diferentes componentes del *setup* de medida (cables de test, conectores, líneas de acceso) a medida que se incrementa la frecuencia de operación del dispositivo. La medida final presenta unas pérdidas de inserción (*IL*) máximas de 1.9 dB en toda la banda de paso *UWB* (3.1 GHz - 10.6 GHz), así como unas pérdidas de retorno (*RL*) mínimas de 10 dB en el mismo rango frecuencial. Gracias a la presencia de tres ceros de transmisión, el modo común es rechazado con un mínimo de 10dB en la zona de interés. El tamaño eléctrico del prototipo final (excluyendo el *tapper* realizado sobre las líneas de acceso diferencial) es de $0.5\lambda_g \times 0.37\lambda_g$ (10.5mm \times 7.6mm), siendo λ_g la longitud de onda guiada a f_0 . El retardo de grupo se muestra en la Figura 3.27 (d) con una diferencia inferior a 0.285ns en la zona de operación del modo diferencial.

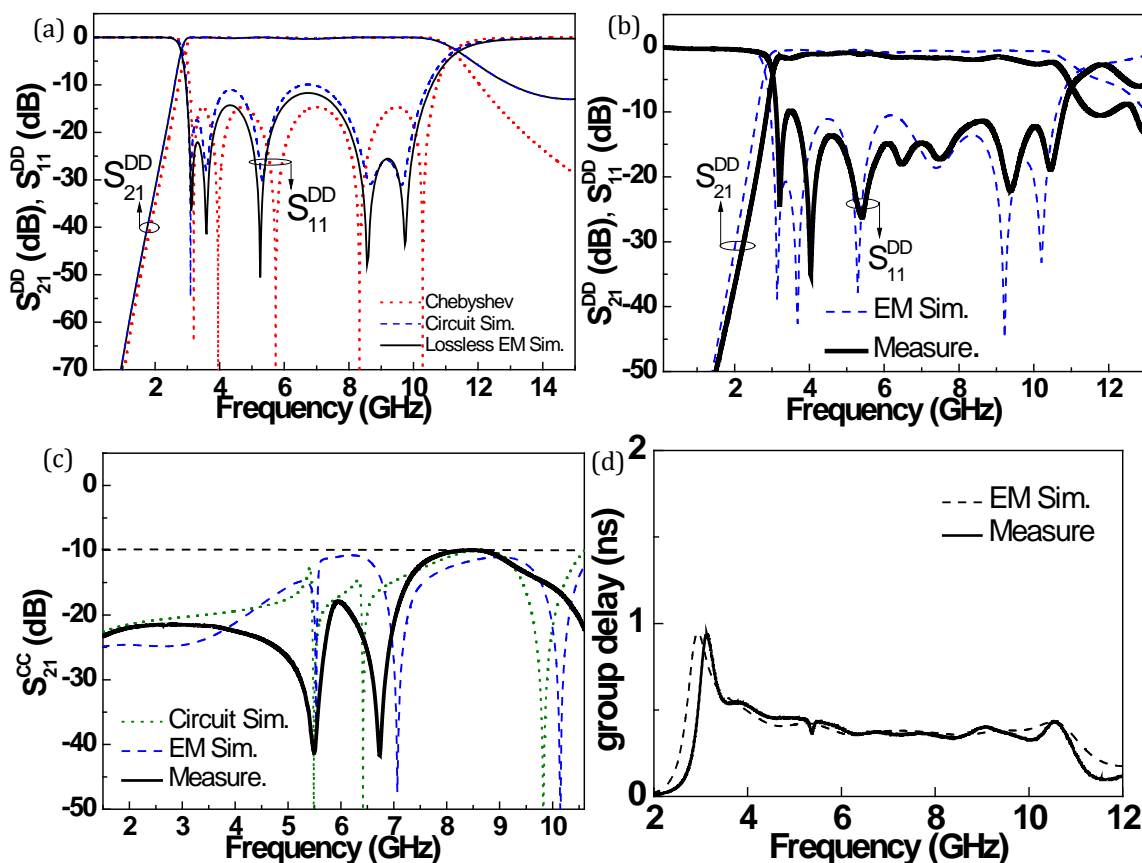


Figura 3.27. Comparativa entre los parámetros S obtenidos para la estructura de la figura 3.25 (a), el circuito equivalente propuesto (teniendo en cuenta las componentes parásitas) y la medida del prototipo de la Figura 3.25 (b). Modo diferencial (a) y (b) y modo común (c). En (d) se muestra el retardo de grupo para el modo diferencial. El valor de los elementos reactivos (en referencia a la Figura 3.26) son: (etapas 1,3 y 5): $L_{p1} = 1.44\text{nH}$, $C_{p1} = 0.38\text{pF}$, $L_{par1} = 0.06\text{nH}$, $L_{p3} = 0.87\text{nH}$, $C_{p3} = 0.47\text{pF}$, $L_{par3} = 0.16\text{nH}$, $L_{p5} = 1.46\text{nH}$, $C_{p5} = 0.4\text{pF}$ y $L_{par5} = 0.11\text{nH}$; (etapas 2 y 4): $L_s = 1.25\text{nH}$, $C_s = 0.48\text{pF}$, $L_{LCs1}/L_{Cs2} = 0.31\text{nH}/0.09\text{nH}$, $C_{par1/par2} = 0.3\text{pF}/0.23\text{pF}$.

En esta sección se ha presentado una topología totalmente planar basada en resonadores semidicrestos para cubrir el espectro *UWB* utilizado en comunicaciones diferenciales con unas dimensiones realmente reducidas y

manteniendo unas buenas propiedades funcionales. En el siguiente punto se estudiará la posibilidad de afrontar el diseño de filtros diferenciales de banda ancha mediante resonadores concentrados.

3.4 Filtros diferenciales basados en resonadores OCSRRs e inversores de admitancias

A continuación se va a explorar la posibilidad de obtener filtros diferenciales con rechazo del modo común mediante el uso de resonadores eléctricamente pequeños como son los *OCSRRs*. Entrando en detalle, en esta sección se va a presentar el diseño de filtros diferenciales basados en resonadores *OCSRRs* en configuración diferencial, conectados mediante líneas de transmisión diferenciales de 90° que actuarán como inversores de admitancias [120]. Resonadores eléctricamente pequeños como el *SRR*, el *CSRR* y sus versiones abiertas, el *OSRR* y *OCSRR*, han sido utilizados con rotundo éxito en el diseño de filtros de microondas [73] y [74] entre otros dispositivos. Como quedó patente en [126], es posible modelar el resonador *OCSRR* en tecnología *microstrip* como un resonador *LC* paralelo puro (si se requiere una respuesta en banda ancha es necesaria tener en cuenta una inductancia serie (*L*) en la rama en derivación [75]) y obtener respuestas tipo *Chebyshev* con terminación única (*single-ended*). La base de los filtros que se van a presentar a continuación radica en considerar la topología de *OCSRR* acoplado a un par de líneas diferenciales que se muestra en la Figura 3.28(a). En la misma figura se muestra el modelo circuital completo propuesto para el análisis teórico de los dos modos de propagación (diferencial y común). En este circuito, L_p y C_p modelan el resonador *OCSRR*, L da cuenta de la conexión mediante una sección de línea estrecha del resonador a la línea diferencial, C_1 modela el efecto capacitivo entre el *strip* central del *OCSRR* y el plano de masa y finalmente, C_2 se corresponde con la región metálica que rodea el resonador *OCSRR*.

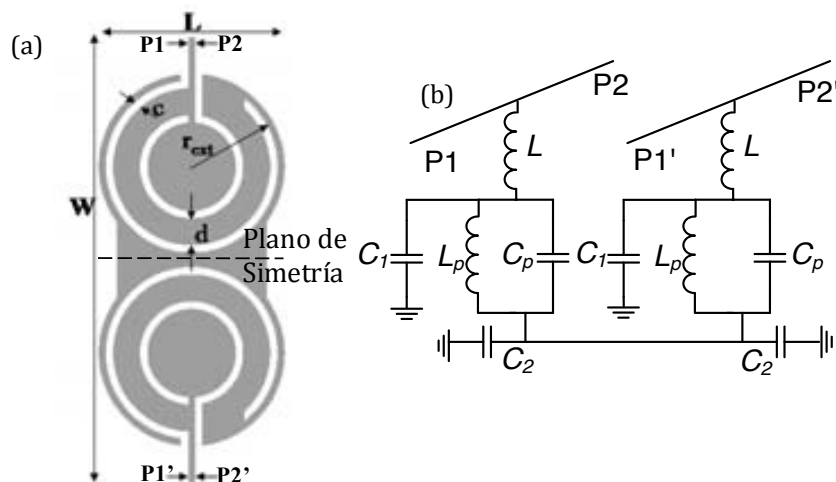


Figura 3.28. Topología propuesta para el par de resonadores *OCSRR* acoplados a una línea *microstrip* diferencial (con los parámetros de diseño más relevantes) (a) y modelo circuital propuesto (b) para los modos diferencial y común. Las dimensiones son: $W = 9.86$ mm, $L = 4.1$ mm, $r_{ext} = 2$ mm, $c = 0.16$ mm y $d = 0.6$ mm.

Bajo excitación diferencial, el plano de simetría se comporta como si estuviera virtualmente conectado con el metal inferior (plano de masa) y el resonador se puede modelar como el circuito de la Figura 3.29 (a), donde la capacidad C es la suma en paralelo de las capacidades C_p y C_1 ya que la capacidad C_2 no juega ningún papel (se encuentra cortocircuitada). El comportamiento en frecuencia del resonador bajo excitación diferencial presentará un cero de transmisión que puede ser muy útil para la supresión de posibles bandas espurias en dispositivos como filtros. Este cero de transmisión viene dado por:

$$f_z^{dd} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C} \left(\frac{1}{L} + \frac{1}{L_p} \right)} \quad (3.15)$$

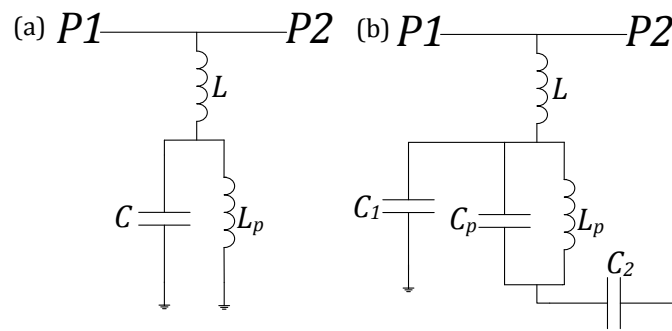


Figura 3.29. Modelo circuital de la estructura de la topología de la Figura 3.28(a) para el modo diferencial (a) y común (b).

Sin embargo, para el modo común, el eje de simetría es un circuito abierto (pared magnética), y el circuito equivalente es el presentado en la Figura 3.29 (b). En este circuito, la presencia de la capacidad C_2 tiene el efecto de provocar dos ceros de transmisión. Dichos ceros aparecen a las frecuencias donde se anula la reactancia en derivación dada por la siguiente expresión:

$$Z_p^{cc}(\omega) = j \frac{\omega^4 (C_p L_p C_2 L + L L_p C_1 C_2 + L L_p C_p C_1) - \omega^2 (L_p C_2 + L_p C_p + L C_2) + 1}{\omega (\omega^2 (C_p L_p C_2 + L_p C_1 C_2 + L_p C_p C_1) - C_1 - C_2)} \quad (3.16)$$

El primero de estos ceros servirá para anular el modo común a la frecuencia central del filtro implementado para el modo diferencial. En la Figura 3.30 (a), se puede apreciar que la simulación electromagnética (obtenida mediante el simulador comercial *ADS Momentum 2011*) del coeficiente de reflexión S_{11} se sitúa con gran exactitud sobre el círculo de conductancia unidad en la carta de *Smith*. Este fenómeno ratifica que el modo diferencial del *OCSRR* se puede modelar mediante un resonador paralelo en serie con una inductancia, como se había predicho, sin la presencia de elementos resonantes en la rama serie. La Figura 3.30 (b) muestra la comparativa entre los parámetros de reflexión y transmisión para el modo diferencial obtenidos mediante la simulación electromagnética del resonador *OCSRR* y la obtenida con el circuito propuesto. Los elementos del modelo circuital (L , L_p , y $C = C_1 + C_p$) han sido obtenidos a través de la pendiente de susceptancia

evaluada en f_0 , siendo ésta la frecuencia de máxima transmisión del modo diferencial y mediante la ecuación (3.15). Se puede apreciar un notable ajuste entre las dos respuestas, validando así el circuito propuesto para el modo diferencial. Finalmente, en la Figura 3.30 (c), podemos observar la respuesta en frecuencia para el modo común, donde de nuevo, el buen ajuste (hasta aproximadamente 3.5 GHz) valida el modelo propuesto para este modo. La posición del primer cero en transmisión para el modo común, se puede controlar mediante el dimensionamiento de la región que rodea al *OCSRR* (modelada mediante la capacidad C_2).

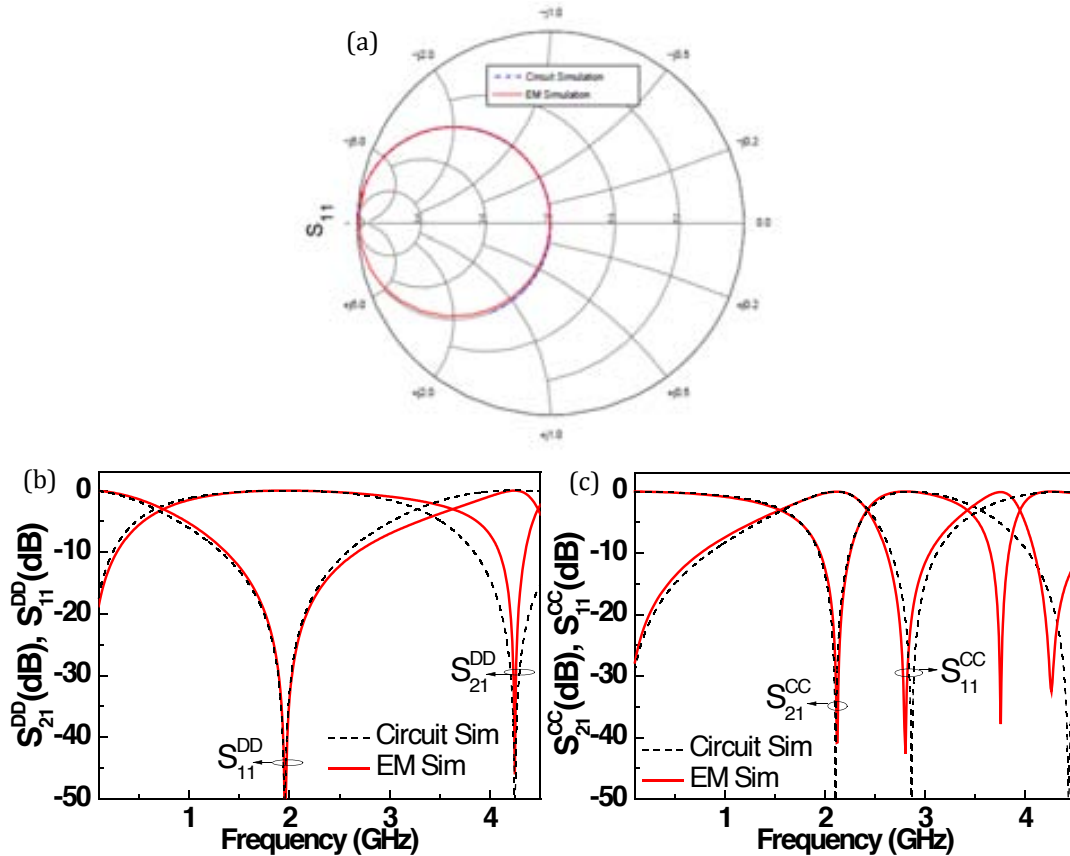


Figura 3.30. Respuesta en frecuencia de la estructura de la Figura 3.28(a). Simulación electromagnética y circuital del coeficiente de reflexión situado en la carta de *Smith* (a), magnitud de las pérdidas de inserción y de retorno del modo diferencial (b) y del modo común (c). Las dimensiones (en referencia a la Figura 3.28(a)) son: $r_{ext} = 1.9$ mm, $c = 0.16$ mm y $d = 0.6$ mm. El sustrato considerado es un *Rogers RO3010* con $\epsilon_r = 10.2$ y $h = 0.635$ mm. Los elementos del circuito (en referencia al circuito de la Figura 3.29(b)) son: $L = 1.15$ nH, $L_p = 4.239$ nH, $C_p = 0.2$ pF, $C_1 = 1.349$ pF y $C_2 = 0.85$ pF.

Una vez analizado con detalle el resonador *OCSRR* acoplado a una línea *microstrip* diferencial, se va a proceder al diseño de filtros diferenciales con rechazo del modo común basado en resonadores *OCSRRs* e inversores de admitancia. El primer filtro diferencial pasa banda que se presenta es un *Chebyshev* de orden 3 con una frecuencia central de 2 GHz, un rizado de 0.03 dB, un ancho de banda fraccional del 60% incluyendo un cero de transmisión situado a $2f_0$ ($f_z^{dd} = 4$ GHz). Con estas especificaciones y considerando resonadores idénticos de valores $L_p = 4.39$ nH y $C = C_1 + C_p = 1.44$ pF para cada etapa (n), el valor de las admitancias características de

los inversores y de la inductancia L son (mediante las ecuaciones (3.1) a (3.4) y (3.15)): $J_{01} = J_{34} = 0.0166$ S, $J_{12} = J_{23} = 0.0118$ S y $L = 1.466$ nH. Para la extracción de parámetros se ha seguido el método propuesto en [127] y una vez estimada la capacidad C_p , se puede predecir el valor de C_1 ya que $C_1 = C - C_p$. Finalmente, la capacidad C_2 será ajustada para situar el primer cero de transmisión (cuando se anula la impedancia expresada en (3.16)) para el modo común a la frecuencia central del filtro para el modo diferencial ($f_0 = 2$ GHz). Una vez sintetizado el resonador (OCSRR) que nos proporciona los elementos reactivos requeridos, se han diseñado los inversores de admitancia de manera aislada y se ha procedido a concatenar todas las etapas. La fotografía del dispositivo así como el *layout* resultante (se han realizado meandros en las secciones de línea de 90° para reducir la dimensión longitudinal total del prototipo) se muestra en la Figura 3.31.

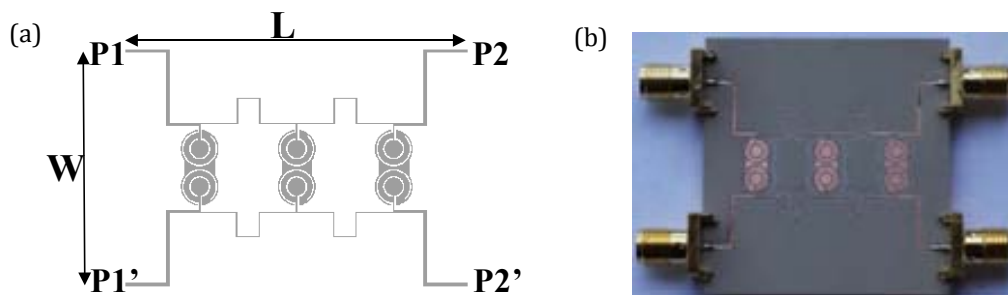


Figura 3.31. Topología (a) y fotografía (b) del filtro diferencial con rechazo del modo común propuesto. El sustrato considerado es un *Rogers RO3010* con $\epsilon_r = 10.2$ y $h = 0.635$ mm. Las dimensiones del OCSRR (en referencia a la Figura 3.28 (a)) son: $r_{ext} = 1.9$ mm, $c = 0.16$ mm y $d = 0.6$ mm. El ancho de los inversores de admitancia es: 0.359 mm y 0.161 mm. El área total del filtro es 9.56 cm² ($L = 37.2$ mm y $W = 25.7$ mm).

A continuación (Figura 3.32 (a) y (b)) se muestra la comparativa entre la simulación electromagnética del *layout* de la Figura 3.28 (a) y la simulación circuital obtenida mediante la extracción de parámetros considerando los inversores como líneas de 90° a f_0 (hecho que reduce notablemente el ancho de banda fraccional (del modelo *Chebyshev*) del 60% al 35%). Como se observa, existe un gran ajuste entre las dos simulaciones para ambos modos de propagación (diferencial y común) validando de esta manera el proceso de diseño. El ajuste de la simulación electromagnética con la medida (Figura 3.32 (c) y (d)) (obtenida a través del analizador de redes de 4 puertos *PNA N5221A*) es realmente bueno. La medida diferencial del filtro muestra unas pérdidas de inserción y de retorno en la banda de paso mejores que 0.6 dB y 18 dB respectivamente. El comportamiento fuera de la banda de paso para el modo diferencial presenta una mayor selectividad que la respuesta prototipo *Chebyshev* debido a la presencia de un cero de transmisión situado en 4 GHz. El modo común presenta también un buen ajuste entre medida y simulación provocando un fuerte rechazo a f_0 de 80 dB y garantizando un mínimo de 35 dB de rechazo en toda la banda diferencial. En términos de tamaño, el dispositivo final resulta compacto ($0.76\lambda_g \times 0.52\lambda_g$ siendo λ_g la longitud de onda guiada a f_0).

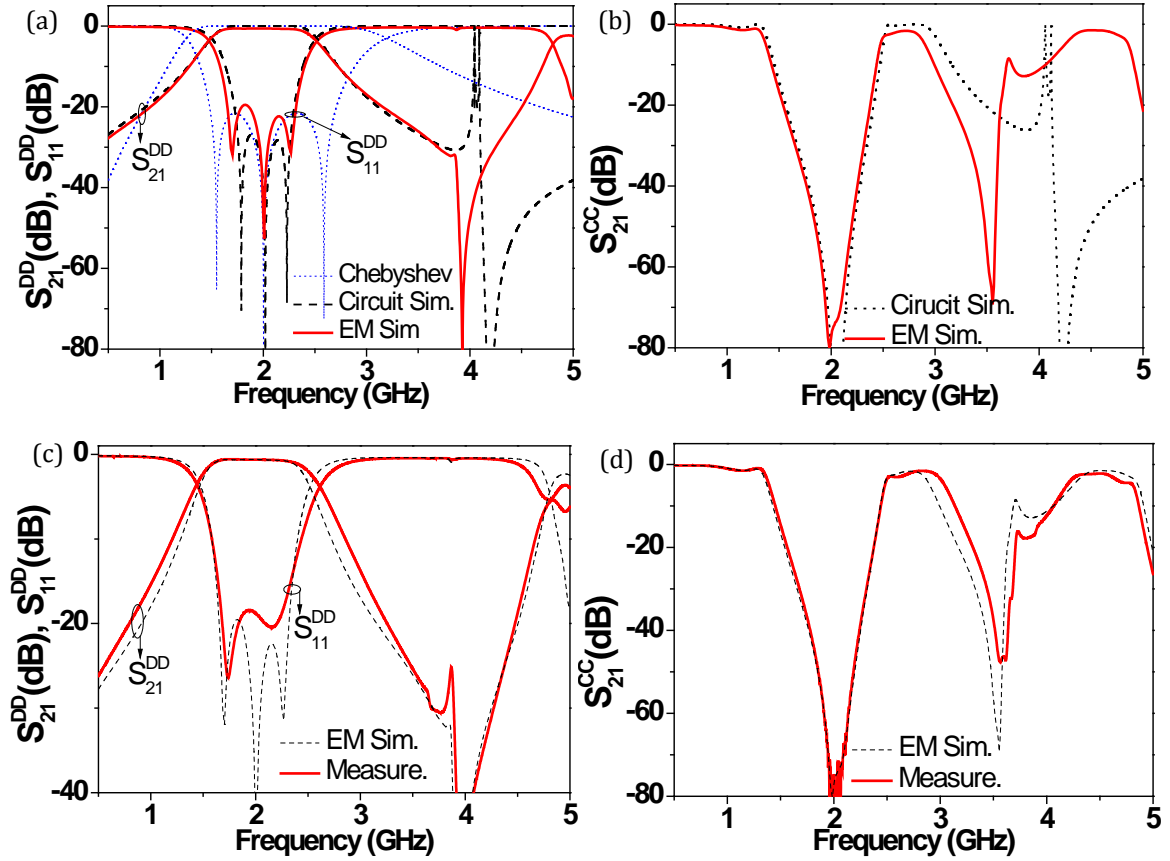


Figura 3.32. Respuesta en frecuencia para la estructura de la Figura 3.28 para el modo diferencial (a) y (c) y para el modo común (b y d).

Debido a la presencia de inversores de admitancia entre las etapas en derivación implementadas mediante resonadores paralelo *OCSRR*, el ancho de banda fraccional se ve reducido notablemente respecto al valor nominal del prototipo *Chebyshev* (Figura 3.32 (a)). A continuación se va a presentar un diseño basado en la aproximación publicada en [110]. Dicho trabajo basa su idea en considerar como celda unidad el resonador paralelo en derivación conectado entre dos secciones de línea de impedancia característica 50Ω (admitancia de $0.02 S$) y longitud física $\lambda/8$ (Figura 3.33). Si se considera que no hay elementos reactivos en la rama serie, a las frecuencias de corte a -3dB ω_1 y ω_2 , se cumple que la impedancia resultante de la rama en derivación Z_p^{DD} (resonador *OCSRR*) para el modo diferencial es $+Z_0/2$ y $-Z_0/2$ a ω_1 y ω_2 respectivamente e infinito a ω_0 . Estas condiciones quedan resumidas en las siguientes expresiones (teniendo en cuenta las variables del resonador *OCSRR* (L_p , C y L)):

$$\omega_0^2 CL_p - 1 = 0 \quad (3.17)$$

$$\frac{-\omega_1 L_p - \omega_1 L + \omega_1^3 CL_p L}{\omega_1^2 CL_p - 1} = \frac{Z_0}{2} \quad (3.18)$$

$$\frac{-\omega_2 L_p - \omega_2 L + \omega_2^3 C L_p L}{\omega_2^2 C L_p - 1} = -\frac{Z_0}{2} \quad (3.19)$$

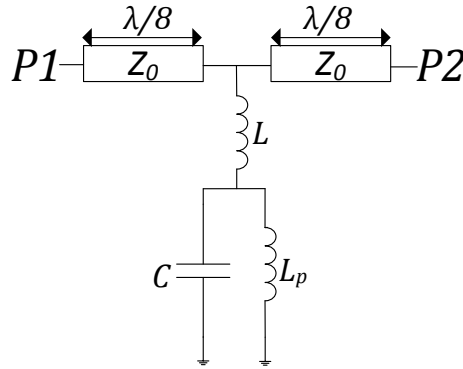


Figura 3.33. Celda unidad formada por un resonador OCSRR y un par de líneas de transmisión de longitud eléctrica $\lambda/8$ para el diseño de filtros con comportamiento paso banda.

Para determinar las frecuencias ω_1 y ω_2 , se puede utilizar la siguiente expresión[110]:

$$\Delta_i = \frac{2FBW}{g_i} \quad (3.20)$$

donde g_i son los elementos del filtro prototipo pasa bajo y Δ_i es el ancho de banda a - 3 dB de cada etapa del filtro. En este segundo ejemplo de filtro diferencial con rechazo del modo común se ha buscado una respuesta tipo *Chebyshev* de orden 3 con un $FBW = 35\%$, rizado del 0.007 dB y centrado en 2 GHz. Teniendo en cuenta estas especificaciones, los elementos del prototipo pasa bajo normalizado son: $g_1 = g_3 = 0.5869$ y $g_2 = 0.9328$. El siguiente paso es determinar los elementos reactivos de cada etapa en función del ancho de banda de cada resonador (ω_1 y ω_2). Al tener un sistema de 3 ecuaciones ((3.17) a (3.19)) y tres incógnitas, la solución quedará unívocamente determinada. El valor de los elementos reactivos de las etapas 1 y 3 son: $L_p = 2.065$ nH, $C_p = 3.065$ pF y $L = 0.5427$ nH. Por otro lado los elementos de la etapa 2 resultan: $L_p = 1.407$ nH, $C_p = 4.498$ pF y $L = 0.361$ nH. Hay que destacar que en esta nueva solución, la posición del cero de transmisión del modo diferencial (f_z^{dd}) no es un parámetro de diseño libre. Llegados a este punto hay que diseñar las etapas implementadas con *OCSRRs* y posteriormente concatenarlas mediante secciones de línea de impedancia característica $Z_0 = 50 \Omega$ y longitud eléctrica $\lambda/8$ (teniendo en cuenta que se desea situar el primer cero de transmisión para el modo común en 2 GHz). La Figura 3.34 muestra la topología resultante para el filtro propuesto así como una fotografía del prototipo. La Figura 3.35 muestra la respuesta en frecuencia del filtro para ambos modos de propagación. El ajuste entre simulación electromagnética y medida es bueno y justifica el método de diseño utilizado. En este caso se puede apreciar que el ancho de banda fraccional obtenido en medida coincide con el valor nominal del prototipo *Chebyshev*. La solución propuesta proporciona un mayor rechazo fuera de la banda para el modo diferencial

(>15 dB por encima de $2f_0$) que el modelo *Chebyshev*, debido al cero de transmisión que presenta el *OCSRR* cerca de la banda de paso. Si nos fijamos en la transmisión del modo común, vemos que ésta es rechazada con más de 25 dB en toda la banda del filtro en modo diferencial. Las pérdidas de inserción (*IL*) y de retorno (*RL*) medidas para el dispositivo bajo excitación diferencial son mejores que 1.2 dB y 18 dB respectivamente. En este prototipo se obtiene 0.6 dB de pérdidas de inserción por encima de las mostradas en el prototipo de la Figura 3.31. Esto se puede atribuir a las diferentes tolerancias en los procesos de fabricación. Sin embargo, la solución presentada también puede presumir de ser competitiva en términos de tamaño (notar que se podría reducir la dimensión longitudinal doblando las secciones de línea de transmisión presentes entre los resonadores *OCSRR*). ($0.72\lambda_g \times 0.18\lambda_g$ siendo λ_g la longitud de onda guiada a f_0).

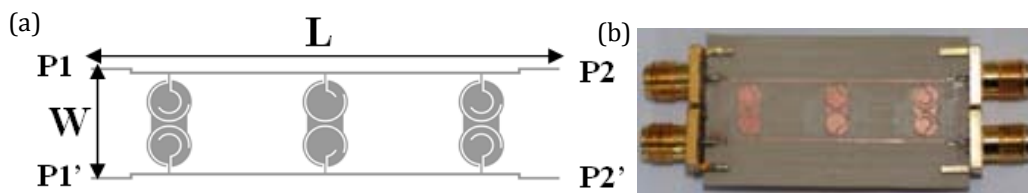


Figura 3.34. Topología (a) y fotografía (b) del filtro diferencial con rechazo del modo común. El sustrato considerado es un *Rogers RO3010* con grosor $h = 0.635$ mm y constante dieléctrica $\epsilon_r = 10.2$. Las dimensiones del *OCSRR* (en referencia a la Figura 3.28) son: $r_{ext} = 2.06$ mm, $c = 0.16$ mm y $d = 0.6$ mm. El ancho de los inversores de admitancia es: 0.56mm. El área total es 4.52 cm² ($L = 42.7$ mm y $W = 10.6$ mm).

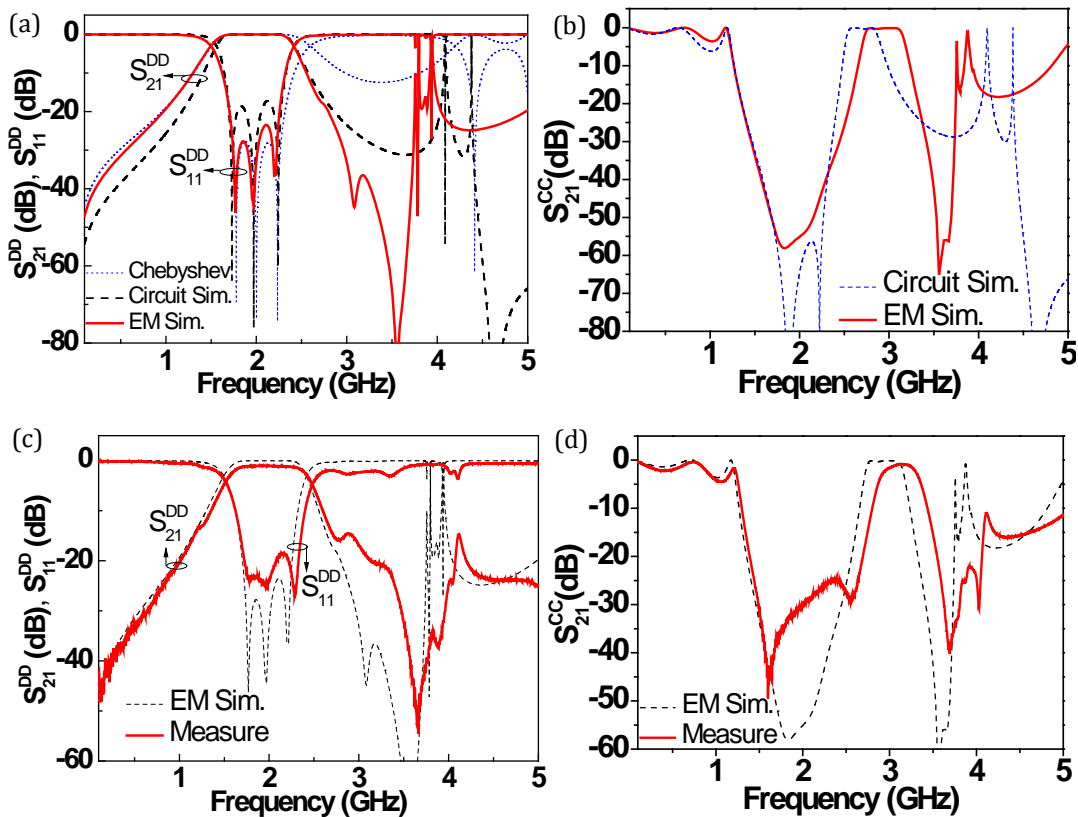


Figura 3.35. Respuesta en frecuencia para la estructura de la Figura 3.34 para el modo diferencial (a) y (c) y para el modo común (b y d). Los parámetros eléctricos (en referencia a la Figura 3.33) son: *OCSCRR* 1 y 3: $L = 0.4$ nH, $L_p = 1.93$ nH y $C_p = 3.26$ pF. *OCSRR* 2: $L = 0.26$ nH, $L_p = 1.54$ nH y $C_p = 4.04$ pF.

Durante esta sección se ha presentado una estrategia para suprimir el modo común en filtros diferenciales mediante la geometría de los resonadores *OCSRR* [128]. Los dispositivos mostrados están basados en un circuito equivalente que facilita su diseño. Este modelo se usa para ajustar tanto el cero de transmisión para el modo diferencial (mejora la selectividad por encima de la banda pasante) como el cero de transmisión del modo común situado en el centro de la banda pasante del filtro para suprimir de manera eficiente dicho modo de transmisión. Como ventajas más destacables, la solución propuesta es competitiva en términos de dimensiones, presenta un diseño y fabricación relativamente fáciles (no son necesarias el uso de vías ni perforar el plano de masa) y por último, pero no menos importante, los prototipos presentados suprimen el modo común de manera eficiente dentro de la banda del filtro diseñado.

3.5 Filtros diferenciales basados en líneas CRLH compuestas por resonadores OSRR-OCSRR

Como se ha comentado en la sección anterior, la no idealidad de los inversores de admitancia utilizados hace que el *FBW* final del filtro se vea reducido notablemente y no se puedan implementar anchos de banda elevados. Esto se puede eliminar mediante la inclusión de resonadores *LC* serie en lugar de las secciones de línea que se utilizan como inversores. El resonador escogido es el conocido como *OSRR*, es decir, la versión abierta del *SRR*. El precio a pagar por utilizar resonadores *OSRR* es que el plano de masa se tiene que perforar para minimizar las capacidades parásitas a tierra y esto puede acarrear problemas de radiación en aplicaciones donde sea crítico este aspecto. El filtro diferencial diseñado toma como punto de partida las estructuras filtrantes "single-ended" basadas en líneas *CRLH* compuestas por etapas *OSRR* y *OCSRR* [76] (ver Figura 3.36).

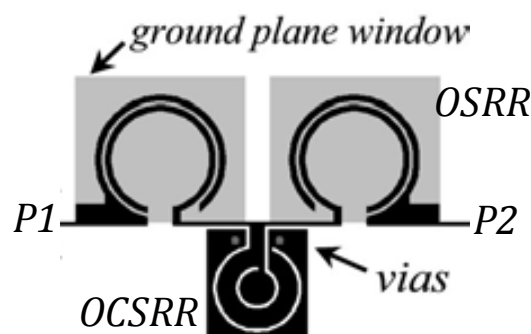


Figura 3.36. Típica topología de un filtro pasa banda "single-ended" de orden 3 implementado mediante etapas *OSRR* y *OCSRR*. El metal superior está indicado en negro y las ventanas realizadas en el plano de masa en gris. Figura extraída de [76].

Para obtener una respuesta diferencial filtrante, se ha creado la versión diferencial del filtro mostrado en la Figura 3.36. De esta manera, las vías del *OCSRR* se pueden eliminar debido a la simetría que presentará la estructura (como se hizo

en los filtros basados en *OCSRRs* e inversores de admitancia de la sección anterior). Para demostrar la potencialidad de este tipo de estructuras, se ha diseñado un filtro pasa banda diferencial *Chebyshev* de orden 3 (utilizando una topología en π), centrado a una frecuencia de 1 GHz, un rizado de 0.05 dB i un *FBW* del 45%. Mediante estas especificaciones objetivo, utilizando las transformaciones derivadas del prototipo paso bajo, los valores reactivos del circuito canónico paso banda toman los siguientes valores: $L_s = 19.68$ nH, $C_s = 1.28$ pF, $L_p = 4.07$ nH y $C = C_1 + C_p = 6.22$ pF. El *layout* del resonador serie *OSRR* ha sido determinado mediante el análisis de parámetros *S* (forzando la respuesta obtenido por el *layout* con la ideal del *LC* serie del prototipo *Chebyshev*) obtenidos a partir de la simulación electromagnética en la zona de interés. Para las etapas *OCSRR* (1 y 3) se ha seguido el mismo método de diseño que en la sección anterior, es decir, se han estimado los parámetros del resonador (L_p y C) con la pendiente de susceptancia y forzando que esta sea la mostrada por un *LC* paralelo en derivación. A continuación se ha determinado el valor de la inductancia L , responsable del cero de transmisión para el modo diferencial dado por la ecuación 3.14. En nuestro ejemplo, se ha situado este cero (f_z^{DD}) en 2.7 GHz. Cabe destacar que las capacidades parásitas presentes en el modelo equivalente en π del *OSRR*[75]son reducidas y no afectan a la respuesta diferencial del filtro total. Teniendo en cuenta el modelo eléctrico asimétrico presentado en[75] los valores de los elementos reactivos que describen el comportamiento electromagnético del *OSRR* son: $L_s = 22.28$ nH, $C_s = 1.22$ pF y las capacidades parásitas $C_1 = 1.35$ pF y $C_2 = 0.74$ pF. La comparación entre la respuesta electromagnética y la obtenida mediante el modelo circuital presentado para la sección formada por *OCSRRs* se muestra en la Figura 3.37. En ambos modos de propagación (diferencial y común) el ajuste valida el circuito propuesto para el diseño. Una vez ajustada la capacidad C_2 responsable del primer cero de transmisión del modo común en la etapa *OCSRR* (ver Figura 3.37 (b)), la topología de filtro paso banda diferencial propuesto se muestra en la figura 3.38 junto son la fotografía del prototipo final (se ha realizado un *tapper* de las líneas de acceso para facilitar su adaptación al analizador vectorial y ser caracterizado).

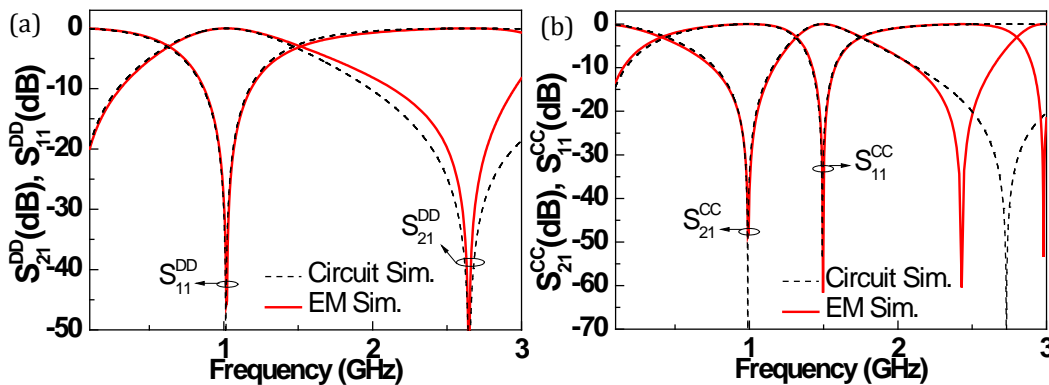


Figura 3.37. Simulación circuital y electromagnética del modo diferencial (a) y común (b) para la etapa *OCSRR*. Los elementos de la simulación circuital son (en referencia al modelo equivalente de la Figura 3.29 (b)): $L = 0.628$ nH, $L_p = 3.675$ nH, $C_p = 0.1$ pF, $C_1 = 6.85$ pF y $C_2 = 5.65$ pF.

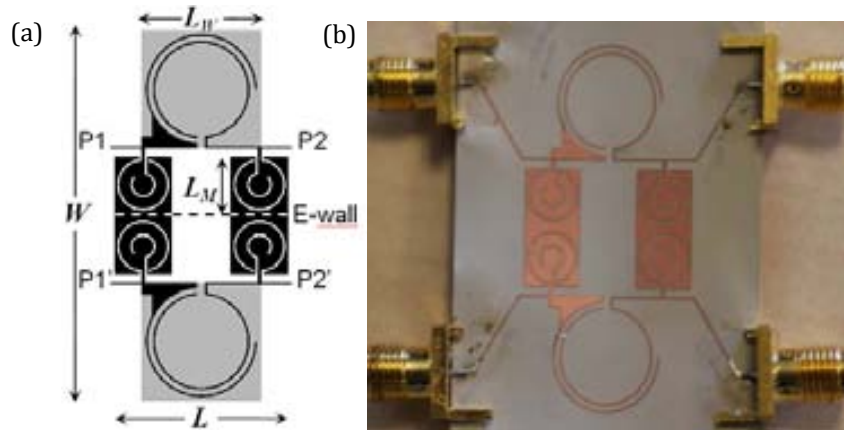
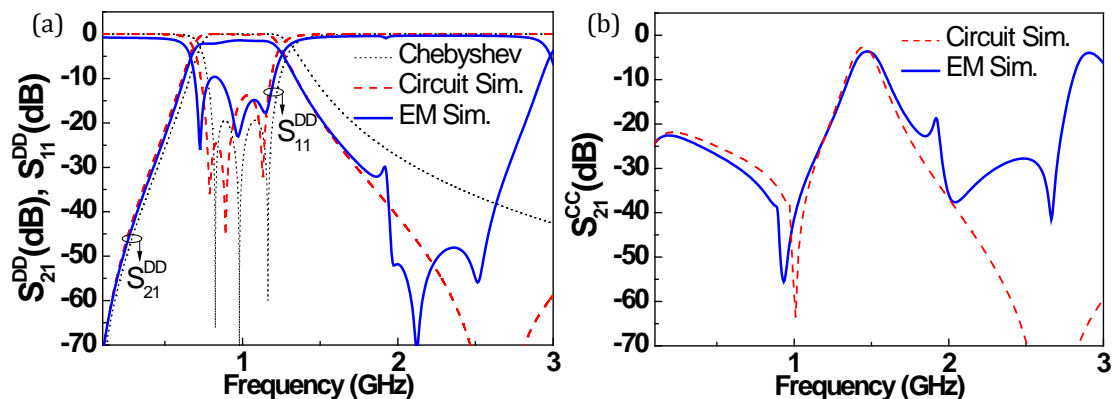


Figura 3.38. Topología típica de filtro paso banda diferencial basado en OSRR/OCSRR (modelo en π y orden 3) con rechazo del modo común (a) y fotografía del prototipo fabricado (b). El sustrato considerado es un Rogers RO3010 con grosor $h = 0.254$ mm y constante dieléctrica $\epsilon_r = 10.2$. Las dimensiones son: $L = 18.9$ mm, $W = 37.8$ mm, $L_W = 12.6$ mm, $L_M = 6$ mm. Para los OCSRRs: $r_{ext} = 2.7$ mm, $c = 0.2$ mm y $d = 1.2$ mm. Para los OSRRs: $r_{ext} = 5.8$ mm, $c = 0.2$ mm y $d = 0.55$ mm.

La Figura 3.39 muestra la respuesta en frecuencia para la estructura de la Figura 3.38. El ajuste entre simulación electromagnética y equivalente circuital (Figura 3.39(a) y (b)) es realmente bueno para ambos modos de propagación hasta aproximadamente 2 GHz. En esta figura se observa un buen ajuste entre la respuesta electromagnética y la respuesta prototipo *Chebyshev* mostrando un valor añadido en la selectividad superior del filtro, que es más elevada debido a la presencia del cero de transmisión de la etapa OCSRR para el modo diferencial. Debido a este cero de transmisión, el primer espurio para el modo diferencial se ha situado a aproximadamente $3f_0$. En la misma figura se muestra el ajuste para la medida del dispositivo (obtenida con el analizador de 4 puertos *Agilent PNA N5221A*) con la simulación electromagnética (Figura 3.39 (c) y (d)). Como era de esperar, la medida presenta un buen comportamiento para ambos modos asegurando unas pérdidas de inserción y de retorno del modo diferencial mayores a 1.2 dB y 11 dB respectivamente en la banda de paso que se extiende entre 0.76 GHz y 1.2 GHz ($FBW = 45\%$). Como era de esperar, para el modo común aparece un cero de transmisión a la frecuencia central del filtro ($f_0 = 1$ GHz) y garantiza un rechazo superior a 20 dB desde DC hasta el límite de la banda superior diferencial (con un máximo de 53 dB a f_0).



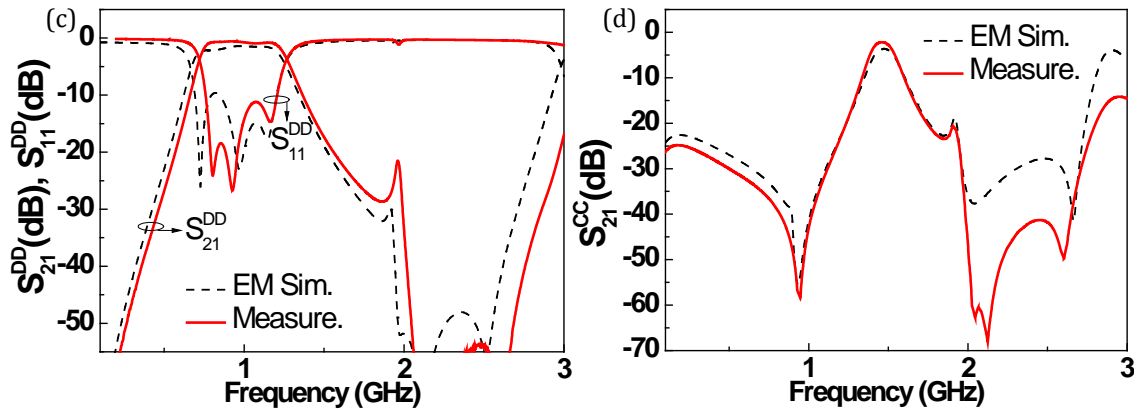


Figura 3.39. Respuesta en frecuencia para la estructura de la Figura 3.38 para el modo diferencial (a) y (c) y para el modo común (b y d).

Ha quedado demostrada la potencialidad en el uso de resonadores eléctricamente pequeños (*OSRR/OCSRR*) para el diseño de filtros diferenciales con comportamiento paso banda que presenten un inherente rechazo del modo común y presenten un elevado ancho de banda de operación[129]. La solución final propuesta resulta muy competitiva tanto en términos de tamaño como en prestaciones, todo ello acompañado de un proceso de fabricación simple y un diseño basado en un modelo circuital que predice con exactitud el comportamiento en frecuencia que tendrá el filtro para ambos modos de propagación. Por último destacar el buen rechazo del modo común que presentan los filtros presentados, especialmente a f_0 y desde DC .

3.6 Análisis comparativo de filtros diferenciales con rechazo del modo común

A continuación y a modo de resumen, se muestra una tabla comparativa entre las soluciones propuestas en esta sección. En ella se destacan características típicas de los filtros diferenciales con rechazo inherente del modo común como el *FBW*, el orden del filtro (n), la relación de rechazo para el modo común a la frecuencia central del filtro (f_0) *CMRR* (del inglés *Common Mode Rejection Ratio*), si es necesario o no perforar el plano de masa, las dimensiones del dispositivo en términos de longitud de onda guiada (para poder comparar las diferentes soluciones) y otros parámetros que son de gran utilidad para poder comparar las diferentes soluciones propuestas a lo largo de esta tesis para afrontar el diseño de filtros diferenciales con comportamiento pasa banda y que muestren un inherente y eficaz supresión del modo común. Como se puede observar en la tabla comparativa, todas las soluciones propuestas (en tecnología *microstrip*), proporcionan buen rechazo del modo común a la frecuencia central del filtro para el modo diferencial excepto la opción para cubrir todo el espectro *UWB*. Este hecho es debido a que es muy difícil rechazar de manera eficiente la propagación del modo común en ancho de banda fraccional tan elevado sin la incorporación de etapas aditivas que harían que el dispositivo final

incrementará sus dimensiones finales. En cuanto a las dimensiones finales (tamaño eléctrico), todas las soluciones son muy competitivas enfatizando que las soluciones basadas en resonadores eléctricamente pequeños (*OSRR - OCSRR*) y resonadores *SIR* (acompañados de resonadores *LC* semidiscretos) pueden ser un gran competidor para diseñar anchos de banda fraccionales elevados. Por el contrario, estas soluciones son las que necesitan de la perforación del plano de masa para poder acomodar los diferentes resonadores, hecho que hará que el prototipo pueda radiar (notar que las soluciones propuestas no radian en el espectro de frecuencias de interés) y así crear interferencias electromagnéticas que puedan dañar el funcionamiento de otros circuitos que se encuentren cerca. Otro aspecto destacado en la siguiente tabla es la relación entre las frecuencias que limitan la banda de rechazo del modo común (f_{1cc} y f_{2cc}) respecto a la banda de operación para el modo diferencial (f_{1dd} y f_{2dd}). Si el primer valor es cercano a 0 significa que la estructura rechazará el modo común desde frecuencias cercanas a *DC*. En cambio, si el segundo parámetro es superior a 1, significará que el modo común es rechazado por encima de la banda superior de corte del filtro para el modo diferencial.

Topología	<i>FBW</i>	<i>CMRR</i> (dB) @ f_0	f_{1cc}/f_{1dd}	f_{2cc}/f_{2dd}	Plano de masa perforado	Tamaño eléctrico
<i>SIR</i> -inversores	30%	65	0.37	1.1	No	$0.5\lambda_g \times 0.63\lambda_g$
<i>SIR-LC</i> semidiscretos	130%	10	0	>1.13	Si	$0.5\lambda_g \times 0.37\lambda_g$
<i>OCSRR</i> -inversores	35%	80	0.875	1.04	No	$0.72\lambda_g \times 0.18\lambda_g$
<i>OSRR-OCSRR</i>	45%	53	0	1.04	Si	$0.15\lambda_g \times 0.3\lambda_g$

Tabla 1. Comparativa entre las diferentes soluciones propuestas para el diseño de filtros diferenciales con rechazo del modo común.

Una vez realizada la comparativa entre los filtros diferenciales con rechazo del modo común propuestos en esta tesis, se procede a continuación (Tabla 2) a realizar una comparativa (basándonos en filtros con anchos de banda razonablemente parecidos) de dichas soluciones con las ya reportadas en la literatura. Como se puede observar, todas las soluciones presentadas pueden presumir de ser competitivas respecto a las soluciones ya existentes, sobretodo en términos de dimensiones y capacidad para rechazar la propagación de modo común manteniendo unas buenas prestaciones filtrantes para el modo diferencial. La tabla comparativa también muestra claramente que para conseguir filtros diferenciales con anchos de banda de operación elevados y simultáneamente dimensiones reducidas, parece inevitable el hecho de perforar el plano de masa.

Los filtros diferenciales propuestos en esta tesis proporcionan un notable rechazo del modo común, cosa que es indispensable en este tipo de dispositivos.

3.6 ANÁLISIS COMPARATIVO DE FILTROS DIFERENCIALES CON RECHAZO DEL MODO COMÚN

<i>Ref.</i>	<i>FBW</i>	<i>CMRR</i> (dB) @ f_0	f_{1cc}/f_{1dd}	f_{2cc}/f_{2dd}	Plano de masa perforado	Tamaño eléctrico
[16]	65%	29	0.96	1.09	No	$0.5\lambda_g \times 0.5\lambda_g$
[22]	50%	48	1.25	0.94	No	$0.5\lambda_g \times 0.5\lambda_g$
[25]	65%	48	0.93	1.08	No	$0.5\lambda_g \times 0.5\lambda_g$
Fig.3.7	30%	65	0.37	1.1	No	$0.5\lambda_g \times 0.63\lambda_g$
Fig.3.31	35%	80	0.875	1.04	No	$0.72\lambda_g \times 0.18\lambda_g$
Fig.3.38	45%	53	0	1.04	Si	$0.15\lambda_g \times 0.3\lambda_g$
[21]	123%	28	0	1.88	Si	-
[23]	124%	26	0	1.32	Si	$0.85\lambda_g \times 0.85\lambda_g$
[26]	119%	10	0.96	1.13	No	$0.35\lambda_g \times 0.7\lambda_g$
[27]	135%	35	0.96	1.03	No	$1.9\lambda_g \times 2.4\lambda_g$
Fig.3.25	130%	26	0	1.03	Si	$0.5\lambda_g \times 0.37\lambda_g$

Tabla 2. Comparativa entre las soluciones propuestas para el diseño de filtros diferenciales con rechazo del modo común (marcados en gris claro) y trabajos referenciados a lo largo de esta tesis. En gris oscuro se han marcado los parámetros más relevantes de los filtros propuestos en este trabajo.

En esta sección se ha realizado una comparativa entre los filtros diferenciales con supresión del modo común derivados del trabajo de esta tesis y los ya reportados en la literatura. La comparación desvela que los filtros propuestos en esta sección son competitivos en cuanto a prestaciones y dimensiones.

4

Circuitos Diferenciales con Supresión del Modo Común mediante estructuras EBGs

4.1 Rechazo del modo común en líneas de transmisión diferenciales mediante EBGs

Las estructuras *EBGs* son disposiciones periódicas capaces de inhibir la propagación de ciertas frecuencias y direcciones debido a su periodicidad (efecto *Bragg*). En la década de los noventa y a principios de esta, las estructuras *EBGs* han sido muy populares y se han utilizado para el diseño de reflectores o resonadores con alto factor de calidad (Q) mediante la perforación periódica del plano de masa de una línea *microstrip* [47] y [130, 131]. En [51] y [132] los autores propusieron una modulación periódica del ancho de la línea *microstrip* para obtener estructuras elimina banda y utilizarlas entre otras aplicaciones, en la supresión de bandas espurias en el diseño de filtros en tecnología *microstrip*.

Durante la realización de esta tesis se ha propuesto una estrategia para rechazar el modo común en líneas de transmisión diferenciales basado en la modulación de la impedancia del modo común. El nivel de rechazo y ancho de banda dependerá del número de celdas periódicas y del nivel de la perturbación. La modulación de la impedancia del modo común será transparente para el modo diferencial ya que la impedancia de este modo se mantendrá invariante a lo largo de la dirección de propagación (eje z).

En [133] se determinó que las características reflectivas en una línea de transmisión no uniforme están caracterizadas por el coeficiente de acoplo que se puede expresar como:

$$K(z) = \frac{1}{2Z_0} \frac{dZ_0}{dz} \quad (4.1)$$

donde Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión que irá variando a lo largo del eje z . El número de bandas rechazadas dependerá del número de armónicos relacionados con el coeficiente $K(z)$ y la frecuencia central del máximo nivel de rechazo viene dado por (frecuencia *Bragg*):

$$f_{\max} = n \frac{c}{2l\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (4.2)$$

donde n indica el índice de la banda de rechazo, c es la velocidad de la luz en el vacío, l el período de la estructura y ϵ_{eff} hace referencia a la constante dieléctrica efectiva promedio de la línea de transmisión. La máxima atenuación (mínima transmisión) a f_{\max} , viene dada por la siguiente expresión [133]:

$$|S_{21}|_{\min} = \text{sech}(|k|L) \quad (4.3)$$

donde $|k|$ es el módulo del coeficiente de acoplo considerado mediante su expansión en series de *Fourier* y L es la longitud total de la estructura siendo $L = l \cdot m$ (m es el número de celdas (perturbaciones)). Por último, el ancho de banda de rechazo (delimitados por los ceros de reflexión más cercanos al nivel de máxima reflexión (f_{\max})), se expresa como:

$$BW = \frac{ck}{\pi\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \sqrt{1 + \left(\frac{\pi}{|k|L}\right)^2} \quad (4.4)$$

y el promedio de la constante efectiva puede ser calculado de acuerdo con [133]:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \left(\frac{1}{l} \int_0^l \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}(z)} \cdot dz\right)^2 \quad (4.5)$$

De acuerdo con trabajos previos, para diseñar un reflector con solo una banda de rechazo, es necesario que el coeficiente de acoplo $K(z)$ sea una función sinusoidal (ya que la transformada de *Fourier* de una función sinusoidal presenta un solo pico). Para determinar la variación de la impedancia característica en el eje z , se ha integrado la ecuación (4.1) dando como resultado:

$$2 \int_0^z K(z') \cdot dz' = \int_{Z_0(0)}^{Z_0(z)} \frac{1}{Z_0'} \cdot dZ_0' \quad (4.6)$$

Si se resuelve la integral anterior, es posible expresar la impedancia característica en función del coeficiente de acoplo $K(z)$ como:

$$Z_o(z) = Z_o(0) \cdot e^{\frac{2}{\pi} \int_0^z K(z') \cdot dz'} \quad (4.7)$$

En la ecuación anterior, si se considera el coeficiente de acoplo como una función sinusoidal y que la impedancia característica será una función continua en los extremos de la línea de transmisión ($Z_o(0) = Z_o(L) = 50 \Omega$), la solución de la variación de la impedancia característica queda expresada de la siguiente manera:

$$Z_o(z) = Z_o(0) \cdot e^{-\frac{2K_1 l}{\pi} \left[\cos\left(\frac{2\pi z}{l}\right) - 1 \right]} \quad (4.8)$$

Al trabajar con estructuras capaces de soportar dos modos de propagación (diferencial y común), se ha explorado la opción de eliminar la propagación del modo común en ciertas bandas de frecuencia mediante el diseño de un reflector *EBG* para dicho modo sin alterar las propiedades propagativas de la línea diferencial para el modo diferencial. Vamos a considerar la ecuación (4.9) para describir la función de la impedancia característica del modo común a lo largo de un par de líneas diferenciales y a la vez mantener intacta la propagación del modo diferencial ya que la impedancia característica de este modo se fijará a la impedancia de (50Ω) para toda la estructura. Finalmente, se compararan los resultados obtenidos mediante las topologías propuestas con los resultados analíticos de las ecuaciones (4.2) a (4.4).

$$Z_{oe}(z) = Z_{oe}(0) \cdot e^{-\frac{2K_1 l}{\pi} \left[\cos\left(\frac{2\pi z}{l}\right) - 1 \right]} \quad (4.9)$$

Si se desea obtener un rechazo (para el modo común) con un máximo de 19 dB a $f_{max} = 2.4$ GHz, la ecuación(4.2)(considerando un sustrato *Rogers RO3010* con constante dieléctrica $\epsilon_r = 10.2$ y grosor $h = 1.27$ mm) determina un período de celda unidad de $l = 2.38$ cm. Considerando 4 celdas unidad ($m = 4$ y $L = 9.52$ cm), utilizando (4.3) y el valor obtenido del coeficiente de acoplo para un determinado rechazo ($K_1 = 0.3 \text{ cm}^{-1}$), la ecuación (4.4) nos predice un ancho de banda de rechazo para el modo común de 1.63 GHz (63%). La impedancia del modo común variará a lo largo del eje de propagación z entre los valores mínimos y máximos de la ecuación (4.8). Estos valores serán $Z_{oemin} = 50 \Omega = Z_{ref}$ y $Z_{oemax} = 131.5 \Omega$ (Figura 4.1) y hay que tener en cuenta si son valores realizables con la tecnología utilizada (*microstrip* - $\epsilon_r = 10.2$ y $h = 1.27$ mm-).

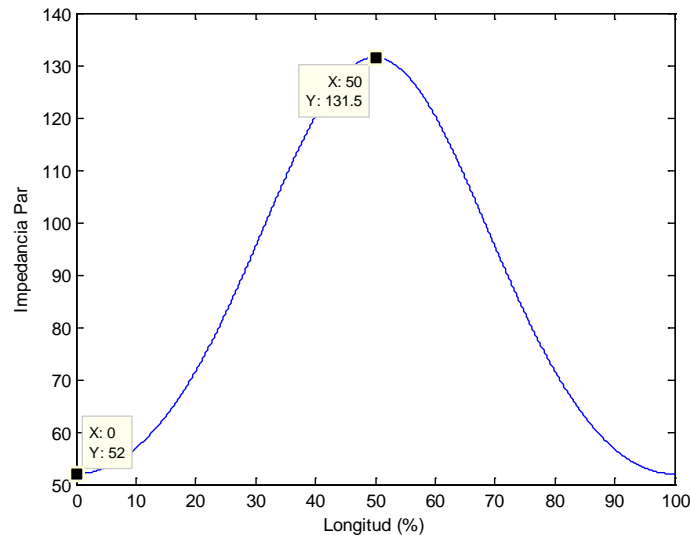


Figura 4.1. Representación de la función de la ecuación 4.9.

El siguiente paso ha sido determinar la geometría transversal del par de líneas diferenciales siguiendo la función de (4.9) y a la vez mantener la impedancia característica del modo diferencial constante ($Z_{oo}(z) = 50\Omega$) a lo largo de la línea. Para realizar este proceso, se ha utilizado la herramienta *LineCalc* integrada en el simulador *ADS Momentum 2011*. En la práctica, debido a que la función de la impedancia característica del modo común varía constantemente, se ha calculado la geometría transversal en 40 puntos discretos a lo largo de cada período (l). Finalmente se han unido los puntos medios de cada sección resultando una función lineal por tramos. Una vez determinado el *layout* para la celda unidad (Figura 4.2 (a)), se han concatenado 4 celdas idénticas. La fotografía de la línea diferencial no uniforme con supresión del modo común se muestra en la Figura 4.2 (b). A continuación, se muestra la comparativa entre simulación electromagnética y medida obtenida para la estructura propuesta mostrando un buen ajuste como era de esperar. El nivel de rechazo obtenido en f_0 es comparable al predicho por la ecuación (4.3) (17 dB) y el ancho de banda entre ceros de reflexión para el modo común es del 62.5%, valor que coincide con la solución analítica de (4.4). Hay que destacar que el modo común presenta cierto nivel (aunque bajo) de rechazo a la frecuencia del primer armónico (4.6 GHz) debido a que en la práctica es muy difícil obtener perfiles de coeficientes de acoplo perfectamente sinusoides.

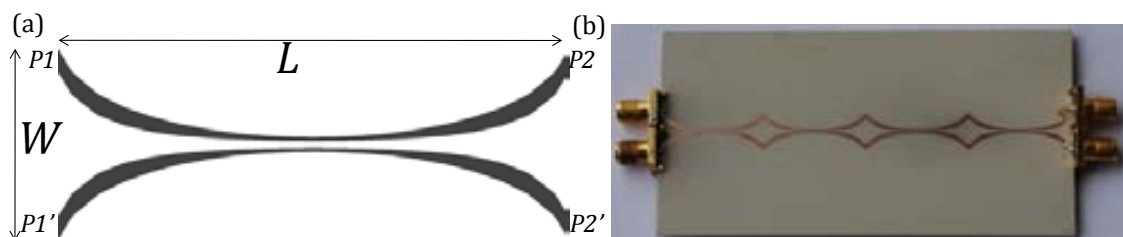


Figura 4.2. *Layout* (a) de la celda unidad de la línea diferencial con supresión del modo común diseñada y fotografía (b) del prototipo final formado por 4 celdas unidad. El sustrato considerado es un *Rogers RO3010* con $\epsilon_r = 10.2$ y $h = 1.27$ mm.

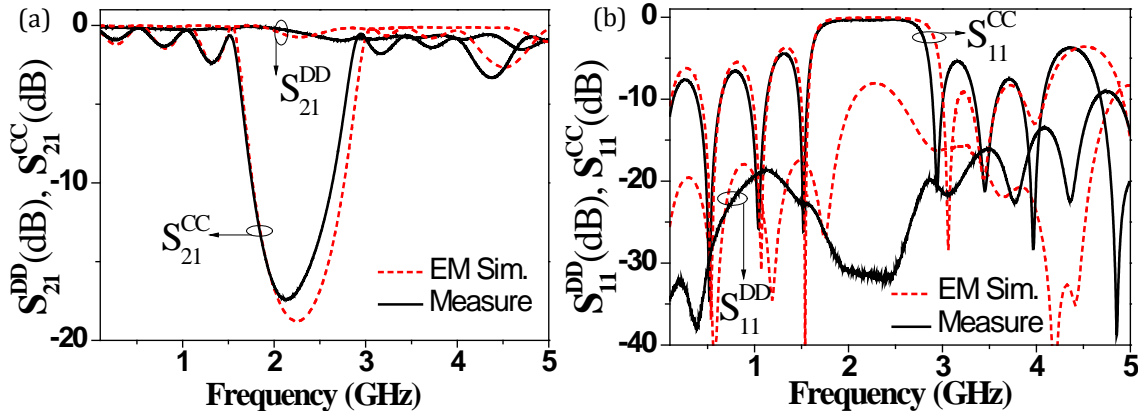


Figura 4.3. Pérdidas de inserción para el modo diferencial y común (a) y pérdidas de retorno para ambos modos (b) del prototipo fabricado de la Figura 4.2.

Uno de los aspectos más destacados del enfoque que se ha presentado para suprimir el modo común en líneas de transmisión diferenciales, radica en el control del nivel de rechazo y del ancho de banda dados por las expresiones anteriores. Si analizamos la ecuación (4.3) vemos que el nivel de rechazo máximo depende únicamente (una vez fijado el sustrato utilizado) del producto $|K_1| \cdot L$ y el otro parámetro de diseño, el ancho de banda (BW), depende proporcionalmente de $|K_1|$ e inversamente con el producto $|K_1| \cdot L$. Teniendo esto en cuenta, si se desea aumentar el nivel de rechazo será a expensas de reducir el ancho de banda. Debido a que el valor del rechazo máximo a una cierta frecuencia suele ser un valor típico de diseño, si se quiere incrementar el ancho de banda se puede hacer mediante el incremento del valor de K_1 . El incremento de este parámetro supone una reducción en la longitud L a fin de preservar el producto $|K_1| \cdot L$. Estas condiciones favorecen la miniaturización, sin embargo el incremento de $|K_1|$ estará limitado por el máximo valor implementable para la impedancia característica del modo común. Teniendo en cuenta la expresión (4.9), el máximo valor para la impedancia característica del modo común viene dada por:

$$Z_{oe,max} = Z_{oe}(0) \cdot e^{\frac{4|K_1|l}{\pi}} \quad (4.10)$$

Como se puede observar, la impedancia característica del modo común incrementa exponencialmente con el valor de $|K_1|$. En la Figura 4.4 se puede ver la dependencia del ancho de banda (BW) y la impedancia característica máxima del modo común (Z_{oemax}) con $|K_1|$ (considerando $|K_1| \cdot L = 4$ y $l = 2.38$ cm). Dentro de la imagen se pueden ver los valores típicos para la dimensión lateral W (ancho de las líneas) en función del valor $|K_1|$ utilizando tecnología *microstrip* y dado un determinado sustrato. Como se ha comentado anteriormente, el máximo valor realizable (con fresadoras tipo mecánico) para la impedancia característica del modo común se ve limitado cuando el valor de $|K_1|$ es aproximadamente 0.3 cm^{-1} (que se corresponde a la distancia mínima realizable, $160 \mu\text{m}$). Este valor máximo de $|K_1|$ proporciona un ancho de banda de 1.5 GHz. Con este razonamiento, queda

claro que es imposible aumentar significativamente el ancho de banda de rechazo considerando un cierto nivel de rechazo y sustrato. Otra posibilidad sería la de contemplar la utilización de sustrato de microondas con constantes dieléctricas (presentes en el denominador de (4.4)) más pequeñas, hecho que incrementaría el ancho de banda con el peaje de incrementar notablemente las dimensiones de la celda unidad (y por consiguiente del diseño total).

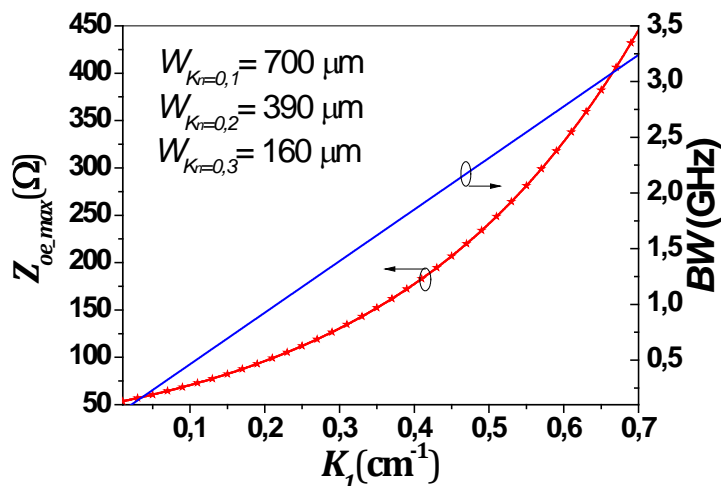


Figura 4.4. Dependencia del ancho de banda (BW) y de la impedancia característica máxima ($Z_{oe,max}$) con $|K_1|$, considerando $|K_1| \cdot L = 4$ y $l = 2.38$ cm.

A continuación se propone una alternativa, a las ya nombradas, para aumentar el ancho de banda de rechazo (sin modificar el sustrato) basada en la cascada de múltiples EBGs con diferentes periodos (l) o mediante la implementación de perfiles de impedancia característica (para el modo común) que se correspondan a la superposición de dos o más coeficientes de acoplo (estructuras de sintonización múltiple [134]). Para ilustrar esta posibilidad, se ha diseñado una línea diferencial con supresión del modo común basada en la concatenación de dos estructuras EBGs con distintos periodos ($f_{max1}=2$ GHz y $f_{max2}=2.8$ GHz). Considerando 3 celdas ($m_1=m_2=3$), las estructuras han sido diseñadas para obtener un nivel de rechazo en ambos casos de 13 dB con unos anchos de banda fraccionales de 66% y 93.6% a f_{max1} y f_{max2} respectivamente. Utilizando las ecuaciones (4.2) a (4.5) se han determinado que los parámetros de cada EBG han de ser: $l_1 = 2.85$ cm, $K_1 = 0.254 \text{ cm}^{-1}$, $l_2 = 2.04$ cm y $K_2 = 0.356 \text{ cm}^{-1}$ (el valor del subíndice indica el número de EBG). Utilizando la técnica detallada anteriormente, se ha determinado el layout de cada etapa EBG y después de concatenarlos, el aspecto es el mostrado en la Figura 4.5(a) y (b). Una vez obtenida la respuesta EM de la estructura mediante el software ADS Momentum 2011, se ha fabricado y se han obtenido los parámetros S para ambos modos de propagación (Figura 4.6). Para poder apreciar el aumento real del ancho de banda con la solución propuesta se ha comparado la medida obtenida con la simulación electromagnética de una estructura de 6 etapas ($m = 6$) diseñada para obtener un rechazo de 30 dB a f_{max} de 2.4GHz. Como se puede apreciar, con la solución propuesta se alcanza un nivel de rechazo para el modo común comparable

4.1 RECHAZO DEL MODO COMÚN EN LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DIFERENCIALES MEDIANTE EBGs

(sin deteriorar en exceso la transmisión diferencial (S_{21}^{DD})) cercano a 29 dB a $f_0=2.4$ GHz con un ancho de banda aumentado notablemente todo ello sin pagar un alto precio en las dimensiones del prototipo final (ambos casos son comparables: 14.28 cm frente a 14.67 cm).

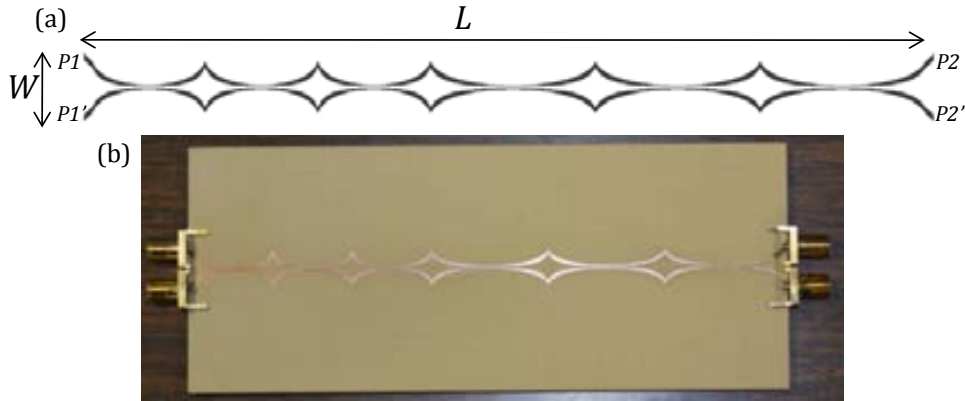


Figura 4.5. Layout (a) y fotografía (b) de la línea diferencial (6 celdas) no uniforme con supresión del modo común basada en la cascada de EBG de diferente periodo. Las dimensiones son: $L=14.67$ cm y $W=11.3$ cm.

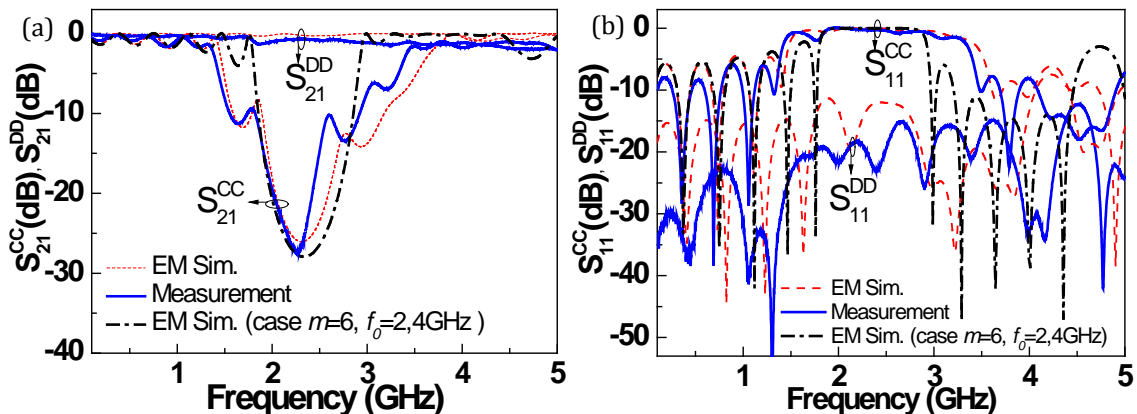


Figura 4.6. Pérdidas de inserción del modo diferencial y común (a) y pérdidas de retorno (b) de la línea diferencial no uniforme basada en EBGs con periodos distintos. El sustrato considerado es un Rogers RO3010 con $\epsilon_r=10.2$ y $h=1.27$ mm.

En esta sección se ha presentado una nueva estrategia para rechazar la propagación del modo común en líneas de transmisión diferenciales basada en la modulación de la impedancia característica para el modo común [135]. Para validar el método propuesto, se han diseñado dos estructuras EBG, una basada en un solo periodo y otra basada en 2 periodos diferentes (con el fin de incrementar el ancho de banda). En ambos casos, se ha considerado un perfil sinusoidal para el coeficiente de acoplo del modo común. Ambos diseños proporcionan soluciones que se ajustan a los valores determinados mediante la solución analítica. Las ventajas más destacadas de los prototipos presentados son la transparencia que presentan para el modo diferencial y el buen nivel de rechazo que se consigue sin la necesidad de alterar el plano de masa, como en muchas otras soluciones reportadas en la literatura hasta ahora [2],[3] y [7].

4.2 Filtros diferenciales UWB con rechazo del modo común y banda de rechazo ancha mediante estructuras EBGs

Como se ha comentado en anteriores secciones, hoy en día resulta un reto difícil para los diseñadores de filtros de microondas obtener estructuras filtrantes que sean capaces de presentar un comportamiento pasa banda para el modo diferencial y elimina banda para el modo común. Como ha quedado patente en la sección 3.3, la complejidad del diseño incrementa a medida que el ancho de banda de operación de los filtros aumenta. La solución presentada en la sección 3.3 para cubrir la totalidad del espectro *UWB* mediante un filtro diferencial con supresión del modo común, resultaba una solución muy competitiva en términos de dimensiones y comportamiento en frecuencia para ambos modos de propagación (asegurando un mínimo de 10 dB de rechazo en la banda comprendida entre 3.1 GHz y 10.6 GHz). Sin embargo, el filtro diferencial basado en resonadores *SIR* y resonadores *LC* serie semidiscretos necesitaba de un proceso de fabricación complejo que implicaba entre otras la perforación del sustrato mediante el uso de vías metalizadas y la apertura de ventanas en el plano de masa. Para abordar estos inconvenientes, se ha propuesto, durante la realización de esta tesis, un filtro diferencial *UWB* con supresión del modo común mediante la inclusión de estructuras periódicas *EBG* capacitivas.

Como punto de partida se ha tomado la topología de filtro pasa banda “*single ended*” propuesto en tecnología *microstrip* en [136]. En dicho trabajo, los autores presentan un filtro de banda ancha que consiste en la cascada de *stubs* en derivación a masa de longitud eléctrica idéntica (θ_c) alternados con secciones de línea de transmisión de longitud eléctrica el doble ($2\theta_c$). La topología original para este tipo de filtros fue propuesta por *Levy* en [137, 138](ver Figura 4.7), pero en [136] las secciones de línea de transmisión fueron cargadas periódicamente con capacidades formando un *EBG*. En ese trabajo, el efecto del *EBG* proporcionaba un excelente comportamiento fuera de la banda de paso, suprimiendo las bandas espurias del filtro y a la vez, al cargar las líneas de transmisión con capacidades (C_s), la velocidad de fase se ve reducida (efecto de onda lenta), hecho que provocaba que las dimensiones físicas necesarias para obtener las longitudes eléctricas requeridas por las especificaciones del filtro se redujeran notablemente.

El ancho de banda del filtro de la Figura 4.7 está delimitado por la frecuencia de corte inferior f_c y superior $(\pi/\theta_c-1)f_c$. Debido al control del ancho de banda mediante el valor de θ_c , es posible obtener filtros capaces de cubrir todo el espectro *UWB*. Para ello se ha escogido un diseño en el que $f_c = 2.9$ GHz, $\theta_c = 35^\circ$ y orden $n = 5$.

4.2 FILTROS DIFERENCIALES UWB CON RECHAZO DEL MODO COMÚN Y BANDA DE RECHAZO ANCHA MEDIANTE ESTRUCTURAS EBGs

Mediante las tablas tabuladas en [120], se han establecido los valores para las admitancias escaladas al valor de referencia ($1/50\Omega$) tales que:

$$y_1 = y_3 = \frac{1}{106.63\Omega} \quad y_{12} = y_{45} = \frac{1}{48.68\Omega}$$

$$y_2 = y_4 = \frac{1}{75.65\Omega} \quad y_{23} = y_{34} = \frac{1}{50.05\Omega}$$

$$y_3 = \frac{1}{69.04\Omega}$$

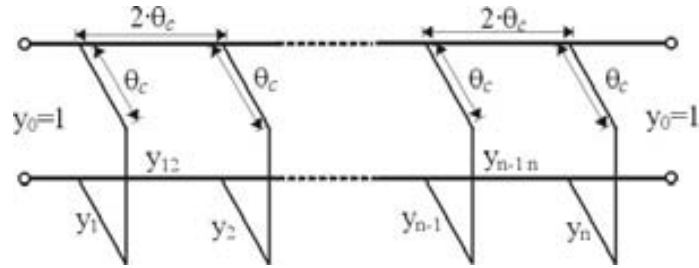


Figura 4.7. Circuito esquemático de un filtro pasa banda “single-ended” donde y_i and y_{jk} son las admitancias características normalizadas de los *stubs* y de las secciones de línea. Figura extraída de [120].

Con el fin de obtener un filtro *UWB* para el modo diferencial, se puede crear una topología (en tecnología *microstrip*) basada en el reflejo del esquemático de la Figura 4.7 respecto al eje vertical (plano de simetría) [15] de los *stubs* en derivación a tierra. De esta manera se eliminan las vías en el proceso de diseño debido a la pared eléctrica (conexión virtual a tierra) que se genera al aplicar una excitación diferencial a la estructura. En esta tesis se ha propuesto un diseño diferencial basado en la topología mostrada en la Figura 4.8 (a) cargada con capacidades (C_{ls}) dispuestas periódicamente para suprimir las bandas espurias (ver Figura 4.8(b)) debido a la presencia de elementos distribuidos como se hizo con éxito en el ejemplo “single ended” de [136].

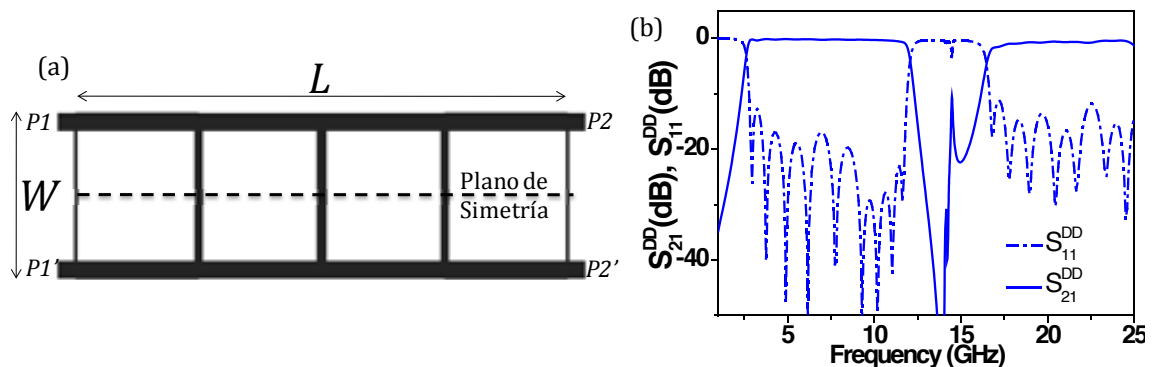


Figura 4.8. Layout (a) y simulación electromagnética (b) de un ejemplo de filtro diferencial UWB basado en el circuito de la Figura 4.7. El sustrato considerado es un *Rogers RO4003C* con $h = 0.81$ mm y $\epsilon_r = 3.55$. Las dimensiones son: $L = 4.86$ cm y $W = 1.65$ cm.

Para determinar el valor de las capacidades (C_{ls}) se han forzado los valores de impedancia *Bloch* (o característica) Z_B y de longitud eléctrica ϕ de las secciones presentes entre los *stubs* en derivación para que cumplan con las especificaciones requeridas. Los parámetros del *EBG* vienen dados por [136]:

$$Z_B = \sqrt{\frac{L}{C + C_{ls}}} \quad (4.11)$$

$$\phi = 2\pi \cdot f_c \sqrt{L(C + C_{ls})} \quad (4.12)$$

donde L y C son la inductancia y capacidad respectivamente de la línea de transmisión descargada correspondiente a la celda unidad del *EBG*. Por otro lado, el comportamiento elimina banda que tiene el esquemático del *EBG* (ver Figura 4.9) viene delimitado por las siguientes frecuencias [136]:

$$f_L = \frac{1}{\pi \sqrt{L(C + C_{ls})}} \quad (4.13)$$

$$f_U = \frac{1}{2\sqrt{LC}} \quad (4.14)$$

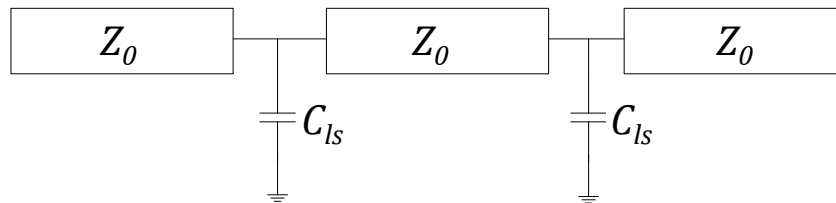


Figura 4.9. Modelo eléctrico equivalente de una línea de transmisión cargada con *EBG*s capacitivos.

En nuestro caso, siguiendo la topología para el *EBG* mostrada en [136], se ha diseñado la etapa *EBG* considerando una impedancia *Bloch* de 48.6Ω y una longitud eléctrica de 70° . Teniendo esto en cuenta, invirtiendo las ecuaciones (4.11), (4.12) y (4.14) se puede determinar que los parámetros del *EBG* han de ser: $L = 1.63 \text{ nH}$, $C = 0.245 \text{ pF}$ y $C_{ls} = 0.443 \text{ pF}$ (la impedancia de la línea de transmisión descargada ha de ser de $Z_0 = (L/C)^{1/2} = 81.6 \Omega$). Considerando estos valores, se ha obtenido un *layout* para el *EBG* (Figura 4.10). Como se puede observar en su respuesta electromagnética (Figura 4.11(b)), se obtiene el valor de la longitud eléctrica deseado a f_c , situando la frecuencia de corte (f_L) aproximadamente en la frecuencia de corte superior de la banda *UWB* (10.6 GHz) para el modo diferencial.

4.2 FILTROS DIFERENCIALES UWB CON RECHAZO DEL MODO COMÚN Y BANDA DE RECHAZO ANCHA MEDIANTE ESTRUCTURAS EBGs

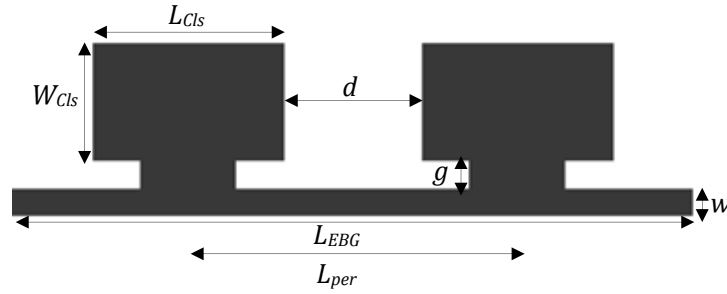


Figura 4.10. Layout de la línea de transmisión cargada con capacidades (C_{ls}). El sustrato utilizado es un Rogers RO4003C con $h = 0.81\text{ mm}$ y $\epsilon_r = 3.55$. Las dimensiones son: $L_{EBG} = 7.97\text{ mm}$, $L_{per} = 4.2\text{ mm}$, $W_{cls} = 1.56\text{ mm}$, $L_{cls} = 2.7\text{ mm}$, $d = 1.5\text{ mm}$, $g = 0.4\text{ mm}$ y $w = 0.51\text{ mm}$.

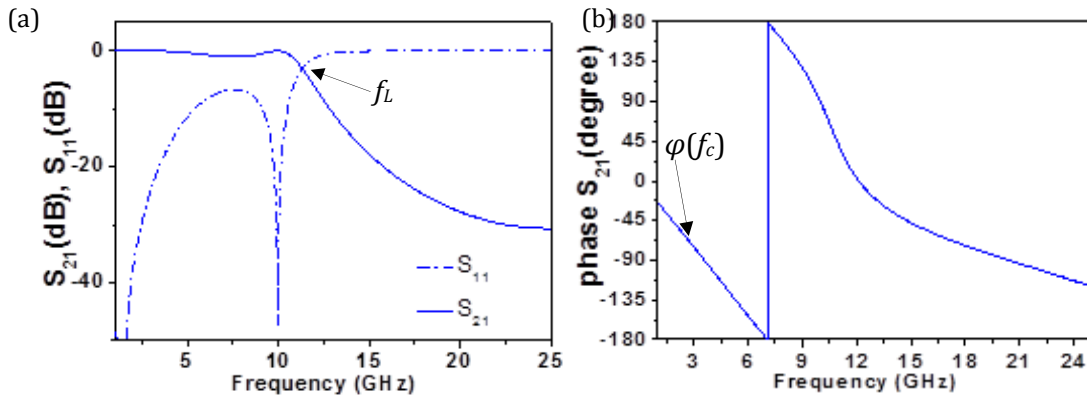


Figura 4.11. Simulación electromagnética del layout de la Figura 4.10

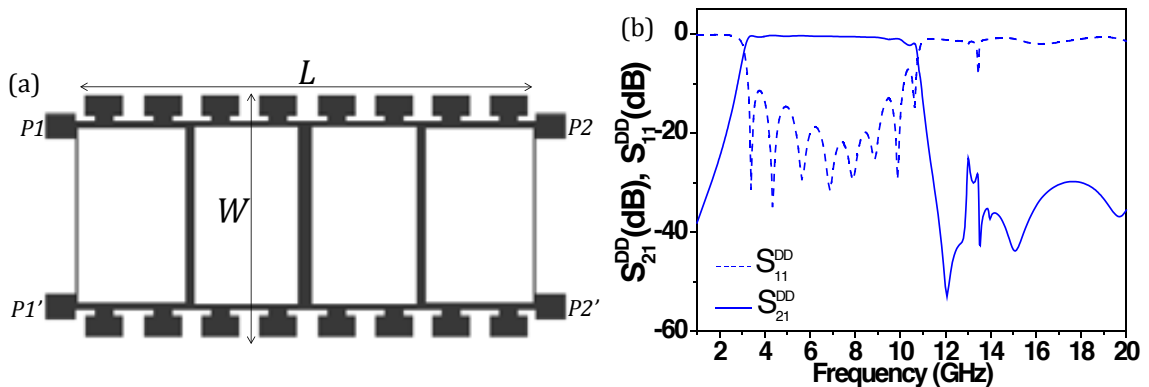


Figura 4.12. Layout (a) y simulación electromagnética (b) del filtro de la Figura 4.8 con la inserción de capacidades EBG. El sustrato considerado es un Rogers RO4003C con $\epsilon_r = 3.55$ y $h = 0.81\text{ mm}$. Las dimensiones son: $L = 3.28\text{ cm}$ y $W = 1.72\text{ cm}$.

Una vez diseñado el filtro para que opere en modo diferencial y cubra el espectro *UWB*, se ha procedido a cargar los *stubs* presentes entre las estructuras *EBGs* con resonadores semidiscretos *LC* serie, que provocaran ceros de transmisión controlables para el modo común. Mediante la impedancia resultante (ecuación (4.15)) del circuito equivalente (Figura 4.13 (a)) se puede predecir donde se situaran los ceros de transmisión para el modo común respecto al cero de transmisión (Figura 4.13 (c)) que hay sin la carga de resonadores *SIR*. Finalmente se han añadido un par de líneas diferenciales de $50\ \Omega$ a la entrada y salida del filtro para poder acoplar de manera óptima el dispositivo al analizador de redes (Figura 4.14).

$$Z_p(\omega) = \frac{j(C_1 C_2 L_1 L_2 \omega^4 - C_1 L_1 \omega^2 - C_2 L_2 \omega^2 - C_2 L_2 \omega^2 + 1)}{\omega(C_1 C_2 L_2 \omega^2 - C_1 - C_2)} \quad (4.15)$$

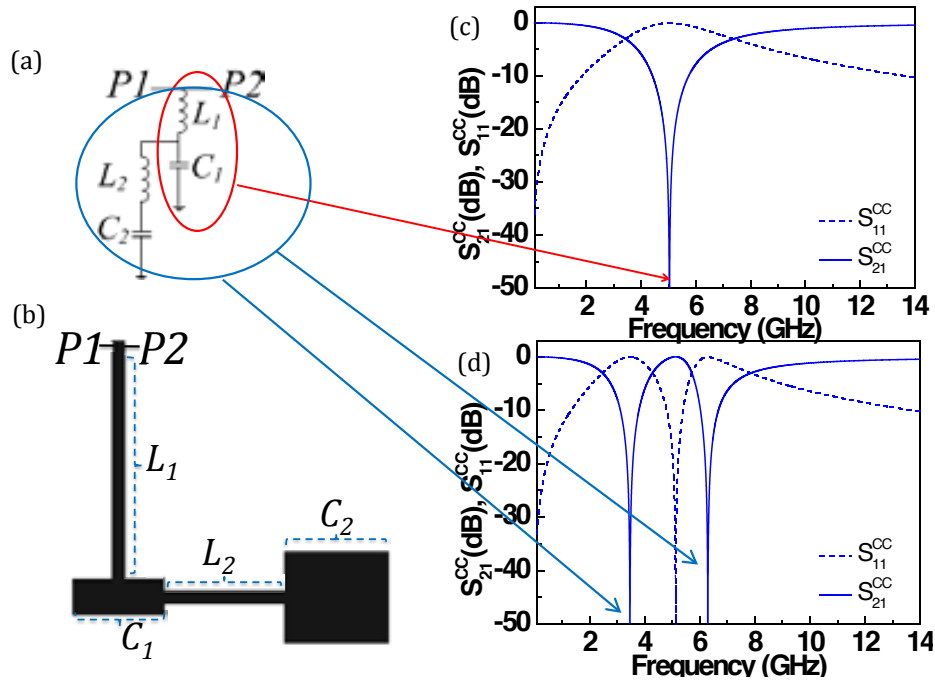


Figura 4.13. Modelo eléctrico (a) de las secciones de línea de transmisión cargadas con un resonador *SIR* y *layout* en tecnología *microstrip* (b). En (c) y (d) se muestra la simulación circuital con y sin cargar el *SIR* respectivamente.

La simulación electromagnética (obtenida mediante el simulador comercial *ADS Momentum 2011*) para el modo diferencial del filtro balanceado diseñado comparada con la medida (adquirida con calibración *TRL* (del inglés, *Thru-Reflect-Line*)) obtenida para el filtro de la Figura 4.14 (b) se muestran en la Figura 4.15. La medida muestra un buen comportamiento dentro de la banda *UWB* garantizando un mínimo de 10 dB de pérdidas de retorno. El prototipo muestra un buen comportamiento fuera de la banda de paso con una gran selectividad (>20 dB) hasta aproximadamente $3f_0$. En la Figura 4.15(b) se muestra la medida comparada con la simulación electromagnética para el modo común. En ella se puede verificar un nivel de rechazo mayor a 10 dB en toda la banda pasante del modo diferencial gracias a la carga de resonadores semidiscretos serie a los *stubs* en derivación.

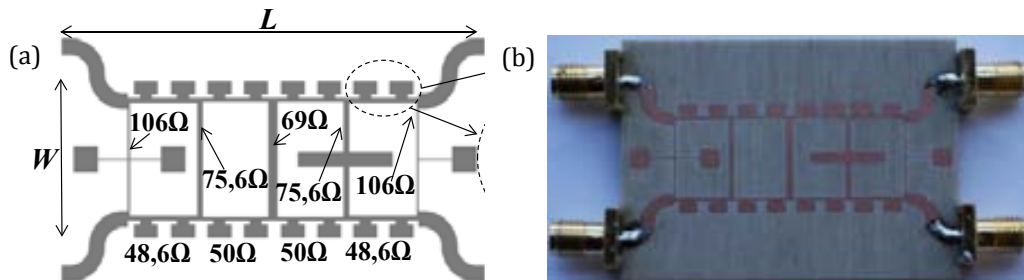


Figura 4.14. *Layout* (a) y fotografía (b) del filtro diferencial con rechazo del modo común propuesto basado en la carga de *EBG* capacitivos y resonadores serie. El sustrato considerado es un *Rogers RO4003C* con $h=0.81$ mm y $\epsilon_r = 3.55$. Las dimensiones son (excluyendo las líneas de acceso): $L = 4.78$ cm y $W = 1.72$ cm. (En el *layout* se han indicado los valores de impedancia de cada *strip* vertical).

4.2 FILTROS DIFERENCIALES UWB CON RECHAZO DEL MODO COMÚN Y BANDA DE RECHAZO ANCHA MEDIANTE ESTRUCTURAS EBGs

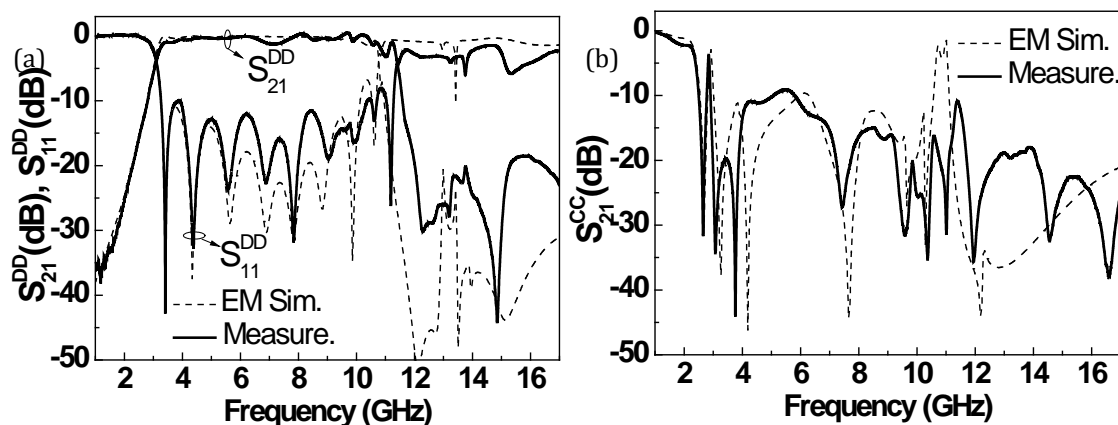


Figura 4.15. Respuesta electromagnética y medida para el modo diferencial (a) y el modo común (b) obtenidos para el prototipo de la Figura 4.14.

En esta sección se ha realizado el diseño de un filtro diferencial capaz de cubrir el espectro *UWB* y con supresión del modo común sin la necesidad de perforar el plano de masa[139]. Esta solución está basada en la incorporación de estructuras capacitivas *EBG* a la topología propuesta por *Levy* para la supresión eficaz de bandas espurias en el modo diferencial y a la vez se han cargado los *stubs* situados entre los *EBGs* con resonadores *SIR* con el fin de ensanchar la banda de rechazo del modo común.

En este capítulo, se han diseñado estructuras planares de microondas aplicando el concepto *EBG*. Concretamente se ha obtenido el rechazo del modo común en líneas de transmisión diferenciales sin la necesidad de perforar el plano de masa y se ha cubierto la banda *UWB* mediante un filtro diferencial con un nivel aceptable de rechazo para el modo común en toda la banda de frecuencias comprendida entre 3.1 GHz y 10.6 GHz y buen comportamiento fuera banda (con un rechazo superior a 20 dB) gracias a la presencia de *EBGs* capacitivos que provocan un efecto de onda lenta que implica una reducción considerable en las dimensiones totales del filtro.

5

Líneas de transmisión CRLH compactas basadas en redes de celosía y aplicaciones

5.1 Introducción a las redes en celosía

En este capítulo se van a explorar las propiedades de circuitos basados en redes en celosía (*Lattice network*) para la implementación de líneas de transmisión con comportamiento *CRLH* en tecnología plana. La mayoría de líneas de transmisión artificiales con comportamiento *RH*, *LH* o *CRLH*, están basadas en un modelo circuital en *T* o π . Estas líneas son intrínsecamente dispersivas y exhiben un comportamiento paso bajo (líneas *RH*), paso alto (líneas *LH*) o paso banda (líneas *CRLH*). Sin embargo, es posible diseñar e implementar líneas de transmisión con comportamiento pasa todo que exhiban comportamiento propagativo *RH*, *LH* o *CRLH*. Este hecho es posible gracias a celdas unidad con topología *lattice*.

En este tipo circuitos, los brazos del circuito eléctrico (celda elemental) están cruzados (ver Figura 5.1 (a)) y no existe ningún nodo común (masa).

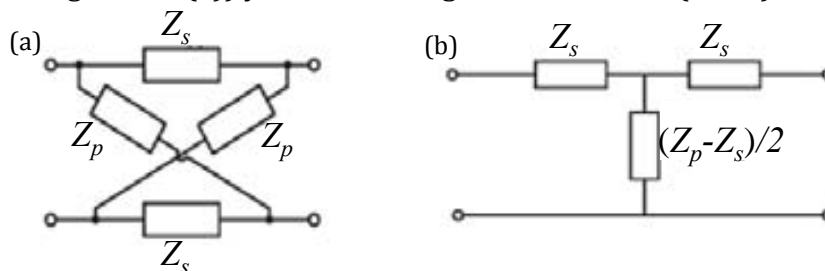


Figura 5.1. Celda unidad en configuración *lattice* (a) y circuito eléctrico equivalente en *T*. Caso simétrico.

Si se considera una celda unidad *lattice* como la mostrada anteriormente, en la cual la impedancia Z_s se encuentra en serie y la impedancia Z_p en los brazos cruzados, mediante la matriz de impedancias (ecuación (5.1)), el circuito *lattice* se puede transformar en el modelo en T de la Figura 5.1 (b).

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_s + Z_p}{2} & \frac{Z_p - Z_s}{2} \\ \frac{Z_p - Z_s}{2} & \frac{Z_s + Z_p}{2} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Utilizando (2.32) y (2.33), la constante de fase y la impedancia característica toman la siguiente expresión:

$$\cos \beta l = \frac{Z_p + Z_s}{Z_p - Z_s} \quad (5.2)$$

$$Z_B = \sqrt{Z_s \cdot Z_p} \quad (5.3)$$

Si se considera que la impedancia $Z_s = j\omega L_R$ y $Z_p = -j/\omega C_R$, las ecuaciones anteriores resultan:

$$\cos \beta l = \frac{1 - \omega^2 L_R C_R}{1 + \omega^2 L_R C_R} \quad (5.4)$$

$$Z_B = \sqrt{\frac{j\omega L_R}{j\omega C_R}} = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \quad (5.5)$$

Si analizamos las ecuaciones (5.4) y (5.5), se puede deducir que la red de la Figura 5.1(b) es una estructura con comportamiento pasa todo (ya que la impedancia característica es real e independiente de la frecuencia de la misma manera que sucede en una línea de transmisión convencional), y la propagación es de tipo *forward* y estará permitida desde *DC* hasta (teóricamente) frecuencias ilimitadas (el diagrama de dispersión se muestra en la Figura 5.2 (b)).

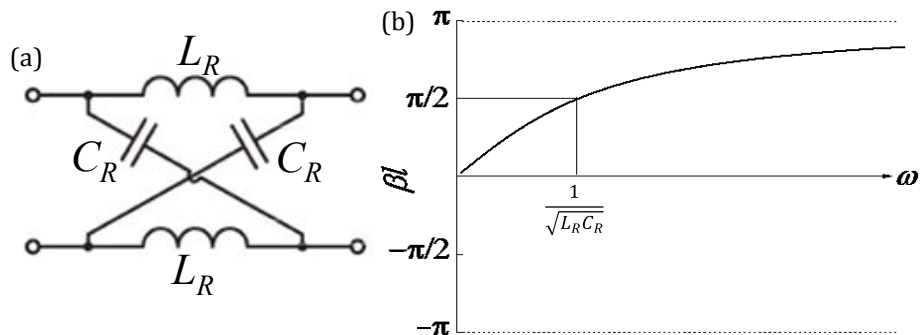


Figura 5.2. Celda unidad *RH* (propagación *forward*) en configuración *lattice* (a) y diagrama de dispersión (b).

Si en la misma red, se intercambian la inductancia y la capacidad (Figura 5.3 (a)), la impedancia característica es constante y viene dada por (5.5) cambiando L_R y C_R por L_L y C_L . Sin embargo la constante de fase viene dada por la siguiente expresión:

$$\cos \beta l = -\frac{1 - \omega^2 L_L C_L}{1 + \omega^2 L_L C_L} \quad (5.6)$$

y la propagación en este caso es de tipo *backward* para cualquier frecuencia (ver diagrama de dispersión de la Figura 5.3 (b)).

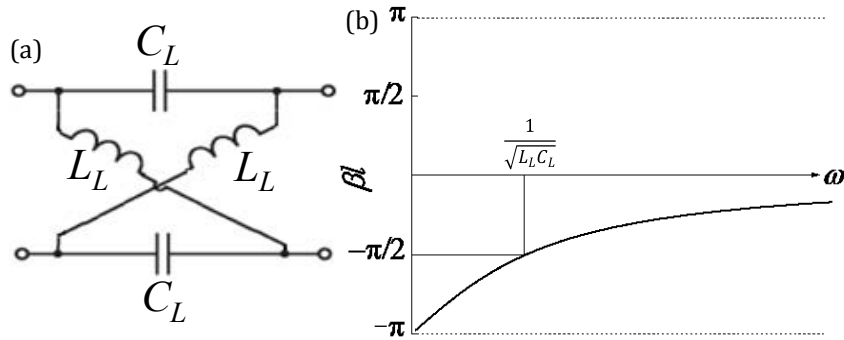


Figura 5.3. Celda unidad *LH* (propagación *backward*) en configuración *lattice* (a) y diagrama de dispersión (b).

En función de la elección y la topología (serie o paralela) de los elementos reactivos de los brazos serie y cruzados (Z_s y Z_p) de la red en celosía, es posible obtener estructuras con comportamiento *CRLH* pasa todo y de orden (número de elementos reactivos en cada rama) arbitrario [140]. Por ejemplo, en la Figura 5.4 (a) y (b) se pueden apreciar las redes *lattice* que se corresponden con una línea *CRLH* pasa todo de orden 2 y su versión dual respectivamente. Para obtener estructuras con comportamiento pasa todo, es condición necesaria que los ceros y los polos de la reactancia de la rama serie coincidan con los ceros y los polos de la susceptancia de la rama cruzada. Para el caso de celdas *lattice* de orden 2, esta condición es similar a la condición de balanceo para las líneas de transmisión *CRLH* basadas en los tipos *T* y π :

$$\omega_s \equiv \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}} \equiv \omega_p = \omega_o \quad (5.7)$$

donde L_s - C_s y L_p - C_p son los elementos reactivos de la rama serie y la rama cruzada respectivamente, y ω_o es la frecuencia de transición. Para la red *lattice* de la Figura 5.4 (a), la relación de dispersión (ecuación (5.2)) toma la siguiente expresión:

$$\cos(\beta l) = \frac{1 - L_s C_p \omega^2 \left(1 - \frac{\omega_o^2}{\omega^2}\right)^2}{1 + L_s C_p \omega^2 \left(1 - \frac{\omega_o^2}{\omega^2}\right)^2} \quad (5.8)$$

y la relación de dispersión de la red de la Figura 5.4 (b) resulta:

$$\cos(\beta l) = -\frac{1 - L_p C_s \omega^2 \left(1 - \frac{\omega_o^2}{\omega^2}\right)^2}{1 + L_p C_s \omega^2 \left(1 - \frac{\omega_o^2}{\omega^2}\right)^2} \quad (5.9)$$

Las relaciones de dispersión de las ecuaciones (5.8) y (5.9) se muestran en la Figura 5.5 (a) y (b) respectivamente.

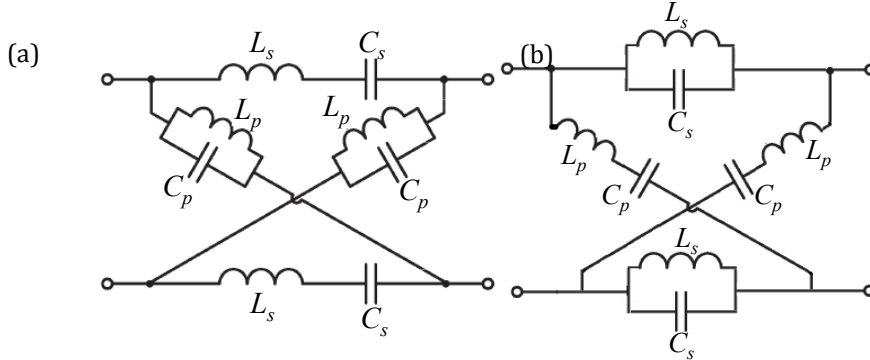


Figura 5.4. Celda unidad CRLH de orden 2 en configuración *lattice* (a) y su versión dual (b).

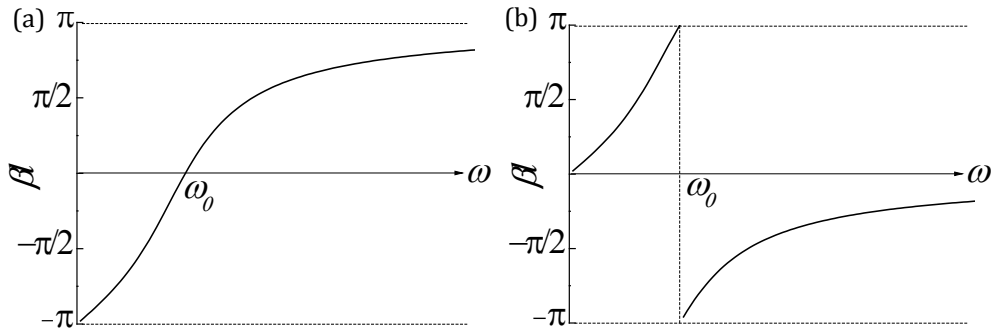


Figura 5.5. Diagrama de dispersión de los circuitos *lattice* de la Figura 5.4 (a) y (b) respectivamente.

Desde un punto de vista práctico, la implementación física de una red *lattice* de orden 2 (Figura 5.4) es complicado. Una alternativa para implementar líneas CRLH pasa todo de orden 2 es concatenar celdas unidad *lattice* de orden 1 con comportamiento LH y RH puro (Figura 5.2 y Figura 5.3). Esta configuración la podemos ver en la Figura 5.6 y se tiene que cumplir que:

$$\sqrt{\frac{L_R}{C_R}} = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} \equiv Z_B \quad (5.10)$$

En este caso, la frecuencia de transición entre las bandas LH y RH es la que cumpla la siguiente igualdad:

$$\left| \arccos\left(\frac{1 - L_R C_R \omega_o^2}{1 + L_R C_R \omega_o^2}\right) \right| - \left| \arccos\left(-\frac{1 - L_L C_L \omega_o^2}{1 + L_L C_L \omega_o^2}\right) \right| = 0 \quad (5.11)$$

y se expresa como:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}} \quad (5.12)$$

En el caso particular en que $L_R C_R = L_L C_L$, la frecuencia de transición también puede ser formulada como:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_L}} \quad (5.13)$$

y se corresponde con la frecuencia en la que las celdas LH y RH experimentan un desfase de $\beta l = -90^\circ$ y $\beta l = +90^\circ$ respectivamente. El diagrama de dispersión de la Figura 5.6 (a) se muestra en la Figura 5.6 (b).

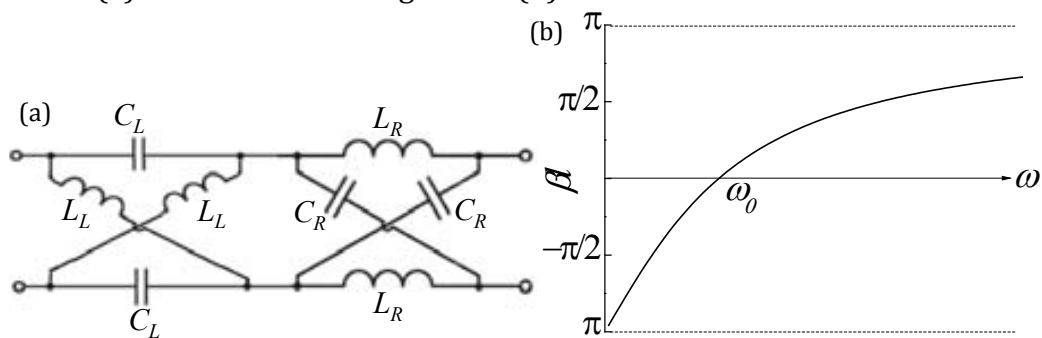


Figura 5.6. Celda unidad $CRLH$ de orden 2 formada mediante la cascada de dos redes *lattice* (LH y RH) de orden 1 (a) y su diagrama de dispersión (b).

Cabe destacar que las curvas de dispersión de las redes de la Figura 5.4 (a) y la Figura 5.6 (a) son similares aunque no existe ninguna transformación de los elementos que haga que las redes sean equivalentes. Sin nos fijamos con atención el diagrama de dispersión de la Figura 5.6 (b) es cóncavo para todas las frecuencias, sin embargo, para la celda $CRLH$ de orden 2 de la Figura 5.4 (a) el diagrama de dispersión es convexo para frecuencias por debajo de ω_o y cóncavo por encima (generando un punto de inflexión en ω_o). Aunque la síntesis de la cascada de dos celdas *lattice* de orden 1 LH y RH sea más simple que la de la celda $CRLH$ *lattice* de orden 2, la primera presenta ciertas limitaciones relacionadas con la curvatura de su diagrama de dispersión. Por ejemplo, es imposible implementar componentes duales basados en inversores duales ($\pm 90^\circ$) de impedancia basados en la celda de la Figura 5.6 (a) con una relación de frecuencias de operación inferior a 3.

La síntesis de líneas artificiales $CRLH$ con comportamiento pasa todo puede ser simplificada mediante la cascada de celdas unidad *lattice* con comportamiento LH puro y secciones de línea de transmisión convencional con la misma impedancia característica a la entrada y salida de la red LH *lattice* (Figura 5.7 (a)). En este caso, debido a la presencia de elementos distribuidos, el desfase que presenta la estructura crece. El diagrama de dispersión de este tipo de estructuras lo podemos ver en la Figura 5.7 (b).

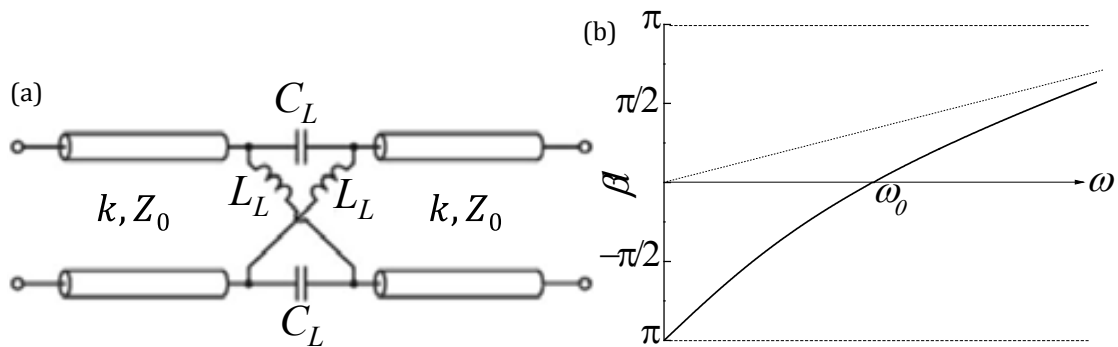


Figura 5.7. Celda unidad *CRLH* de orden 2 formada mediante la cascada de una red *LH lattice* pasa todo de orden 1 y secciones de línea de transmisión convencional (a) y su diagrama de dispersión (b).

A continuación se va a detallar el estado del arte en este tipo de estructuras en el rango de las microondas y la propuesta que se ha derivado de esta tesis para conseguir implementar este tipo de celdas *lattice* en tecnología plana y presentar los modelos eléctricos que se han obtenido.

5.2 Estructuras CRLH basadas en redes en celosía

En cuanto a la implementación, las redes *lattice* son estructuras diferenciales con ramas cruzadas, hecho que hace que su síntesis no sea relativamente fácil. Las líneas artificiales *CRLH* implementadas por *Bongard et al.* [141-143] están basadas en la combinación de redes *lattice* con comportamiento *LH* puro y secciones de línea de transmisión convencional. En [143], se proponía una estructura que utilizaba tecnología *parallel stripline* con la utilización de dos niveles de metal así como diferentes dieléctricos (Figura 5.8 (a)). El uso de varios niveles de metal responde a la necesidad de implementar las capacidades serie de la celda *LH lattice* y el uso de vías está relacionado con las inductancias cruzadas. La estructura, que fue diseñada para tener una frecuencia de transición situada en $f_0 = 6$ GHz, exhibe bandas de propagación anchas.

Mediante el uso de la celda unidad de la Figura 5.7 (a), se presentó en [144] una línea de transmisión *CRLH* integrada en silicio mediante el uso de tecnología *CPW* mono-capa (Figura 5.9). El aspecto interesante de la estructura presentada en [144] es que su implementación se ha realizado utilizando solo un nivel de metal. Ya que es necesario implementar capacidades serie en ambos conductores de la línea, los conductores que hacen de masa de la línea *host CPW* han de tener un ancho finito. Las capacidades se han implementado mediante el uso de interdigitados y las inductancias se han realizado en los *slots* de la línea *CPW*. El uso de *bridges* responde al hecho de que la estructura no es simétrica y esto puede excitar modos indeseados. La medida del prototipo (Figura 5.9(b)) muestra un comportamiento *CRLH* balanceado en la banda de frecuencias que se extiende entre 5 GHz y 35 GHz, con una frecuencia de transición de 20 GHz.

Vale la pena mencionar, que a partir de la equivalencia que existe entre las redes en celosía y las secciones de línea acopladas [145], se presentó en [140] una alternativa para el diseño de líneas *CRLH* con topología *lattice*. La celda unidad está basada en secciones *Schiffman* [146] acopladas en tecnología *microstrip*, que resulta de fácil implementación ya que no requiere el uso de vías o *bridges* como en las celdas presentadas en [141-145] y [147]. Obviamente, el uso de secciones de línea acopladas para realizar líneas *CRLH lattice* hace que el tamaño final aumente considerablemente ya que se trata de una solución totalmente distribuida y no basada en elementos semidiscretos o discretos.

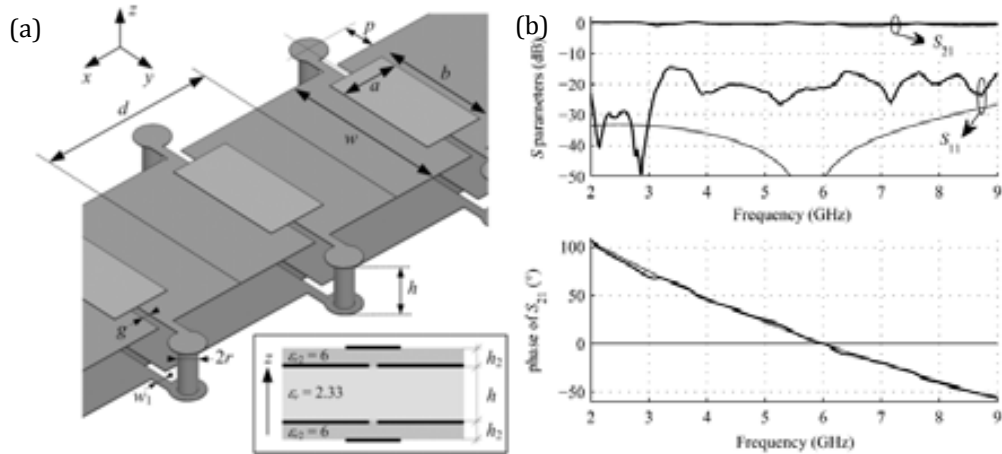


Figura 5.8. Línea de transmisión *CRLH* basada en celdas unidad *lattice* mediante múltiples dieléctricos y niveles de metal (a) y respuesta en frecuencia (b). Figura extraída de [143].

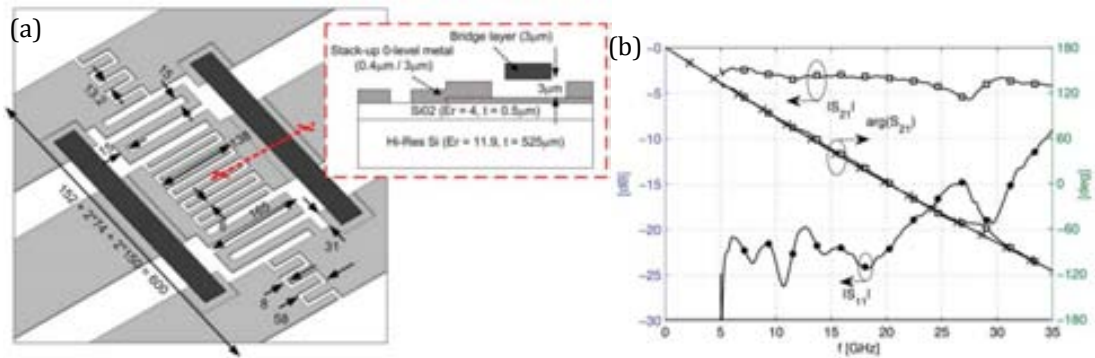


Figura 5.9. Línea de transmisión *CRLH* basado en celdas *lattice LH* en tecnología coplanar (*CPW*) integrada en silicio (a) y respuesta en frecuencia (b). Figura extraída de [144].

A continuación se van a presentar las celdas unidad *lattice* con propagación *LH* y *RH* implementadas en tecnología *microstrip* que se han propuesto en esta tesis. A la vista de las expresiones (5.4) y (5.6), queda claro que las celdas *lattice RH* y *LH* son estructuras pasa todo y pueden resultar muy interesantes para ensanchar el ancho de banda de operación de las líneas de transmisión *CRLH* basadas en carga-*CL* o en el modelo resonante. Obviamente, si se diseñan las celdas *lattice RH* y *LH* para tener la misma impedancia característica, al concatenar ambas celdas, se obtendrá un celda *CRLH* (Figura 5.6) pasa todo con una constante de fase que variará de -180° a DC hasta $+180^\circ$ para todas las frecuencias.

Para el diseño de la celda unidad *lattice* con propagación *RH*, se ha considerado la topología mostrada en la Figura 5.10. Básicamente, las capacidades de los brazos cruzados han sido implementadas mediante capacidades plano paralelas y las inductancias serie mediante *strips* con meandros. Las líneas de acceso a la estructura son diferenciales y sus referencias aparecen indicadas en la Figura 5.10 (b). Como ejemplo se ha diseñado una celda *lattice RH* con una impedancia característica de $Z_B = 50 \Omega$ y un desfase de 90° a 3 GHz. Mediante las ecuaciones (5.4) y (5.5), se han determinado que los valores que satisfacen las condiciones anteriores son: $L_s=2.652\text{nH}$ y $C_p=1.061\text{pF}$. El *layout* final de la estructura (después de realizar una optimización mediante el *software ADS Momentum*) se muestra en la Figura 5.10 (b).

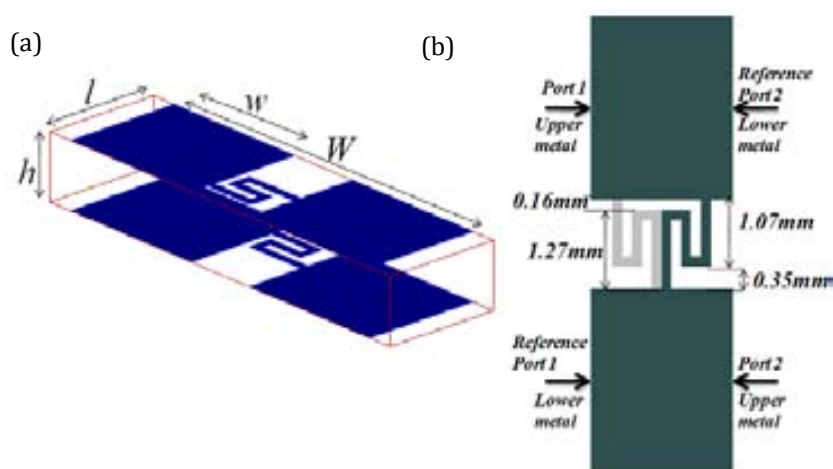


Figura 5.10. Visión 3D de la celda unidad *lattice RH* (a) con las dimensiones mas relevantes y vision 2D con los puertos y sus referencias (b). El sustrato considerado es un *Rogers RO3010* con $h = 1.27 \text{ mm}$ y $\epsilon_r = 10.2$. Las dimensiones son: $W = 7.39 \text{ mm}$ y $w = 2.98 \text{ mm}$. El ancho del meandro es de 0.16 mm .

La respuesta en frecuencia del *layout* de la Figura 5.10 (b) se muestra en la Figura 5.11. Como se puede apreciar, existe cierta discrepancia si se compara con la respuesta del circuito ideal. Se ha analizado dicha discrepancia y se ha atribuido a la presencia de una componente inductiva parásita (L') que ha sido incluida en el modelo eléctrico (Figura 5.12) para realizar la descripción de la celda de una manera más precisa.

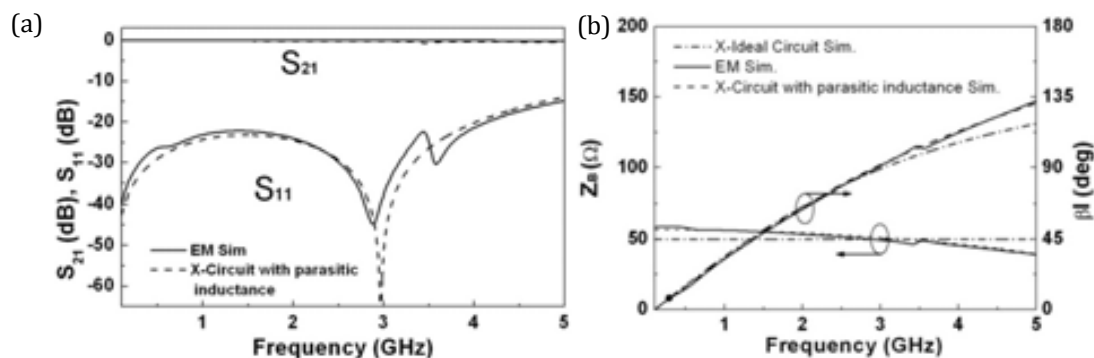


Figura 5.11. Respuesta en frecuencia del *layout* de la Figura 5.10 (b) (a) y resultado de la simulación EM de la impedancia característica y la constante de fase (b).

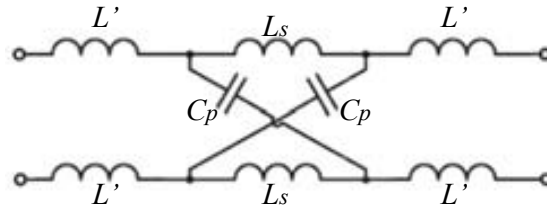


Figura 5.12. Modelo circuital de la celda unidad *RH* incluyendo la inductancia parásita (L').

Para el caso de considerar una celda unidad *lattice LH*, se ha optado por considerar la topología presentada en la Figura 5.13. En este caso, las capacidades serie han sido implementadas mediante un interdigitado y las inductancias de los brazos cruzados mediante *strips* delgados y vías. Para este tipo de celda, se ha impuesto un valor de impedancia característica de $Z_B = 50 \Omega$ y un desfase de -90° a 3 GHz. Mediante las ecuaciones (5.5) y (5.6), los elementos reactivos adquieren los siguientes valores: $L_p = 2.652 \text{ nH}$ y $C_s = 1.061 \text{ pF}$. La respuesta en frecuencia así como la impedancia característica y la constante de fase se muestran en la Figura 5.14. De la misma manera que ocurría con la celda unidad *lattice RH*, existe una discrepancia entre el modelo ideal y el la simulación *EM* del *layout* de la Figura 5.13 (b). Añadiendo una inductancia parásita (L') al modelo ideal es posible hacer una mejor descripción de la celda unidad (Figura 5.15).

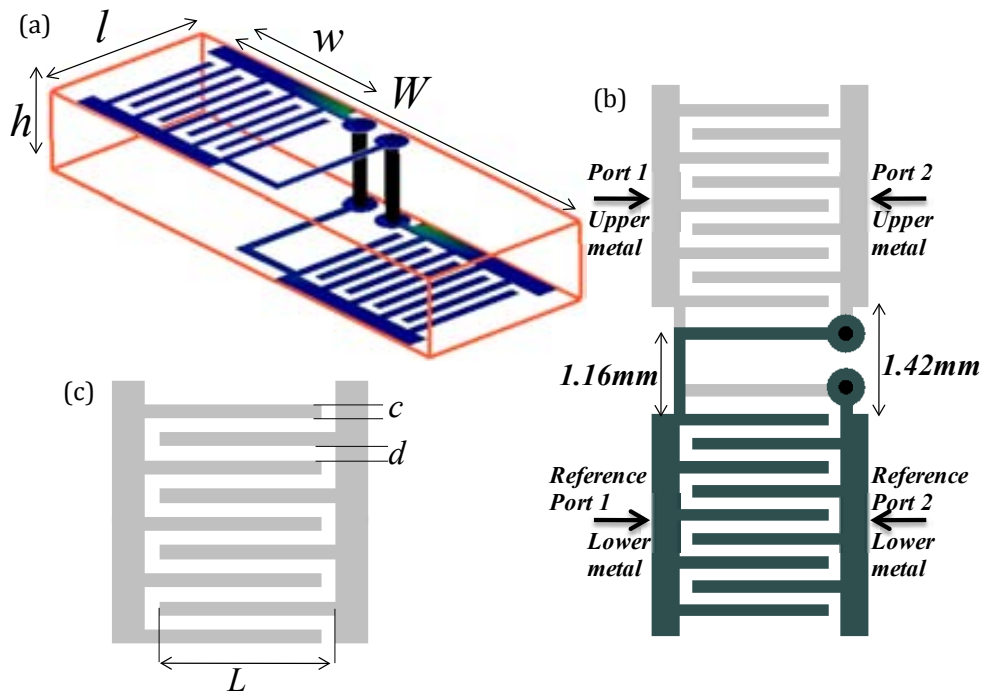


Figura 5.13. Visión 3D de la celda unidad *lattice LH* (a) con las dimensiones más relevantes, visión 2D con los puertos y sus referencias (b) y detalle de la capacidad interdigital (c). El sustrato considerado es un *Rogers RO3010* con $h = 1.27 \text{ mm}$ y $\epsilon_r = 10.2$. Las dimensiones son: $l = 2.9 \text{ mm}$, $W = 7.39 \text{ mm}$, $w = 2.98 \text{ mm}$, $c = d = 0.16 \text{ mm}$ y $L = 2 \text{ mm}$.

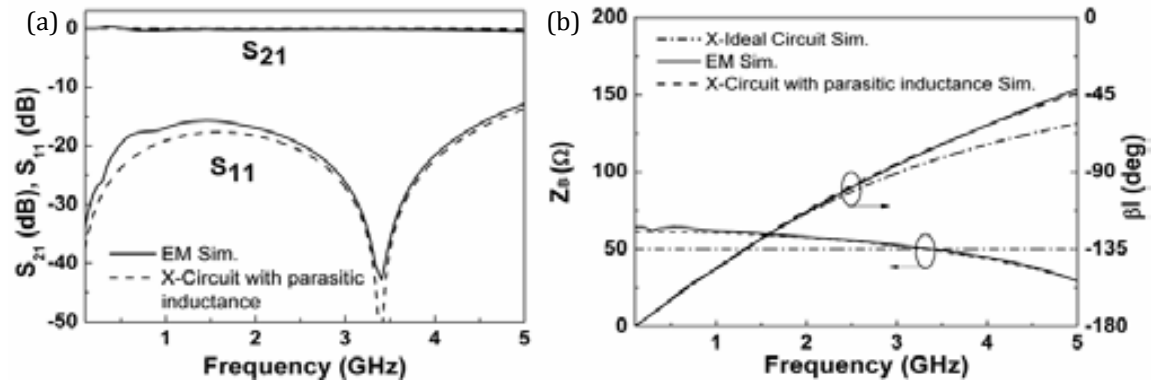


Figura 5.14. Respuesta en frecuencia del *layout* de la Figura 5.13 (a) y resultado de la simulación EM de la impedancia característica y la constante de fase (b).

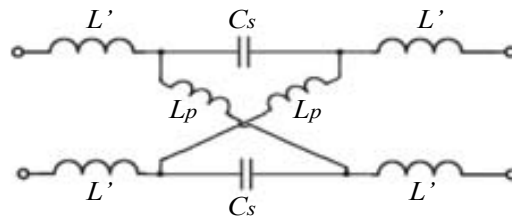


Figura 5.15. Modelo circuital de la celda unidad LH incluyendo la inductancia parásita (L').

Para validar las estructuras propuestas con anterioridad, se ha optado por caracterizar la celda unidad RH (Figura 5.10). Para obtener la impedancia característica, la constante de fase y los parámetros S de la estructura *lattice RH* se han concatenado en cascada dos *baluns* (*balanced to unbalanced*), uno a la entrada y otro a salida de la celda unidad *lattice RH* (Figura 5.16). El *balun* ha sido diseñado aisladamente para obtener una impedancia característica igual que la de la celda *lattice RH* verificando su adaptación por encima de 4 GHz.

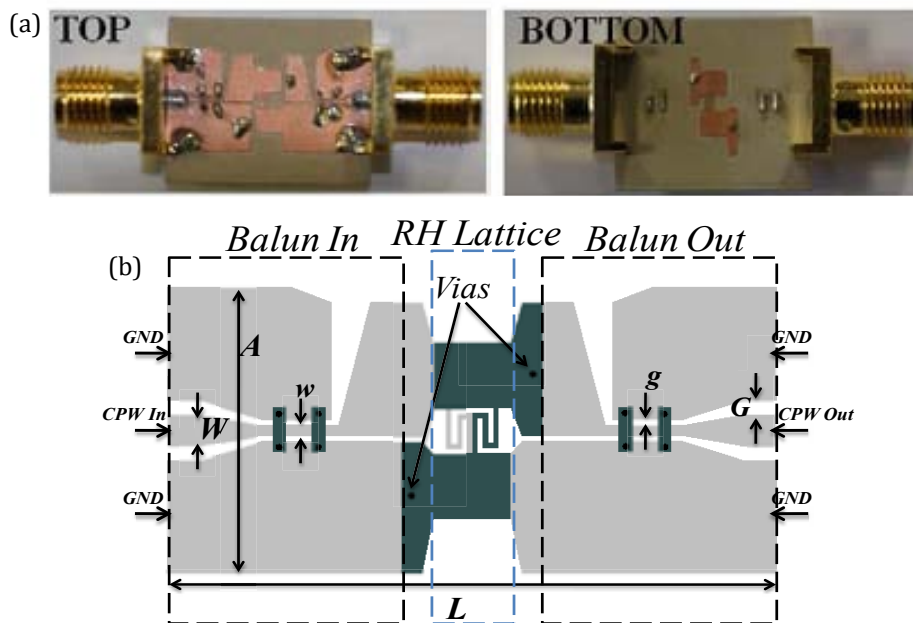


Figura 5.16. Fotografía (a) y topología (b) de la línea CRLH basada en celdas unidad *latticeRH* y *baluns* de entrada y salida. El sustrato considerado es un Rogers RO3010 con $h = 1.27$ mm y $\epsilon_r = 10.2$. Las dimensiones son: $W = 1$ mm, $G = 0.425$ mm, $w = 0.328$ mm, $g = 0.16$ mm, $L = 18$ mm y $A = 9.09$ mm.

La respuesta en frecuencia, así como la impedancia característica y el diagrama de dispersión se muestran en la Figura 5.17. El diagrama de dispersión (Figura 5.17 (c)) muestra una banda de propagación zurda a frecuencias bajas seguida de una banda diestra a altas frecuencias. Debido a la presencia de los *baluns*, la fase experimenta una inversión que provoca la aparición de la banda zurda dotando a la estructura entera de un comportamiento *CRLH*. Como se puede observar, la estructura no está perfectamente balanceada (Figura 5.17 (b)) y por esa razón, la impedancia varía fuertemente alrededor de 2 GHz que es donde aparece el *gap* de la banda prohibida. El ajuste entre simulación *EM* y medida es aceptable aunque aparezcan discrepancias, especialmente a *DC*.

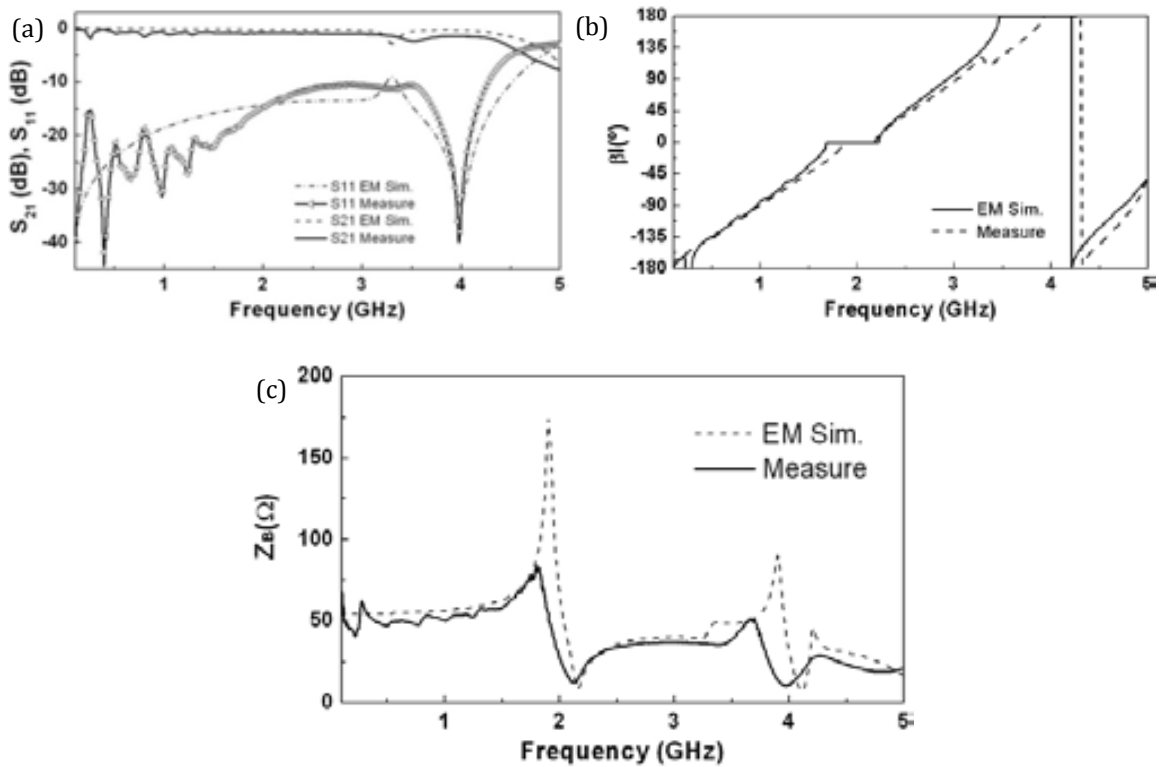


Figura 5.17. Respuesta en frecuencia de los parámetros S (a), diagrama de dispersión (b) e impedancia característica de la estructura de la Figura 5.16.

Una vez validadas las celdas *lattice* con comportamiento *LH* y *RH*, así como los circuitos eléctricos presentados [147], se va a proceder a implementar una aplicación en el rango de las microondas basándonos en el circuito de la Figura 5.7 para explorar las ventajas que nos ofrece trabajar con celdas *lattice*.

5.3 Divisor de potencia de doble banda mediante redes en celosía

En este apartado se va a abordar el diseño de un divisor de potencia de doble banda basado en inversores de impedancia mediante celdas *lattice LH* y secciones de línea de transmisión convencional (Figura 5.7). El divisor de potencia implementado tiene el esquemático de la Figura 5.18. La impedancia del inversor ($Z_A = 70.71 \Omega$) se ha escogido para tener buena adaptación considerando la impedancia de referencia de los puertos de $Z_o = 50 \Omega$. A las frecuencias de diseño (f_1 y f_2) el desfase introducido por los inversores es de $\pm 90^\circ$ y la impedancia vista desde la entrada de cada inversor viene dada por la siguiente expresión [93]:

$$Z_{in} = \frac{Z_A^2}{Z_o} \quad (5.14)$$

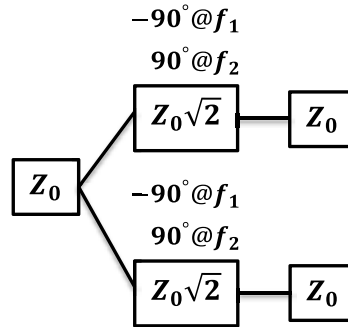


Figura 5.18. Esquemático del divisor de potencia dual.

Si se escogen las frecuencias de operación del inversor $f_1 = 1.7 \text{ GHz}$ y $f_2 = 5.4 \text{ GHz}$, las condiciones para implementar el inversor de impedancias quedan resumidas a continuación:

$$Z_A = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} = 70.71 \Omega \quad (5.15)$$

$$\arccos\left(-\frac{1 - L_L C_L \omega_1^2}{1 + L_L C_L \omega_1^2}\right) + \varphi_{TL}(\omega_1) = -90^\circ \quad (5.16)$$

$$\arccos\left(-\frac{1 - L_L C_L \omega_2^2}{1 + L_L C_L \omega_2^2}\right) + \varphi_{TL}(\omega_2) = +90^\circ \quad (5.17)$$

donde $\varphi_{TL}(\omega)$ es la fase de la sección de línea de transmisión, que viene dada por:

$$\varphi_{TL}(\omega) = kl_{TL} = \frac{\omega}{v_p} l_{TL} \quad (5.18)$$

donde v_p y l_{TL} son la velocidad de fase y la longitud de la sección de línea de transmisión respectivamente.

Resolviendo el sistema de ecuaciones formado por (5.15) a (5.17), se pueden determinar inequívocamente el valor de las variables teniendo en cuenta las frecuencias de diseño. Estos han sido: $L_L = 2.09$ nH, $C_L = 0.419$ pF y $l_{TL}/v_p = 19.18$ ps. Para la implementación del inversor de impedancias se ha optado por la topología mostrada en la Figura 5.19. Esencialmente, la capacidad serie de la celda *lattice LH* ha sido diseñada mediante *gaps* metálicos mientras que las inductancias de los brazos cruzados mediante *strips* estrechos y vías para poder conectar el metal superior con el inferior. Para completar el inversor, se han añadido en cascada secciones de línea de transmisión de impedancia característica 70.71Ω . Estas líneas de transmisión han sido implementadas mediante *DSPSL* [148] (del inglés, *Double Sided Parallel Strip Line*) con un *offset* de 0.66 mm (necesario para obtener la impedancia requerida) y han estado conectadas a la celda unidad *lattice LH* por medio de un *tapper* para adaptar ambas etapas.

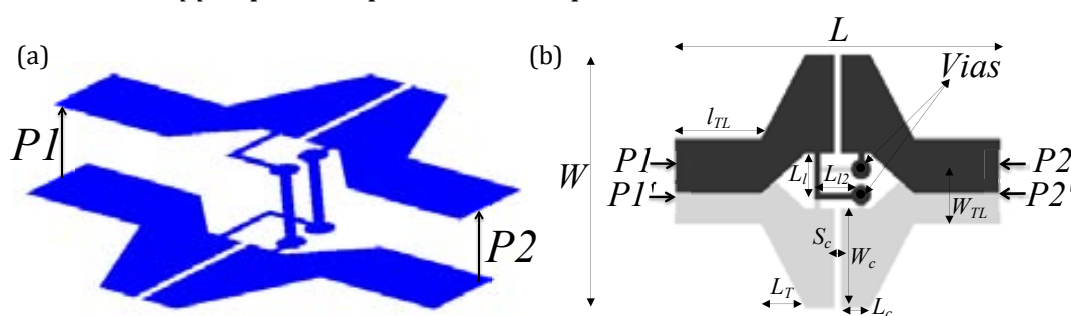


Figura 5.19. Visión 3D (a) y visión 2D (b) del inversor de impedancias dual basado en celdas *lattice LH* y secciones de línea de transmisión. El sustrato considerado es un *Rogers RO3010* con $h = 1.27$ mm y $\epsilon_r = 10.2$. Las dimensiones son: $W = 6.6$ mm, $L = 8.4$ mm, $W_c = 2.6$ mm, $L_c = 0.75$ mm, $S_c = 0.16$ mm, $l_{LT} = 2.22$ mm, $L_T = 1.13$ mm, $W_{TL} = 1.43$ mm, $L_i = 1.2$ mm y $L_{i2} = 0.95$ mm. El ancho de los *strips* inductivos es de 0.16 mm.

La Figura 5.20 muestra la comparativa del diagrama de dispersión y la impedancia característica obtenida para la estructura de la Figura 5.19 (b) (mediante simulación *EM* del *software ADS Momentum*) y el esquemático eléctrico con el valor de los elementos obtenidos inicialmente. Como se puede apreciar, se consigue obtener los valores de impedancia y constante de fase necesarios a las frecuencias de diseño. La estructura fabricada no está perfectamente balanceada (aparece un *gap* frecuencial alrededor de 3.4 GHz). Este *gap* se puede apreciar también en la impedancia pero no afecta al comportamiento ya que cerca de las frecuencias de diseño la impedancia se mantiene independiente con la frecuencia.

El *layout* y la fotografía del divisor de potencia dual con las dimensiones finales (después de realizar un proceso de optimización) se muestran en la Figura 5.21. Hay que destacar que la línea de acceso de 50Ω ha sido implementada mediante *DSPSL* (pero en este caso el *offset* es 0).

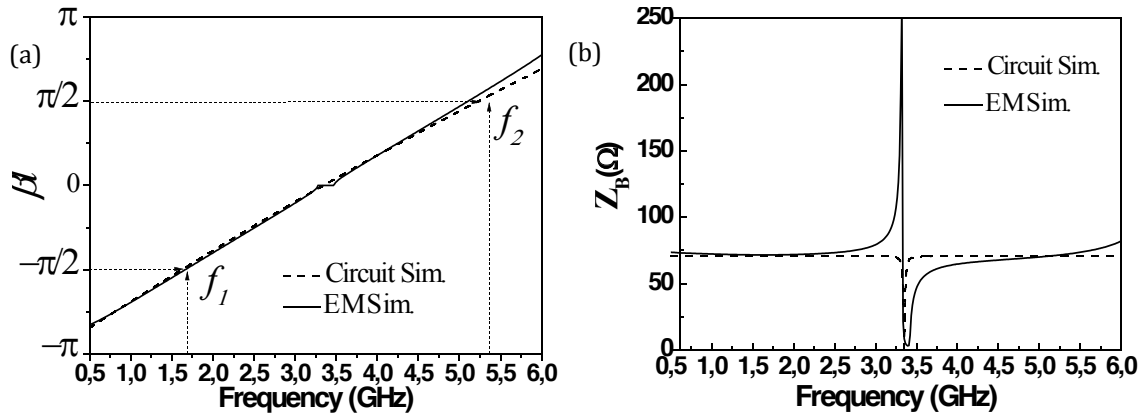


Figura 5.20. Diagrama de dispersión (a) e impedancia característica (b) del inversor de impedancias dual basado en la topología de la Figura 5.19.

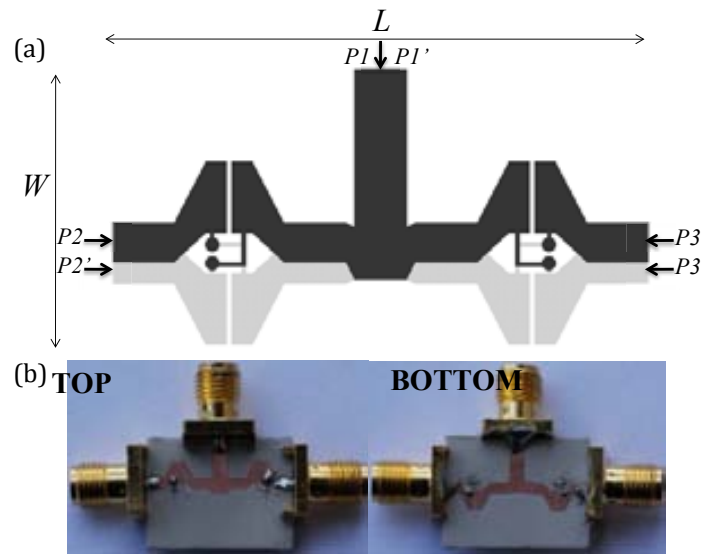


Figura 5.21. Topología (a) y fotografía (b) del divisor dual fabricado. El sustrato considerado es un Rogers RO3010 con $h = 1.27$ mm y $\epsilon_r = 10.2$. Las dimensiones son: $W = 9.9$ mm y $L = 19.2$ mm.

En la Figura 5.22 se muestra el resultado obtenido para la simulación *EM*, el equivalente circuital y la medida de los parámetros S_{21} (pérdidas de inserción) y S_{11} (pérdidas de retorno) del dispositivo de la Figura 5.21. El ajuste entre las tres curvas es razonable y muestra unas pérdidas de inserción *IL* (destacar que el nivel del S_{21} en este tipo de divisores es de 3 dB) y de retorno *RL* a las frecuencias de diseño tal que: $IL(f_1) = 3.6$ dB, $RL(f_1) = 21.3$ dB, $IL(f_2) = 3.7$ dB y $RL(f_2) = 20.7$ dB. El dispositivo final tiene unas dimensiones de $0.14\lambda_g \times 0.28\lambda_g$ (9.9 mm \times 19.2 mm), siendo λ_g la longitud de onda guiada a f_1 . Como se discutió en la sección 5.1, este tipo de estructuras exhiben (idealmente) una impedancia característica independiente de la frecuencia. Este fenómeno hace que los anchos de banda de operación de las estructuras *lattice* sea mucho mayor que en otros circuitos basados en celdas *CRLH*. El divisor de potencia dual presentado en esta sección muestra un nivel más o menos constante de pérdidas de inserción y un nivel de adaptación superior a 10 dB en el ancho de banda que cubre las dos frecuencias de diseño.

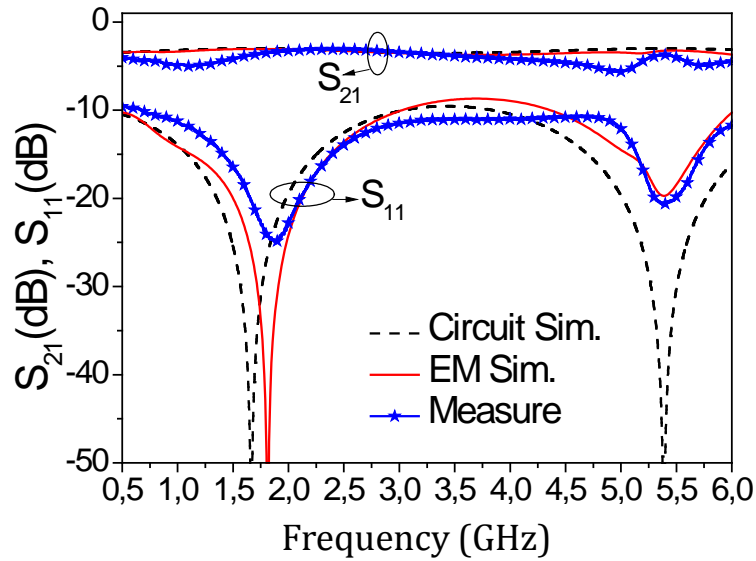


Figura 5.22. Respuesta en frecuencia del divisor de potencia dual (Figura 5.21) basado en celdas *LH lattice* y secciones de línea de transmisión diseñado para operar a $f_1=1.7\text{GHz}$ y $f_2=5.4\text{GHz}$. El parámetro S_{31} no se muestra ya que es similar al S_{21} .

En este capítulo se han analizado las estructuras *lattice* con propagación *LH*, *RH* y *CRLH* y se han propuesto y validado las celdas en tecnología plana, así como los circuitos eléctricos equivalentes. Como último punto de esta tesis, se ha diseñado e implementado un inversor de impedancia dual basado en una celda *LH lattice* y en un par de secciones de línea de transmisión convencionales. Este inversor dual ha sido utilizado con éxito en la implementación de un divisor de potencia dual (*T-Junction*)[149]. El divisor dual presentado muestra un gran ancho de banda de operación gracias a la independencia de la frecuencia que tiene la impedancia característica de las estructuras *lattice*.

6

Conclusiones y Líneas futuras

En conclusión, en esta tesis se han propuesto nuevas estrategias para la miniaturización de componentes planares de microondas que operan con señales diferenciales. Dentro de estos componentes, los trabajos recogidos en esta tesis abarcan el diseño y caracterización de filtros diferenciales con supresión del modo común y dispositivos diferenciales de doble banda tales como inversores de impedancia o divisores de potencia. Para llevar a cabo este propósito, se ha utilizado la teoría de líneas de transmisión artificiales basadas en conceptos metamaterial. Mediante el uso de la teoría clásica de filtros, se han diseñado filtros diferenciales totalmente planares y compactos con el valor añadido de mostrar un elevado grado de selectividad en frecuencia gracias a ceros de transmisión introducidos por dichos resonadores.

El contenido de esta tesis se ha dividido en cinco grandes capítulos (excluyendo el dedicado a las conclusiones). El contenido específico así como los objetivos logrados en cada capítulo (sin tener en cuenta el primer capítulo dedicado a motivación y al contenido general de esta tesis) se muestran con detalle a continuación:

- En el capítulo 2, se ha realizado una pequeña introducción a las líneas de transmisión diferenciales (y las consideraciones que hay que tener en cuenta al trabajar con este tipo de estructuras planares de microondas), así como un extenso repaso del estado del arte de componentes planares de microondas que operan con señales diferenciales y presentan supresión del modo común. El último punto del capítulo está dedicado a los dispositivos basados en conceptos de metamateriales, incluyendo un detallado resumen sobre las posibilidades que éstos ofrecen y sus topologías más relevantes en tecnología plana.

- El capítulo 3 está centrado en el diseño de nuevos filtros diferenciales con rechazo del modo común basados en resonadores metamaterial así como la obtención de dispositivos diferenciales, tales como divisores de potencia o inversores de impedancia, gracias al uso de líneas diferenciales *CRLH*. En este capítulo, el lector encontrará las herramientas y ecuaciones de diseño para poder implementar dispositivos de microondas en tecnología plana (*microstrip*) que utilicen señales diferenciales. En concreto, los dispositivos presentados son: (i) filtros diferenciales con anchos de banda elevados (del 30% al 130%) y buen rechazo del modo común (para este propósito, se han utilizado resonadores *OSRR*, *OCSRR* y resonadores semidiscretos *SIR*); (ii) inversores de impedancia basados en líneas de transmisión diferenciales *CRLH*, que se han aplicado a la implementación de un divisor de potencia dual.
- El capítulo 4 está focalizado en el diseño de filtros diferenciales con supresión del modo común basados en estructuras *EBGs*. Concretamente se ha utilizado este tipo de estructuras para cancelar la propagación del modo común en líneas de transmisión *microstrip* acopladas. En la segunda parte del capítulo se ha obtenido un filtro diferencial *UWB* con supresión del modo común y buena selectividad basado en estructuras *EBG* y carga de resonadores *SIR*.
- El último capítulo se centra en conseguir estudiar la posibilidad de obtener dispositivos planares de microondas con anchos de banda de operación aumentados gracias a celdas unidad en celosía (*Lattice*) con comportamiento *CRLH*. En este tipo de topologías, la dependencia de la impedancia característica con la frecuencia desaparece (con un apropiado diseño), provocando un ensanchamiento considerable de las bandas de operación. Como ejemplo demostrativo, se ilustra el diseño de un divisor de potencia de doble banda basado en la concatenación en cascada de celdas convencionales *RH* y celdas *lattice LH*.

En general, durante la realización de esta tesis, se ha conseguido abordar los objetivos propuestos en el primer capítulo. Estos objetivos estaban focalizados en la obtención de estructuras para microondas que operen con señales diferenciales y presenten buenas características funcionales y una fuerte cancelación del modo común en ciertas bandas de frecuencia controlables. En concreto, se ha realizado el estudio para lograr dispositivos diferenciales de microondas (filtros, inversores y divisores de potencia) mediante el uso de resonadores derivados de conceptos metamaterial y resonadores semidiscretos. Durante la realización de la tesis se ha dado solución a problemas que han surgido debido al alto grado de complejidad que presentaban ciertas topologías.

Debido a las diferentes líneas de investigación que se llevan a cabo dentro del grupo *CIMITEC*, es posible que el conocimiento adquirido en el diseño de estructuras diferenciales sea utilizado en el desarrollo de herramientas de síntesis, automática y desasistida (mediante algoritmos *ASM* -del inglés, *Aggressive Space Mapping*-), de circuitos de microondas balanceados.

Otra alternativa de futuro sería la opción de considerar el diseño de circuitos diferenciales de microondas con más de dos bandas de operación mediante el modelo circuital *extended-CRLH* (*E-CRLH*). La opción de considerar otro tipo de topologías para los resonadores utilizados en esta tesis también puede ser de gran interés para conseguir miniaturizar aún más las estructuras presentadas.

Referencias

- [1] B.-C. Tseng and L.-K. Wu, "Design of miniaturized common-mode filter by multilayer low-temperature co-fired ceramic," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 46,no. 4,pp. 571-579, Nov. 2004.
- [2] W.-T. Liu, C.-H. Tsai, T.-W. Han, and T.-L. Wu, "An embedded common-mode suppression filter for GHz differential signals using periodic defected ground plane," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18,no. 4,pp. 248-250, April 2008.
- [3] T.-L. Wu, C.-H. Tsai, T.-L. Wu, and T. Itoh, "A novel wideband common-mode suppression filter for gigahertz differential signals using coupled patterned ground structure," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57,no. 4,pp. 848-855, April 2009.
- [4] G.-H. Shiue, C.-M. Hsu, C.-F. Hsu, P.-W. Chiu, and S.-S. Tsai, "New wideband common-mode noise filter using quarter-wavelength resonator for high-speed differential signals," in *IEEE 19th Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems (EPEPS)*, Austin (Texas), pp. 257-260, Oct. 2010.
- [5] C.-H. Tsai and T.-L. Wu, "A broadband and miniaturized common-mode filter for gigahertz differential signals based on negative-permittivity metamaterials," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58,no. 1,pp. 195-202, Jan. 2010.
- [6] A. Fernandez-Prieto, J. Martel, J. Hong, F. Medina, S. Qian, and F. Mesa, "Differential transmission line for common-mode suppression using double side MIC technology," in *Proceedings of 41st European Microwave Conference (EuMC)*, Manchester (UK), pp. 631-634, 10-13 Oct. 2011.
- [7] J. Naqui, A. Fernández-Prieto, M. Durán-Sindreu, J. Selga, F. Medina, F. Mesa, and F. Martín, "Split rings-based differential transmission lines with common-mode suppression," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)* Baltimore, MD, pp. 1-4, Jun. 2011.
- [8] C.-H. Chang, R.-Y. Fang, and C.-L. Wang, "Bended differential transmission line using compensation inductance for common-mode noise suppression," *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 2,no. 9,pp. 1518-1525, Sept. 2012.
- [9] J. Naqui, A. Fernandez-Prieto, M. Duran-Sindreu, F. Mesa, J. Martel, F. Medina, and F. Martin, "Common-mode suppression in microstrip differential lines by means of complementary split ring resonators: theory and applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60,no. 10,pp. 3023-3034, Oct. 2012.
- [10] Y. Pang and Z. Feng, "A compact common-mode filter for GHz differential signals using defected ground structure and shorted microstrip stubs," in *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, China, 5-8 May 2012.

REFERENCIAS

- [11] A. Fernández-Prieto, J. Martel, F. Medina, F. Mesa, S. Qian, J. S. Hong, J. Naqui, and F. Martín, "Dual-band differential filter using broadband common-mode rejection artificial transmission line," *Progress in Electromagnetics Research-Pier*, vol. 139, pp. 779-797, April 2013.
- [12] C.-H. Wu, C.-H. Wang, and C. H. Chen, "Novel balanced coupled-line bandpass filters with common-mode noise suppression," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 2, pp. 287-295, Feb. 2007.
- [13] C.-H. Wu, C.-H. Wang, and C. H. Chen, "Stopband-extended balanced bandpass filter using coupled stepped-impedance resonators," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 7, pp. 507-509, July 2007.
- [14] C.-H. Wu, C.-H. Wang, and C. H. Chen, "Balanced coupled-resonator bandpass filters using multisection resonators for common-mode suppression and stopband extension," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 8, pp. 1756-1763, Aug. 2007.
- [15] T. Lim and L. Zhu, "Differential-mode ultra-wideband bandpass filter on microstrip line," *Electronics Letters*, vol. 45, no. 22, pp. 1124-1125, Oct. 2009.
- [16] T. B. Lim and L. Zhu, "A differential-mode wideband bandpass filter on microstrip line for UWB application," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 19, no. 10, pp. 632-634, Oct. 2009.
- [17] C.-H. Lee, C.-I. Hsu, and C.-C. Hsu, "Balanced dual-band BPF with stub-loaded SIRs for common-mode suppression," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, no. 2, pp. 70-72, Feb. 2010.
- [18] J. Shi and Q. Xue, "Novel balanced dual-band bandpass filter using coupled stepped-impedance resonators," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, no. 1, pp. 19-21, Jan 2010.
- [19] J. Shi and Q. Xue, "Dual-band and wide-stopband single-band balanced bandpass filters with high selectivity and common-mode suppression," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 8, pp. 2204-2212, Aug. 2010.
- [20] X.-H. Wang, Q. Xue, and W.-W. Choi, "A novel ultra-wideband differential filter based on double-sided parallel-strip line," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, no. 8, pp. 471-473, Aug. 2010.
- [21] A. M. Abbosh, "Ultrawideband balanced bandpass filter," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, no. 9, pp. 480-482, Sep. 2011.
- [22] T. B. Lim and L. Zhu, "Highly selective differential-mode wideband bandpass filter for UWB application," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, no. 3, pp. 133-135, March 2011.
- [23] H. Zhu, W. Feng, W. Che, and Q. Xue, "Ultra-wideband differential bandpass filter based on transversal signal-interference concept," *Electronics Letters*, vol. 47, no. 18, pp. 1033-1035, Sep. 2011.
- [24] C.-H. Lee, C.-I. Hsu, and C.-J. Chen, "Band-notched balanced UWB BPF with stepped-impedance slotline multi-mode resonator," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 22, no. 4, pp. 182-184, April 2012.

- [25] M. Li, F. Zhang, K. Choi, J. Lee, and J. C. Lee, "A differential-mode wideband bandpass filter for UWB application," *Progress in Electromagnetics Research Symposium Proceedings*, 2012.
- [26] X.-H. Wu and Q.-X. Chu, "Compact differential ultra-wideband bandpass filter with common-mode suppression," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 22, no. 9, pp. 456-458, Sep. 2012.
- [27] X.-H. Wang, H. Zhang, and B.-Z. Wang, "A novel ultra-wideband differential filter based on microstrip line structures," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 23, no. 3, pp. 128-130, March 2013.
- [28] L. Li, J. Bao, J.-J. Du, and Y.-M. Wang, "Compact Differential Wideband Bandpass Filters With Wide Common-Mode Suppression," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 24, no. 3, pp. 164-166, March 2014.
- [29] M.-Y. Chen, W. Hong, and M.-H. Ho, "Balanced BPF design using the substrate integrated waveguide," *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)*, pp. 25-27, 4-7 Dec. 2012.
- [30] M. H. Ho and C. S. Li, "Novel balanced BPF design using half-mode substrate integrated waveguide with common-mode suppression," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 55, no. 5, pp. 1112-1115, May. 2013.
- [31] H.-T. Ahn and D. J. Allstot, "A 0.5-8.5 GHz fully differential CMOS distributed amplifier," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 8, pp. 985-993, Aug. 2002.
- [32] J. W. May and G. M. Rebeiz, "A 40–50-GHz SiGe 1: 8 differential power divider using shielded broadside-coupled striplines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 7, pp. 1575-1581, July 2008.
- [33] K. Rawat and F. M. Ghannouchi, "Design methodology for dual-band Doherty power amplifier with performance enhancement using dual-band offset lines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 12, pp. 4831-4842, Dec. 2012.
- [34] B. Xia, L.-S. Wu, and J. Mao, "A new balanced-to-balanced power divider/combiner," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 9, pp. 2791-2798, Sept. 2012.
- [35] Y. Zhou, H.-w. Deng, and Y. Zhao, "Compact Balanced-to-Balanced Microstrip Diplexer With High Isolation and Common-Mode Suppression," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 24, no. 3, pp. 143-145, March 2013.
- [36] S. Zheng and W. Chan, "Differential RF Phase Shifter with Harmonic Suppression," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 6, pp. 2891-2899, June 2014.
- [37] W. R. Eisenstadt, *Microwave differential circuit design using mixed mode s-parameters*: Artech House, 2006.
- [38] R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, *Metamaterials with negative parameters: theory, design and microwave applications*, John Wiley & Sons, 2008.
- [39] E. Yablonovitch, "Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics," *Physical Review Letters*, vol. 58, no. 20, p. 2059, May 1987.

REFERENCIAS

- [40] S. John, "Strong localization of photons in certain disordered dielectric superlattices," *Physical Review Letters*, vol. 58,no. 23,pp. 2486-2489, June 1987.
- [41] M. G. Laso, "Cristales Electromagnéticos en Fibra Óptica y Tecnología Microstrip," Tesis Doctoral, Universidad Pública de Navarra, 2002.
- [42] B. D. Cullity, "Elements of X-ray Diffraction," *American Journal of Physics*, vol. 25,pp. 394-395, 1957.
- [43] F. Martín, 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,p. 3, Nov. 2002.
- [44] F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, T. Lopetegi, M. A. Laso, and M. Sorolla, "Dual electromagnetic bandgap CPW structures for filter applications," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13,no. 9,pp. 393-395, Sept. 2003.
- [45] F. Martin, J. Carreras, J. Bonache, F. Falcone, T. Lopetegi, M. Laso, and M. Sorolla, "Frequency tuning in electromagnetic bandgap nonlinear transmission lines," *Electronics Letters*, vol. 39,no. 5,pp. 440-442, March 2003.
- [46] F.-R. Yang, K.-P. Ma, Y. Qian, 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,no. 8,pp. 1509-1514, Aug. 1999.
- [47] 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,no. 2,pp. 69-71, Feb. 1998.
- [48] S. Miller, "Coupled wave theory and waveguide applications," *Bell System Technical Journal*, vol. 33,no. 3,pp. 661-719, 1954.
- [49] T. Lopetegi, "Photonic bandgap structures in microstrip technology: study using the coupled mode formalism and applications," Tesis Doctoral, Universidad Pública de Navarra, 2002.
- [50] T. Lopetegi, M. Laso, R. Gonzalo, M. Erro, F. Falcone, D. Benito, M. Garde, P. De Maagt, and M. Sorolla, "Electromagnetic crystals in microstrip technology," *Optical and quantum electronics*, vol. 34,no. 1-3,pp. 279-295, 2002.
- [51] T. Lopetegi, M. A. Laso, F. Falcone, F. Martin, J. Bonache, J. Garcia, L. Perez-Cuevas, M. Sorolla, and M. Guglielmi, "Microstrip" wiggly-line" bandpass filters with multispurious rejection," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14,no. 11,pp. 531-533, Nov. 2004.
- [52] F. Martin, J. Bonache, I. Gil, F. Falcone, T. Lopetegi, M. Laso, and M. Sorolla, "Compact spurious free CPW bandpass filters based on electromagnetic bandgap structures," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 40,no. 2,pp. 146-148, Jan.2004.
- [53] V. G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ," *Physics-Uspekhi*, vol. 10,no. 4,pp. 509-514, Jan.-Feb. 1968.

- [54] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. Robbins, and W. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 11, pp. 2075-2084, Nov. 1999.
- [55] J. García-García, J. Bonache, I. Gil, F. Martín, R. Marques, F. Falcone, T. Lopetegui, M. Laso, and M. Sorolla, "Comparison of electromagnetic band gap and split-ring resonator microstrip lines as stop band structures," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 44, no. 4, pp. 376-379, Feb. 2005.
- [56] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications*: John Wiley & Sons, 2005.
- [57] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity," *Physical Review Letters*, vol. 84, no. 18, p. 4184, May 2000.
- [58] J. Pendry, A. Holden, D. Robbins, and W. Stewart, "Low frequency plasmons in thin-wire structures," *Journal of Physics: Condensed Matter*, vol. 10, no. 22, p. 4785, March 1998.
- [59] 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," *Physical Review Letters*, vol. 89, no. 18, p. 183901, Oct. 2002.
- [60] D. Schurig, J. Mock, B. Justice, S. A. Cummer, J. Pendry, A. Starr, and D. Smith, "Metamaterial electromagnetic cloak at microwave frequencies," *Science*, vol. 314, no. 5801, pp. 977-980, Nov. 2006.
- [61] L. Jelinek, R. Marques, and M. Freire, "Accurate modeling of split ring metamaterial lenses for magnetic resonance imaging applications," *Journal of Applied Physics*, vol. 105, no. 2, p. 024907, Jan. 2009.
- [62] J. Valentine, S. Zhang, T. Zentgraf, E. Ulin-Avila, D. A. Genov, G. Bartal, and X. Zhang, "Three-dimensional optical metamaterial with a negative refractive index," *nature*, vol. 455, no. 7211, pp. 376-379, Sept. 2008.
- [63] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz, "Experimental verification of a negative index of refraction," *science*, vol. 292, no. 5514, pp. 77-79, April 2001.
- [64] 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 and Wireless Components Letters*, vol. 13, no. 12, pp. 511-513, Dec. 2003.
- [65] F. Martín, J. Bonache, F. a. Falcone, M. Sorolla, and R. Marques, "Split ring resonator-based left-handed coplanar waveguide," *Applied Physics Letters*, vol. 83, no. 22, pp. 4652-4654, Dec. 2003.
- [66] F. Falcone, T. Lopetegui, J. D. Baena, R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, "Effective Negative- ϵ Stopband Microstrip Lines based on Complementary Split Ring Resonators," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, p. 3, June 2004.

REFERENCIAS

- [67] F. Falcone, T. Lopetegi, M. Laso, J. Baena, J. Bonache, M. Beruete, R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, "Babinet principle applied to the design of metasurfaces and metamaterials," *Physical Review Letters*, vol. 93,no. 19,p. 197401, Nov. 2004.
- [68] W. Getsinger, "Circuit duals on planar transmission media," in *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, pp. 154-156, 1983.
- [69] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martín, R. M. Sillero, F. Falcone, T. Lopetegi, M. A. Laso, J. Garcia-Garcia, I. Gil, and M. F. Portillo, "Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53,no. 4,pp. 1451-1461, April 2005.
- [70] O. Isik and K. P. Esselle, "Analysis of spiral metamaterials by use of group theory," *Metamaterials*, vol. 3,no. 1,pp. 33-43, Nov. 2009.
- [71] J. D. Baena, R. Marqués, F. Medina, and J. Martel, "Artificial magnetic metamaterial design by using spiral resonators," *Physical review B*, vol. 69,no. 1,p. 014402, Jan. 2004.
- [72] R. Marqués, F. Medina, and R. Rafii-El-Idrissi, "Role of bianisotropy in negative permeability and left-handed metamaterials," *Physical review B*, vol. 65,no. 14,p. 144440, April 2002.
- [73] J. Martel, R. Marqués, F. Falcone, J. D. Baena, F. Medina, F. Martín, and M. Sorolla, "A new LC series element for compact bandpass filter design," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14,no. 5,pp. 210-212, May 2004.
- [74] A. Velez, F. Aznar, J. Bonache, M. C. Velazquez-Ahumada, J. Martel, and F. Martin, "Open complementary split ring resonators (OCSRrs) and their application to wideband CPW band pass filters," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*,vol. 19,no. 4,pp. 197-199, April 2009.
- [75] M. Duran-Sindreu, A. Velez, F. Aznar, G. Siso, J. Bonache, and F. Martin, "Applications of open split ring resonators and open complementary split ring resonators to the synthesis of artificial transmission lines and microwave passive components," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57,no. 12,pp. 3395-3403, Dec. 2009.
- [76] M. Durán-Sindreu Viader, "Miniaturization of Planar Microwave Components Based on Semi-Lumped Elements and Artificial Transmission Lines: Application to Multi-Band Devices and Filters," Tesis Doctoral, Universidad Autónoma de Barcelona, 2011.
- [77] M. Duran-Sindreu, G. Siso, J. Bonache, and F. Martin, "Planar multi-band microwave components based on the generalized composite right/left handed transmission line concept," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58,no. 12,pp. 3882-3891, Dec. 2010.
- [78] M. Durán-Sindreu, G. Sisó, J. Bonache, and F. Martín, "Fully planar implementation of generalized composite right/left handed transmission lines for quad-band applications," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, pp. 25-28, 2010.

- [79] M. Makimoto and S. Yamashita, "Compact bandpass filters using stepped impedance resonators," *Proceedings IEEE*, pp. 16-19, 1979.
- [80] F. Giannini, M. Salerno, and R. Sorrentino, "Design of low-pass elliptic filters by means of cascaded microstrip rectangular elements," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 30, no. 9, pp. 1348-1353, Sept. 1982.
- [81] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, "Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 7, pp. 1098-1107, July 2000.
- [82] L.-H. Hsieh and K. Chang, "Compact elliptic-function low-pass filters using microstrip stepped-impedance hairpin resonators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 1, pp. 193-199, Jan. 2003.
- [83] T.-N. Kuo, S.-C. Lin, and C. H. Chen, "Compact Ultra-Wideband Bandpass Filters Using Composite Microstrip-Coplanar-Waveguide Structure," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 10, pp. 3772-3778, Oct. 2006.
- [84] W.-H. Tu and K. Chang, "Microstrip elliptic-function low-pass filters using distributed elements or slotted ground structure," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 10, pp. 3786-3792, Oct. 2006.
- [85] M. C. Velazquez-Ahumada, J. Martel, and F. Medina, "Design of compact low-pass elliptic filters using double-sided MIC technology," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 1, pp. 121-127, Jan. 2007.
- [86] J. Yang and W. Wu, "Compact elliptic-function low-pass filter using defected ground structure," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 9, pp. 578-580, Sept. 2008.
- [87] F. Aznar, A. Velez, M. Durán-Sindreu, J. Bonache, and F. Martín, "Elliptic-function CPW low-pass filters implemented by means of open complementary split ring resonators (OCSRRs)," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 19, no. 11, pp. 689-691, Nov. 2009.
- [88] J. Selga, G. Siso, M. Gil, J. Bonache, and F. Martín, "Microwave circuit miniaturization with complementary spiral resonators: Application to high-pass filters and dual-band components," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 51, no. 11, pp. 2741-2745, Nov. 2009.
- [89] T. Yasuzumi, T. Uwano, and O. Hashimoto, "Microstrip high-pass filter with attenuation poles using cross-coupling," *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)*, pp. 107-110, 2010.
- [90] M. Durán-Sindreu, J. Bonache, and F. Martín, "Compact elliptic-function coplanar waveguide low-pass filters using backside metallic patterns," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, no. 11, pp. 601-603, Nov. 2010.
- [91] M. Durán-Sindreu, J. Bonache, and F. Martín, "Compact Wideband CPW Bandpass Filters With Transmission Zeros Based on Stepped Impedance Resonators (SIR)," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, no. 12, pp. 664-666, Dec. 2011.

REFERENCIAS

- [92] J. Naqui, M. Duran-Sindreu, and F. Martín, "On the symmetry properties of coplanar waveguides loaded with symmetric resonators: analysis and potential applications," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, pp. 1-3, June 2012.
- [93] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*: John Wiley & Sons, 2009.
- [94] C. Caloz and T. Itoh, "Application of the transmission line theory of left-handed (LH) materials to the realization of a microstrip" LH line", " *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation Society*, pp. 412-415, 2002.
- [95] G. V. Eleftheriades, A. K. Iyer, and P. C. Kremer, "Planar negative refractive index media using periodically LC loaded transmission lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 12, pp. 2702-2712, Dec. 2002.
- [96] A. Grbic and G. V. Eleftheriades, "Experimental verification of backward-wave radiation from a negative refractive index metamaterial," *Journal of Applied Physics*, vol. 92, no. 10, pp. 5930-5935, Nov. 2002.
- [97] A. A. Oliner, "A periodic-structure negative-refractive-index medium without resonant elements," *IEEE-APS/URSI International Symposium Digest*, San Antonio, Texas (USA), p. 41, 16-22, June 2002.
- [98] C. Caloz, "Dual composite right/left-handed (D-CRLH) transmission line metamaterial," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, no. 11, pp. 585-587, Nov. 2006.
- [99] C. Camacho-Penalosa, T. M. Martin-Guerrero, J. Esteban, and J. E. Page, "Derivation and general properties of artificial lossless balanced composite right/left-handed transmission lines of arbitrary order," *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 13, pp. 151-169, 2009.
- [100] G. Siso, M. Gil, J. Bonache, and F. Martín, "Generalized model for multiband metamaterial transmission lines," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 11, pp. 728-730, Nov. 2008.
- [101] A. Grbic and G. V. Eleftheriades, "Leaky CPW-based slot antenna arrays for millimeter-wave applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 11, pp. 1494-1504, Nov. 2002.
- [102] Y. Horii, C. Caloz, and T. Itoh, "Super-compact multilayered left-handed transmission line and diplexer application," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 4, pp. 1527-1534, April 2005.
- [103] F. Aznar, J. Bonache, and F. Martín, "Improved circuit model for left-handed lines loaded with split ring resonators," *Applied Physics Letters*, vol. 92, no. 4, p. 043512, Feb. 2008.
- [104] M. Durán-Sindreu, P. Vélez, J. Bonache, and F. Martín, "High-order coplanar waveguide (CPW) filters implemented by means of open split ring resonators (OSRRs) and open complementary split ring resonators (OCSRrs)," *Metamaterials*, vol. 5, no. 2, pp. 51-55, March 2011.

- [105] M. Gil, J. Bonache, I. Gil, J. García-García, and F. Martín, "Miniaturization of planar microwave circuits by using resonant-type left handed transmission lines," *IET Microwaves Antennas & Propagation*, vol. 1,p. 7, Feb. 2007.
- [106] N. Engheta and R. W. Ziolkowski, *Metamaterials: physics and engineering explorations*: John Wiley & Sons, 2006.
- [107] J. Garcia-Garcia, F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, J. D. Baena, I. Gil, E. Amat, T. Lopetegui, M. A. Laso, and J. A. M. Iturmendi, "Microwave filters with improved stopband based on sub-wavelength resonators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53,no. 6,pp. 1997-2006, June 2005.
- [108] M. Gil, J. Bonache, J. García-García, J. Martel, and F. Martín, "Composite Right/Left Handed (CRLH) Metamaterial Transmission Lines Based on Complementary Split Ring Resonators (CSRRs) and Their Applications to Very Wide Band and Compact filter Design," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55,no. 6,p. 9, June 2007.
- [109] J. Bonache, M. Gil, I. Gil, J. Garcia-Garcia, and F. Martin, "Limitations and solutions of resonant-type metamaterial transmission lines for filter applications: The hybrid approach," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 939-942, 2006.
- [110] J. Bonache, I. Gil, J. García-García, and F. Martín, "Novel microstrip bandpass filters based on complementary split-ring resonators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54,no. 1,pp. 265-271, Jan. 2006.
- [111] I.-H. Lin, M. DeVincentis, C. Caloz, and T. Itoh, "Arbitrary dual-band components using composite right/left-handed transmission lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52,no. 4,pp. 1142-1149, April 2004.
- [112] J. Bonache, G. Sisó, M. Gil, A. Iniesta, J. Garcia-Rincon, and F. Martin, "Application of composite right/left handed (CRLH) transmission lines based on complementary split ring resonators (CSRRs) to the design of dual-band microwave components," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18,no. 8,pp. 524-526, Aug. 2008.
- [113] G. Sisó, J. Bonache, and F. Martín, "Dual-band Y-junction power dividers implemented through artificial lines based on complementary resonators," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 663-666, 2008.
- [114] A. Rennings, T. Liebig, C. Caloz, and I. Wolff, "Double-Lorentz transmission line metamaterial and its application to tri-band devices," *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, pp. 1427-1430, 2007.
- [115] M. Studniberg and G. V. Eleftheriades, "Physical implementation of a generalized NRI-TL medium for quad-band applications," *European Microwave Conference*, pp. 408-411, 2007.
- [116] B. Chen, Y. Zhang, D. Wu, and K. Seo, "Novel composite right/left-handed transmission line for quad-band applications," *IEEE Singapore International Conference on Communication Systems, ICCS*, pp. 617-620, 2008.

REFERENCIAS

- [117] A. Papanastasiou, G. Georghiou, and G. Eleftheriades, "A quad-band Wilkinson power divider using generalized NRI transmission lines," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18,no. 8,pp. 521-523, Aug. 2008.
- [118] G. V. Eleftheriades, "Correction to "A Generalized Negative-Refractive-Index Transmission-Line (NRI-TL) Metamaterial for Dual-Band and Quad-Band Applications"[Jun 07 415-417]," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20,no. 2,pp. 130-130, 2010.
- [119] M. Studniberg and G. V. Eleftheriades, "A dual-band bandpass filter based on generalized negative-refractive-index transmission-lines," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 19,no. 1,pp. 18-20, Jan. 2009.
- [120] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip filters for RF/microwave applications* vol. 167: John Wiley & Sons, 2004.
- [121] J. Naqui, M. Durán-Sindreu, J. Bonache, and F. Martín, "Implementation of shunt-connected series resonators through stepped-impedance shunt stubs: analysis and limitations," *IET Microwaves Antennas and Propagation*, vol. 5,no. 11,pp. 1336-1342, Aug. 2011.
- [122] P. Velez, J. Naqui, A. Fernandez-Prieto, M. Duran-Sindreu, J. Bonache, J. Martel, F. Medina, and F. Martin, "Differential bandpass filters with common-mode suppression based on stepped impedance resonators (SIRs)," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IMS)*, pp. 1-4, June 2013.
- [123] P. Velez, M. Duran-Sindreu, A. Fernandez-Prieto, J. Bonache, F. Medina, and F. Martin, "Compact Dual-Band Differential Power Splitter With Common-Mode Suppression and Filtering Capability Based on Differential-Mode Composite Right/Left-Handed Transmission-Line Metamaterials," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13,pp. 536-539, March 2014.
- [124] B. Xia and J. Mao, "A new dual band balanced-to-balanced power divider",*Progress in Electromagnetics Research C*, vol. 37, pp. 53-66, Jan.2013.
- [125] P. Vélez, J. Naqui, A. Fernández-Prieto, J. Bonache, J. Mata-Contreras, J. Martel, F. Medina, and F. Martín, "Ultra-Compact (80 mm²) Differential-Mode Ultra Wideband (UWB) Bandpass Filters with Common-Mode Noise Suppression " *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (enviado)*.
- [126] P. Vélez, J. Naqui, M. Durán-Sindreu, J. Bonache, and F. Martín, "Broadband Microstrip Bandpass Filter Based on Open Complementary Split Ring Resonators," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2012,pp. 1-6, Oct. 2012.
- [127] M. Durán-Sindreu, P. Vélez, J. Bonache, and F. Martín, "Broadband Microwave Filters Based on Open Split Ring Resonators (OSRRs) and Open Complementary Split Ring Resonators (OCSRrs): Improved Models and Design Optimization," *Radioengineering*, vol. 20,no. 4,Dec. 2011.
- [128] P. Vélez, M. Durán-Sindreu, J. Naqui, J. Bonache, and F. Martín, "Common-mode suppressed differential bandpass filter based on open complementary split ring resonators fabricated in microstrip technology without ground plane etching," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 56,no. 4,pp. 910-916, April 2014.

- [129] P. Velez, J. Naqui, A. Fernandez-Prieto, M. Duran-Sindreu, J. Bonache, J. Martel, F. Medina, and F. Martin, "Differential Bandpass Filter With Common-Mode Suppression Based on Open Split Ring Resonators and Open Complementary Split Ring Resonators," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 23,no. 1,pp. 22-24, Jan. 2013.
- [130] F. Falcone, T. Lopetegi, and M. Sorolla, "1-D and 2-D photonic bandgap microstrip structures," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 22,no. 6,pp. 411-412, Sept. 1999.
- [131] T. Lopetegi, F. Falcone, and M. Sorolla, "Bragg reflectors and resonators in microstrip technology based on electromagnetic crystal structures," *International journal of infrared and millimeter waves*, vol. 20,no. 6,pp. 1091-1102, March 1999.
- [132] T. Lopetegi, M. A. Laso, J. Hernandez, M. Bacaicoa, D. Benito, M. J. Garde, M. Sorolla, and M. Guglielmi, "New microstrip "wiggly-line" filters with spurious passband suppression," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49,no. 9,pp. 1593-1598, Sept. 2001.
- [133] T. Lopetegi, M. A. Laso, M. J. Erro, M. Sorolla, and M. Thumm, "Analysis and design of periodic structures for microstrip lines by using the coupled mode theory," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12,no. 11,pp. 441-443, Nov. 2002.
- [134] M. A. Laso, T. Lopetegi, M. J. Erro, D. Benito, M. J. Garde, and M. Sorolla, "Multiple-frequency-tuned photonic bandgap microstrip structures," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10,no. 6,pp. 220-222, June 2000.
- [135] P. Vélez, J. Bonache, and F. Martín, "Differential Microstrip Lines with Common-Mode Suppression based on Electromagnetic Bandgaps (EBGs)," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters (pendiente de publicación)*.
- [136] J. García-García, J. Bonache, and F. Martín, "Application of electromagnetic bandgaps to the design of ultra-wide bandpass filters with good out-of-band performance," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54,no. 12,pp. 4136-4140, Dec. 2006.
- [137] R. Levy, "A new class of distributed prototype filters with applications to mixed lumped/distributed component design," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 18,no. 12,pp. 1064-1071, Dec. 1970.
- [138] R. Levy, "Synthesis of mixed lumped and distributed impedance-transforming filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 20,no. 3,pp. 223-233, March 1972.
- [139] P. Vélez, J. Mata-Contreras, J. Bonache, and F. Martín, "Ultra-Wideband (UWB) Balanced Bandpass Filters with Wide Stop Band and Intrinsic Common-Mode Rejection Based on Embedded Capacitive Electromagnetic Bandgaps (EBG)," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IMS)*, Tampa Bay (Florida), 2-6 June 2014.
- [140] J. Esteban, C. Camacho-Penalosa, J. E. Page, and T. M. Martin-Guerrero, "Generalized lattice network-based balanced composite right-/left-handed transmission lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60,no. 8,pp. 2385-2393, Aug. 2012.

REFERENCIAS

- [141] F. Bongard and J. R. Mosig, "A novel composite right/left-handed unit cell and potential antenna applications," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium AP-S*, pp. 1-4, 2008.
- [142] F. Bongard, J. Perruisseau-Carrier, and J. Mosig, "A novel composite right/left-handed unit cell based on a lattice topology: theory and applications," *2nd International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics*, 2008.
- [143] F. Bongard, J. Perruisseau-Carrier, and J. R. Mosig, "Enhanced CRLH transmission line performances using a lattice network unit cell," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 19, no. 7, pp. 431-433, July 2009.
- [144] J. Perruisseau-Carrier, F. Bongard, M. Fernandez-Bolanos, and A. M. Ionescu, "A microfabricated 1-D metamaterial unit cell matched from DC to millimeter-waves," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 21, no. 9, pp. 456-458, Sept. 2011.
- [145] J. E. Page, J. Esteban, and C. Camacho-Penalosa, "Lattice equivalent circuits of transmission-line and coupled-line sections," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 10, pp. 2422-2430, Oct. 2011.
- [146] B. M. Schiffman, "A new class of broadband microwave 90-degree phase shifters," *IRE Transactions Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-6, no. 2, pp. 232-237, April 1958.
- [147] P. Vélez, M. Durán-Sindreu, J. Bonache, and F. Martín, "Compact right-handed (RH) and left-handed (LH) lattice-network unit cells implemented in monolayer printed circuits," *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)*, Melbourne (AUS), pp. 534-537, Dec. 2011.
- [148] W. Che, L. Gu, and Y. Chow, "Formula derivation and verification of characteristic impedance for offset double-sided parallel strip line (DPSPL)," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, no. 6, pp. 304-306, June 2010.
- [149] P. Vélez, J. Bonache, and F. Martín, "Dual and broadband power dividers at microwave frequencies based on composite right/left handed (CRLH) lattice networks," *Photonics and Nanostructures-Fundamentals and Applications*, vol. 453, no. pp 10, May 2014.

Lista de publicaciones del autor

- [1] **P. Vélez**, J. Naqui, M. Durán-Sindreu, J. Bonache and F. Martín, "Broadband Microstrip Bandpass Filter Based on Open Complementary Split Ring Resonators", *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2012, pp. 1-6, Oct. 2012.
- [2] **P. Vélez**, J. Naqui, A. Fernández-Prieto, M. Durán-Sindreu, J. Bonache, J. Martel, F. Medina and F. Martín, "Differential Bandpass Filter With Common-Mode Suppression Based on Open Split Ring Resonators and Open Complementary Split Ring Resonators", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 23, no. 1, pp. 22-24, Jan. 2013.
- [3] **P. Vélez**, M. Durán-Sindreu, A. Fernández-Prieto, J. Bonache, F. Medina and F. Martín, "Compact Dual-Band Differential Power Splitter With Common-Mode Suppression and Filtering Capability Based on Differential-Mode Composite Right/Left Handed Transmission-Line Metamaterials", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.13, pp.536-539, March 2014
- [4] **P. Vélez**, J. Naqui, M. Durán-Sindreu, J. Bonache and F. Martín, "Common-mode suppressed differential bandpass filter based on open complementary split ring resonators fabricated in microstrip technology without ground plane etching", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 56, no. 4, pp. 910-916, April 2014.
- [5] **P. Vélez**, J. Bonache and F. Martín, "Dual and broadband power divider at microwave frequencies based on composite right/left handed (CRLH) lattice networks", *Photonics and Nanostructures Fundamentals and Applications*. vol.453, no.pp 10, May 2014.
- [6] **P. Vélez**, J. Bonache and F. Martín, "Differential Microstrip Lines with Common-Mode Suppression based on Electromagnetic Bandgaps (EBGs)", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. (pendiente de publicación)
- [7] **P. Vélez**, J. Naqui, A. Fernández-Prieto, J. Bonache, J. Mata-Contreras, J. Martel, F. Medina and F. Martín, "Ultra-Compact (80mm²) Differential-Mode Ultra Wideband (UWB) Bandpass Filters with Common-Mode Noise Suppression", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. (enviado)
- [8] A. Vélez, **P. Vélez**, J. Bonache and F. Martín, "Compact Power Dividers with Filtering Capability for Ground Penetrating Radar (GPR) Applications", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 54, no. 3, pp. 608-611, March 2012.
- [9] M. Durán-Sindreu, **P. Vélez**, J. Bonache and F. Martín, " High-order coplanar waveguide (CPW) filters implemented by means of open split ring resonators (OSRRs) and open complementary split ring resonators (OCSRrs)", *Metamaterials*, vol. 5, no.2-3, pp. 51-55, June-Sept. 2010.
- [10] M. Durán-Sindreu, A. Vélez, G. Sisó, **P. Vélez**, J. Selga, J. Bonache and F. Martín, "Recent Advances in Metamaterial Transmission Lines Based on Split Rings", *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, no.10, pp. 1701-1710, Oct. 2011.
- [11] M. Durán-Sindreu, **P. Vélez**, J. Bonache and F. Martín, " Broadband Microwave Filters Based on Open Split Ring Resonators (OSRRs) and Open Complementary Split Ring Resonators (OCSRrs): Improved Models and Design Optimization", *Radioengineering*, vol.20 no. 4, Dec. 2011.

Congresos Internacionales

- [1] **P. Vélez**, M. Durán-Sindreu, J. Bonache and F. Martín, "Compact right-handed (RH) and left-handed (LH) lattice-network unit cells implemented in monolayer printed circuits", *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)*, Melbourne (Australia), 8-12 Dec. 2011.
- [2] **P. Vélez**, J. Naqui, A. Fernández-Prieto, M. Durán-Sindreu, J. Bonache, J. Martel, F. Medina and F. Martín, "Differential bandpass filters with common-mode suppression based on stepped impedance resonators (SIRs)", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IMS)*, Seattle (Washington), 2-7 June 2013.
- [3] **P. Vélez**, M. Durán-Sindreu, J. Bonache and F. Martín, "Differential Dual-Band Impedance Inverter with Common Mode Suppression based on Composite Right/Left Handed (CRLH) Transmission Lines" *7th International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics – Metamaterials*, Bordeaux (France), 16-21 Sept. 2013.
- [4] **P. Vélez**, J. Mata-Contreras, J. Bonache and F. Martín, "Ultra-Wideband (UWB) Balanced Bandpass Filters with Wide Stop Band and Intrinsic Common-Mode Rejection Based on Embedded Capacitive Electromagnetic Bandgaps (EBG)", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IMS)*, Tampa Bay (Florida), 2-6 June 2014.
- [5] **P. Vélez**, I. de la Fuente, J. Bonache and F. Martín, " Common-Mode Suppressed Differential Transmission Lines Based on Periodic Structures", *IEEE Int. Symposium on Antennas and Propagation and URSI*, Memphis (Tennessee), 6-11 July 2014.
- [6] **P. Vélez**, J. Naqui, G. Zamora, I. de la Fuente, J. Bonache and F. Martín, "Applications of Electromagnetic Band Gaps (EBGs) in Microstrip and Balanced Microstrip lines", *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, Palm Beach (Aruba), 3-9 August 2014.
- [7] M. Durán-Sindreu, **P. Vélez**, J. Bonache and F. Martín, " Broadband Microwave Filters Based on Metamaterial Concepts" *International Conference on Applied Electromagnetics and Communications (ICECom)*, Dubrovnik (Croatia), 20-23 Sept. 2010.
- [8] M. Durán-Sindreu, **P. Vélez**, A. Vélez, J. Bonache and F. Martín, " Broadband filters based on OSRR and OCSRR balanced composite right/left handed transmission lines", *2nd International Conference on Metamaterials, Photonics Crystals and Plasmonics (META'10)*, Cairo (Egipto), 22-25 Feb. 2010.
- [9] M. Durán-Sindreu, **P. Vélez**, F. Paredes, G. Zamora, J. Bonache and F. Martín, "How can metamaterials help in aeronautics and transport?", *3rd International Conference on Metamaterials, Photonics Crystals and Plasmonics (META'12)*, París (Francia), 19-22 April. 2012.

