

# XXVII CONVOCATORIA DE PREMIOS “INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN”



PROYECTO FIN DE CARRERA

Metodología para la realización de antenas  
impresas basadas en estructuras  
metamateriales

Autor:  
Francisco Javier Herraiz Martínez

Tutor:  
Daniel Segovia Vargas  
Dpto. Teoría de la Señal y Comunicaciones  
Universidad Carlos III de Madrid

Leganés, Septiembre 2006

## ÍNDICE

1. Origen .....	pág. 3
2. Objetivos .....	pág. 4
3. Desarrollo.....	pág. 4
4. Conclusiones .....	pág. 8
5. Originalidad .....	pág. 9
6. Resultados .....	pág. 10
7. Aplicabilidad.....	pág. 13
Referencias.....	pág. 15
Anexo.....	pág. 17

## 1. ORIGEN

En los últimos años, uno de los principales temas de investigación por parte de ingenieros y físicos son los denominados metamateriales electromagnéticos (MTMs). Podríamos definir los MTMs como estructuras homogéneas y artificiales que poseen propiedades electromagnéticas que no se encuentran en la naturaleza. De esta definición se extrae directamente el hecho de que son construidos artificialmente por el ser humano. La forma de fabricar estas estructuras es mediante la repetición de un patrón o célula unitaria de periodo mucho menor que la longitud de onda guiada, en la práctica menor que un cuarto de la longitud de onda guiada. De esta forma, se consigue cumplir la condición de homogeneidad. Cuando esta condición se cumple, la estructura es electromagnéticamente uniforme a lo largo de la dirección de propagación y queda determinada por sus parámetros constitutivos a nivel macroscópico ( $\epsilon$  y  $\mu$ ), que dependen únicamente de la naturaleza de la célula unitaria.

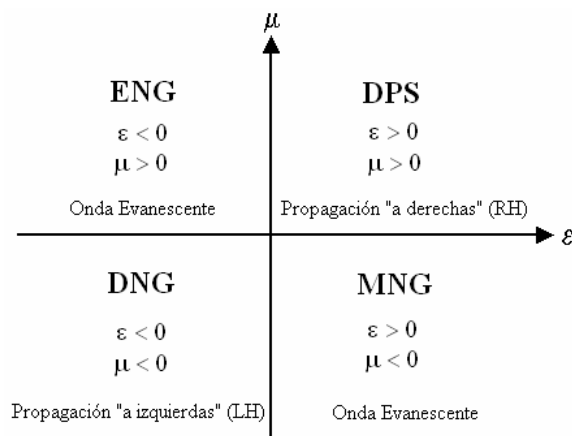


Fig. 1. Clasificación de los materiales convencionales y metamateriales en función de sus parámetros constitutivos.

En base a los parámetros constitutivos podemos distinguir entre materiales convencionales y MTMs y también es posible realizar una clasificación entre los distintos tipos de estructuras MTM (Fig. 1). Los materiales convencionales tienen parámetros constitutivos positivos ( $\epsilon > 0$  y  $\mu > 0$ ) y de ahí su denominación DPS (Double Positive). En cambio, los MTM tienen uno o ambos parámetros constitutivos negativos y esto nos permite clasificarlos en: MNG (Mu Negative) si tienen  $\mu < 0$  y  $\epsilon > 0$ , ENG (Epsilon Negative) si poseen  $\epsilon < 0$  y  $\mu > 0$  y DNG (Double Negative) con  $\epsilon < 0$  y  $\mu < 0$ . Cabe destacar que solamente es posible la propagación de ondas electromagnéticas en los materiales convencionales (DPS) y en los DNG.

El concepto de MTM con parámetros constitutivos DNG fue introducido por primera vez por el físico ruso Viktor Veselago en 1967 [1]. En este artículo, Veselago especuló teóricamente acerca de las extraordinarias propiedades físicas que se obtendrían con las estructuras DNG: efecto Doppler inverso, ley de Snell inversa en la interfaz de separación entre un medio DPS y DNG, radiación Vavilov-Cerenkov inversa, etc.

Hasta el año 2001 no se realizó la primera demostración experimental, llevada a cabo por el grupo de Smith de la UCSD [2-3]. Este primer metamaterial DNG estaba constituido por la combinación de Split Ring Resonators (SRRs) y Thin-Wires (TWs). Tanto las estructuras SRR como TW habían sido introducidos por Pendry del Imperial

College de Londres un par de años antes [4-5]. Pendry había conseguido realizar las primeras estructuras MTMs, ya que los SRRs tienen propiedades MNG y los TWs se comportan como ENG.

Una de las principales aplicaciones de los MTMs de tipo DNG que se han desarrollado en los últimos años es la realización de líneas de transmisión Left-Handed (LH) [6]. Esta denominación hace mención al fenómeno de propagación de ondas regresivas (“backward-waves”) que se manifiesta en que la tripleta formada los vectores  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$  sigue la “regla de la mano izquierda”, a diferencia de una línea de transmisión convencional en la que dicha tripleta sigue la “regla de la mano derecha”, lo que hace que la denominemos Right-Handed (RH).

Este Proyecto Fin de Carrera (PFC) constituye uno de los primeros trabajos de la aplicación de estructuras MTMs a la realización antenas impresas. Hasta el momento, los MTMs se han empleado como sustratos o superestratos de antenas y también para la realización de antenas leaky-wave. Recientemente, las líneas LH se han empezado a emplear para la realización de antenas miniaturizadas [7-8]. En nuestro caso, trataremos de aprovechar las excepcionales características de las líneas de transmisión LH para realizar antenas impresas compactas multifrecuencia.

## 2. OBJETIVOS

Se puede realizar una división orientativa del PFC en tres bloques, cada uno de ellos con unos objetivos:

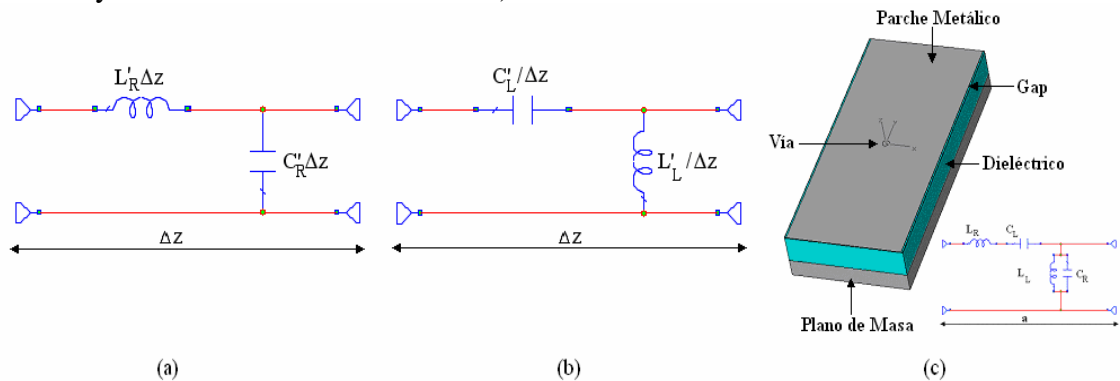
- Dada la novedad del tema, la primera parte del PFC tiene como objetivo la búsqueda bibliográfica y el estudio teórico de los MTMs. Para ello, se deben estudiar las propiedades físicas de los MTMs y a aclarar la terminología empleada. Posteriormente se debe introducir el modelo de línea de transmisión LH para el caso unidimensional y estudiar posibles implementaciones físicas. También debe estudiarse la extensión de este modelo y sus posibles implementaciones físicas para el caso de propagación bidimensional.
- El diagrama de dispersión es la principal herramienta que se emplea para determinar las frecuencias de funcionamiento de circuitos de microondas y antenas basadas en líneas de transmisión LH. El principal problema es que la obtención de este diagrama es muy costosa desde el punto de vista computacional. Por esta razón, el segundo objetivo del PFC consiste en el desarrollo de una metodología que permita el cálculo del diagrama de dispersión de una determinada célula unitaria LH con un coste computacional bajo y con un error muy pequeño.
- En el ámbito de las antenas, este PFC tiene como objetivo combinar MTMs con materiales convencionales para desarrollar antenas impresas compactas que funcionen a múltiples frecuencias. Estas antenas se podrán emplear en dispositivos móviles que funcionen simultáneamente como terminales de varios sistemas de comunicaciones sin hilos.

## 3. DESARROLLO

### 3.1. Estudio de los MTMs y líneas de transmisión CRLH

Para lograr el primer objetivo del PFC, en el primer capítulo se ha definido el concepto de MTM, se ha revisado la terminología empleada por los distintos grupos de investigación y se ha realizado un estudio teórico de las distintas propiedades físicas de los MTMs: demostración de las propiedades físicas de los MTMs a partir de las

ecuaciones de Maxwell, condiciones de contorno en presencia de MTMs, efecto Doppler inverso, Ley de Snell inversa, compensación de fase, efecto de doble foco y breve resumen de otras propiedades (naturaleza dispersiva, radiación Vavilov-Cerenkov inversa y efecto Goos-Hänchen inverso).



En el segundo capítulo se ha estudiado el modelo de línea de transmisión LH (Fig. 2 (b)) y se ha comparado con el RH (Fig. 2 (a)). La diferencia entre ambos es que el equivalente circuital de una línea RH está compuesto por una inductancia en serie y una capacidad en paralelo, mientras que el LH es el dual del anterior (capacidad en serie e inductancia en paralelo). En este capítulo también se ha discutido la posibilidad de implementar físicamente líneas LH, llegando a la conclusión de que en la práctica siempre van a existir unos efectos parásitos que nos impiden fabricar líneas LH. Sin embargo, sí es posible construir líneas CRLH (Composite Right/Left-Handed) cuyo equivalente circuital es la combinación de los efectos RH y LH y su comportamiento dominante es LH a bajas frecuencias y RH a altas frecuencias. Finalmente, en el segundo capítulo se realiza un repaso de las distintas implementaciones físicas de líneas CRLH que se han propuesto. Básicamente existen dos formas de implementar este tipo de líneas de transmisión: cargando una línea convencional con componentes concentrados o con componentes distribuidos. En este PFC se ha empleado la segunda configuración puesto que es más apropiada para aplicaciones de radiación.

El estudio teórico se ha completado en el tercer capítulo del PFC con la extensión del modelo de línea de transmisión CRLH al caso de redes bidimensionales. En este caso, las posibles implementaciones físicas están basadas en elementos distribuidos.

En este PFC se ha empleado una implementación basada en las estructuras de Sievenpiper (Fig. 2 (c)), conocidas como “champiñones” porque la célula unitaria consiste en un parche metálico sobre un sustrato y plano de masa. El parche superior está cortocircuitado mediante una vía con el plano de masa y además, presenta un gap de separación entre distintas células unitarias. El comportamiento LH de estas estructuras se consigue mediante la vía (inductancia paralelo) y el gap (capacidad en serie). Generalmente, las geometrías que se emplean son cuadradas o hexagonales, pero en este PFC se propone el empleo de una geometría rectangular para aumentar la capacidad en serie. De este modo, se consigue reducir la frecuencia de funcionamiento y adaptarla a las bandas de funcionamiento de los servicios de comunicaciones móviles, empleando una única capa de circuito impreso. Otros autores proponen el empleo de múltiples capas para solventar este problema [9], pero esta solución incrementa la complejidad y el coste de fabricación.

### 3.2. Método de las Autofrecuencias

El diagrama de dispersión de la célula unitaria es la herramienta fundamental para determinar la frecuencia de funcionamiento de las aplicaciones basadas en líneas de transmisión CRLH. El principal problema es que el cómputo de dicho diagrama se suele realizar por simulación de onda completa y es muy costo computacionalmente. El Método de las Autofrecuencias trata de solventar este problema. Los pasos que se han seguido para desarrollar el método han sido los siguientes:

1. El diagrama de dispersión de una célula unitaria CRLH depende de las cuatro frecuencias de resonancia que se obtienen combinando las capacidades y bobinas que componen la célula unitaria (Fig. 2 (c)). En primer lugar, se demuestra sólo existen tres incógnitas, ya que la cuarta frecuencia de resonancia se puede calcular en función de las tres anteriores.
2. Debemos tener en cuenta que una línea compuesta por células CRLH terminada en circuito abierto o cortocircuito es una estructura resonante. Por esta razón, este método propone calcular las frecuencias de resonancia (autofrecuencias) de una línea de transmisión y a partir de ellas, obtener el diagrama de dispersión de la célula unitaria.
3. Teniendo en cuenta los dos puntos anteriores, se resuelven las ecuaciones para las distintas autofrecuencias de una línea de transmisión CRLH y se llegan a unas expresiones muy sencillas que relacionan las incógnitas del diagrama de dispersión en función de las autofrecuencias de la línea CRLH.

Una vez que se ha desarrollado el método, los pasos que hay que seguir para aplicarlo son los siguientes:

4. Obtención mediante cálculo, simulación modal, circuital o medida de tres autofrecuencias de una línea de transmisión CRLH compuesta por células unitarias de las que deseamos obtener su diagrama de dispersión.
5. Aplicación de las ecuaciones propuestas por el método para obtener las incógnitas del diagrama de dispersión.
6. Representación del diagrama de dispersión.

En las secciones 4 y 6 se discutirán los resultados que ha proporcionado el Método de las Autofrecuencias.

### 3.3. Resonadores RH+CRLH+RH

Los resonadores CRLH tienen algunas propiedades interesantes que se pueden emplear para el diseño de antenas: relación entre modos no lineal, pares de modos (ej.  $n = \pm 1$ ) con distribuciones de campo equivalentes, existencia de un modo  $n = 0$  con longitud eléctrica cero. El problema es que la separación entre modos con distribuciones equivalentes es muy grande (por ejemplo 10 GHz) y por tanto, no se pueden emplear para realizar antenas útiles para diversos sistemas de comunicaciones móviles. Además, es complicado obtener antenas CRLH basadas en champiñones de Sievenpiper para las bandas de interés de servicios móviles (en torno a 2 GHz) y de ahí, que habitualmente se recurra a estructuras multicapa más complejas y caras.

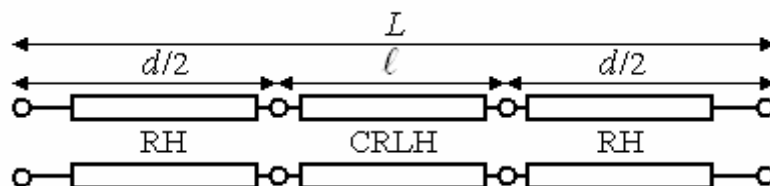


Fig. 3. Modelo de resonador propuesto. Se compone de una sección CRLH flanqueada por dos líneas RH.

El modelo de resonador que se ha propuesto en este PFC se muestra en la Fig. 3 y se compone de una sección de línea CRLH, flanqueada por dos secciones RH. De este modo, se consigue una gran compresión en el espectro de resonancias, se consigue reducir las frecuencias de funcionamiento y se siguen consiguiendo resonadores con dimensiones inferiores a los convencionales ( $\lambda/2$ ), a pesar de aumentar las dimensiones respecto a una estructura puramente CRLH.

### 3.4. Antenas multifrecuencia

El modelo propuesto anteriormente se ha empleado para diseñar una antena con dos modos dipolares (diagrama de radiación similar al modo fundamental de un parche) y un modo monopolar (diagrama de radiación similar al modo fundamental de un parche en anillo cortocircuitado) entre ambos (Fig. 4).

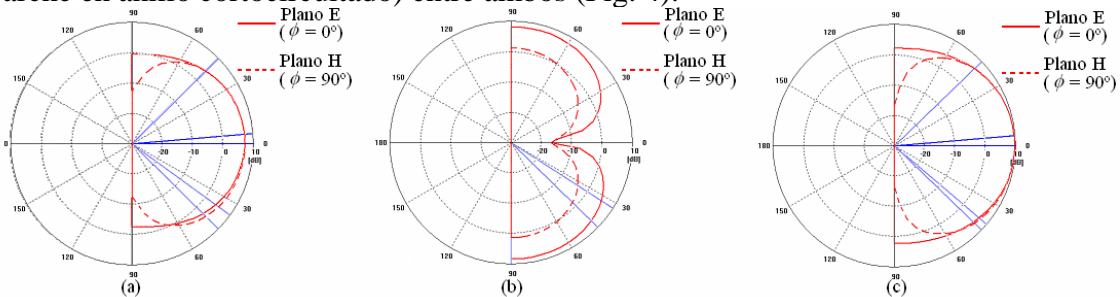


Fig. 4. Diagramas de radiación de la antena con dos modos dipolares (a) y (c) y uno monopolar (b).

Posteriormente, se han investigado parches microstrip rectangulares con células CRLH en su centro (Fig. 5). Estas estructuras también tienen como modelo de línea de transmisión equivalente el presentado en la Sección 3.3, aunque la existencia de la tira superior metálica sobre las células CRLH puede producir un mayor acoplamiento entre modos y el intercambio en el orden de aparición de los modos  $n = 0$  y  $n = +1$ . Este tipo de parches se ha empleado para realizar en diseño de una antena con dos modos dipolares.

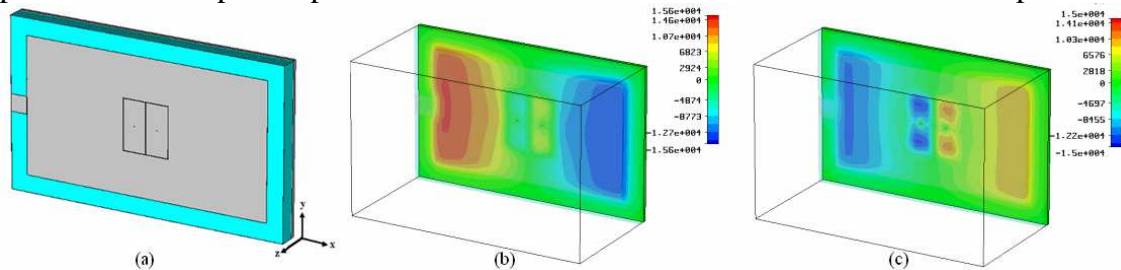


Fig. 5. (a) Parche microstrip con células CRLH en su centro. (b) Modo  $n = -1$ . (c) Modo  $n = +1$ .

Finalmente, se han estudiado los resonadores CRLH con propagación en 2-D. Estos resultados se han empleado para conseguir excitar modos con propagación ortogonal en los parches microstrip con células CRLH en su interior (Fig. 6). De este modo, se ha conseguido diseñar una antena de cuatro modos bipolares (dos frecuencias en una polarización lineal y las otras dos con la polarización ortogonal).

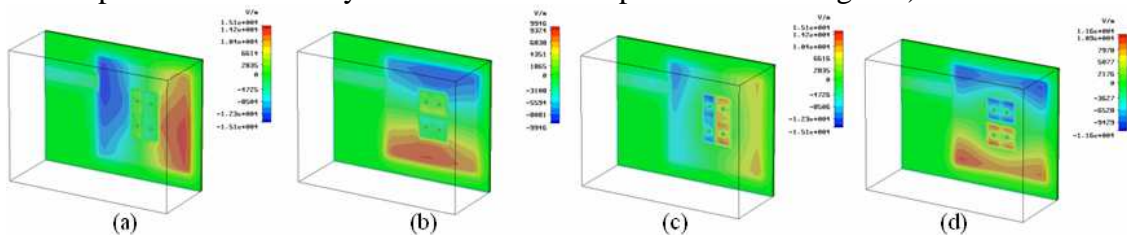


Fig. 6. Distribuciones de campo eléctrico de la antena de cuatro modos dipolares. (a) Modo [-1,0]. (b) Modo [0,-1]. (c) Modo [+1,0]. (d) Modo [0,+1].

## 4. CONCLUSIONES

Este PFC ha estado centrado en el desarrollo de una metodología de bajo coste computacional para la realización de aplicaciones basadas en líneas de transmisión CRLH y en la realización de antenas multifrecuencia basadas en la combinación de estructuras metamateriales y antenas impresas convencionales.

Tras el estudio teórico, el desarrollo de modelos teóricos y simulaciones, la fabricación de prototipos y medida de los mismos, se extraen las siguientes conclusiones de este PFC:

- Se ha desarrollado el Método de las Autofrecuencias que permite obtener el diagrama de dispersión de estructuras CRLH. Los resultados que se obtienen con este método tienen un error inferior al 5 %, siendo éste del mismo orden del que se consigue con un simulador de onda completa, pero reduciendo el tiempo de cómputo en más del 90 %. Este método se puede aplicar directamente a cualquier estructura física que tenga un equivalente circuital CRLH. Además, este método se puede emplear para el análisis de una estructura que ya esté construida o diseñada.
- Los resultados del Método de las Autofrecuencias se han validado mediante la construcción y medida de un prototipo de línea de transmisión CRLH. El error relativo del Método de las Autofrecuencias es el 3.5 % respecto a las medidas del prototipo, siendo menor que el cometido por el simulador de onda completa. Este método también se ha empleado para diseñar una antena miniaturizada formada por dos células CRLH. Un prototipo de esta antena se ha construido y medido.
- Se ha propuesto un modelo teórico de resonador que combina estructuras CRLH con líneas convencionales. Este modelo demuestra que es posible obtener resonadores con las características interesantes de las estructuras MTM (relación de dispersión no lineal, pares de modos con distribuciones de campo similares, capacidad de reducción de tamaño) y además conseguir ciertas propiedades interesantes adicionales (compresión del espectro de las resonancias, frecuencias de trabajo más bajas) que se pueden emplear para realizar antenas multifrecuencia para servicios móviles.
- A partir del modelo que combina estructuras CRLH y parches convencionales se han diseñado dos tipos de antenas: parche con dos modos dipolares y uno monopolar (funcionamiento simultáneo a tres frecuencias) y parche con dos modos dipolares (funcionamiento simultáneo a dos frecuencias).
- Los resultados anteriores se han extendido al caso de propagación de ondas electromagnéticas en 2-D. Como aplicación directa, se ha diseñado una antena con cuatro modos dipolares.
- Se han construido prototipos de los tres diseños anteriores. Las medidas han demostrado su correcto funcionamiento a múltiples frecuencias, obteniendo ganancias cercanas a las de un parche convencional y consiguiendo reducir el tamaño de los mismos.



## 5. ORIGINALIDAD

La originalidad de este PFC viene determinada por la temática, la metodología empleada y la aplicación que se ha realizado en el campo de las antenas.

Respecto a la temática de los metamateriales, ya hemos comentado en la introducción que se trata de uno de los temas de mayor relevancia en la actualidad. De hecho, este año se va a celebrar en Roma el primer congreso internacional dedicado exclusivamente a los metamateriales (<http://www.metamorphose-eu.org/Congress/>). Además, en Septiembre se celebró en España el primer encuentro de jóvenes investigadores en MTMs (Young Scientist Meeting on Metamaterial 2006, Sevilla).

En cuanto al Método de las Autofrecuencias que se ha desarrollado en este PFC, cabe decir que, desde nuestro conocimiento, es el primer método desarrollado para estructuras CRLH que propone una metodología de bajo coste computacional para el cálculo de su diagrama de dispersión. Además, este método se puede emplear tanto para el diseño de nuevas estructuras como para el análisis de las ya existentes. Todo esto ha dado lugar a su publicación en la revista IEEE Microwave and Wireless Components Letters (primer tercio de índice de impacto) [10]. Además, el Método de las Autofrecuencias fue presentado en el XXI Simposium Nacional de la URSI [11].

La aplicación de antenas multifrecuencia basadas en estructuras metamateriales es bastante novedosa. Hasta el momento, las estructuras metamaterial se habían empleado en antenas como sustratos, supersustratos o para la realización de antenas de tipo leaky-wave. Recientemente, se han comenzado a emplear las líneas CRLH como elementos radiantes para la realización de antenas en miniatura. Este PFC es el primer trabajo que emplea líneas CRLH para conseguir antenas multifrecuencia. En primer lugar, enunciemos las condiciones de funcionamiento de una antena para considerarla como multifrecuencial:

- Múltiples frecuencias de funcionamiento.
- Diagramas de radiación útiles a todas las frecuencias de funcionamiento.
- Ganancias significativas y del mismo orden de magnitud en todas las frecuencias de trabajo.

Podemos afirmar que las antenas que se han desarrollado en este PFC cumplen esta serie de condiciones y además son compactas (tamaño inferior a los parches convencionales) y de una única capa, lo que implica bajo coste y facilidad de fabricación. Por esta razón, se realizó una ponencia sobre estas antenas el YSMM'06 [12] y se han presentado una serie de trabajos a los congresos internacionales que van a tener lugar durante 2007. En concreto, los trabajos se han enviado a los siguientes congresos: IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2007 [13], Metamaterials 2007 [14] y 37th European Microwave Conference [15]. Asimismo se ha enviado un artículo a la revista IEEE Transactions on Antenna and Propagation (índice de impacto en primer tercio), que se encuentra en periodo de revisión [16].

Además, este PFC ha sido desarrollado bajo el siguiente proyecto de investigación:

- TIC 2005-3808: “Antenas multifrecuencia basadas en parches sobre estructuras periódicas”.

## 6. RESULTADOS

Este PFC tiene un marcado carácter experimental. Por esta razón, se han validado todos los resultados mediante la fabricación y medida de prototipos.

En primer lugar, se ha comprobado la validez del Método de las Autofrecuencias con una línea de transmisión CRLH compuesta por cuatro células unitarias. Para ello, se han calculado tres autofrecuencias para la línea de transmisión terminada en circuito abierto y se ha aplicado el método para obtener el diagrama de dispersión y las autofrecuencias del resto de los modos (Fig. 7 (a) en azul). Posteriormente, se ha realizado una simulación de onda completa (Fig. 7 (a) en rojo) para comparar los resultados que ofrece el Método de las Autofrecuencias con un procedimiento habitual. Se ha demostrado que el diagrama de dispersión es prácticamente similar en la zona LH y sólo difiere a muy altas frecuencias en la zona RH. El tiempo de computación se ha reducido en más del 90% empleando el Método de las Autofrecuencias respecto a la simulación de onda completa. Finalmente, se ha construido y medido un prototipo de la línea de transmisión (Fig. 7 (b)). Las frecuencias de resonancia del prototipo (Fig. 7 (a) en cuadros negros) difieren de las obtenidas mediante el Método de las Autofrecuencias en un 3.5%. Este error relativo es inferior al cometido por el simulador de onda completa. Además, como aplicación de este Método, se ha empleado para el diseño de una antena miniaturizada basada en dos células CRLH (Fig. 7 (c)).

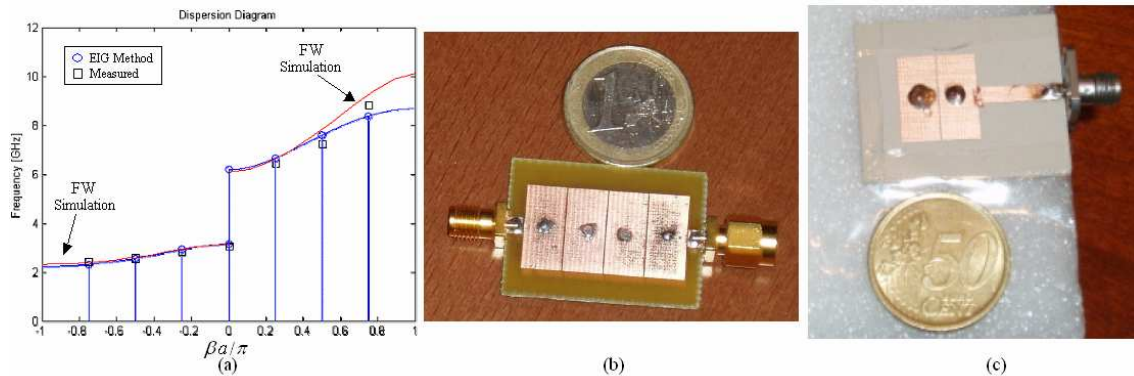


Fig. 7. (a) Comparación de los resultados obtenidos mediante el Método de las Autofrecuencias (azul), simulación de onda completa (rojo) y medidas (negro). (b) Prototipo de la línea de cuatro células CRLH. (c) Prototipo de la antena miniaturizada.

Para comprobar el correcto funcionamiento de las antenas multifrecuencia se ha realizado un prototipo de cada diseño propuesto. Para cada prototipo se han medido las pérdidas de retorno, la ganancia y valor de la componente contrapolar. También se han medido los diagramas de radiación de las antenas de dos y cuatro frecuencias. Esta última medida se ha tenido que realizar con posterioridad a la presentación del PFC, ya que no disponíamos de la instrumentación necesaria en el laboratorio del departamento.

La Fig. 8 muestra la fotografía del prototipo construido de la antena de tres frecuencias y su coeficiente de reflexión medido con el analizador de redes. Las frecuencias de resonancia del prototipo son  $f_{-1} = 2.82$  GHz,  $f_0 = 2.94$  GHz,  $f_{+1} = 3.16$  GHz y  $f_{+2} = 3.39$  GHz. Las pérdidas de retorno para cada una de ellas son  $-8.5$  dB a  $f_{-1}$ ,  $-13.2$  dB a  $f_0$ ,  $-16$  dB a  $f_{+1}$  y  $-18.5$  dB a  $f_{+2}$ .

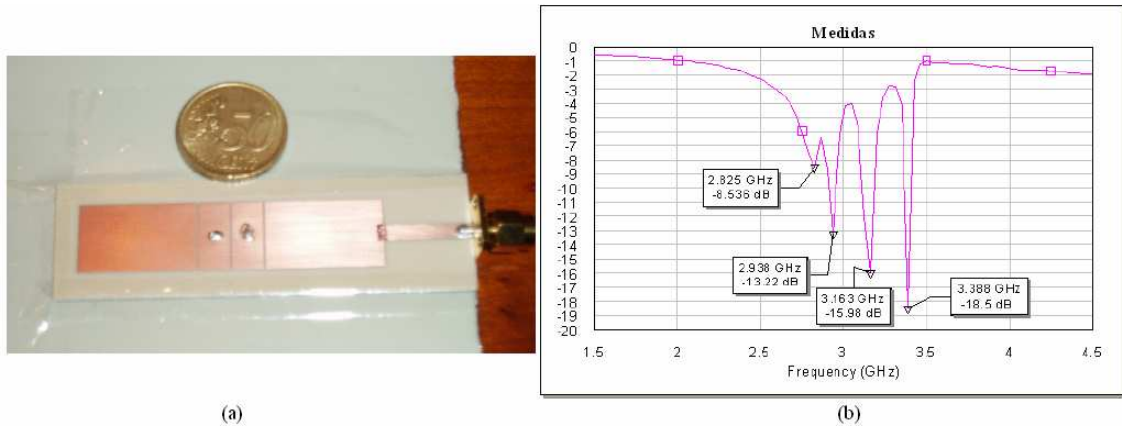


Fig. 8. Antena de dos modos dipolares y uno monopolar (tres frecuencias). (a) Fotografía del prototipo construido. (b) Medida del coeficiente de reflexión.

El prototipo de la antena de dos frecuencias y las medidas que hemos realizado de la misma se muestran en la Fig. 9. El parámetro de reflexión del prototipo medido con el analizador de redes ha sido  $|S_{11}| = -7.7$  dB a la frecuencia 1.74 GHz para el modo  $n = -1$  y  $|S_{11}| = -7.33$  dB a la frecuencia 2.75 GHz para el modo  $n = +1$ . Las longitudes del lado del parche son  $\lambda_0/3.58$  a la frecuencia del modo  $n = -1$  y  $\lambda_0/2.26$  a la frecuencia del modo  $n = +1$ . Por tanto, se ha conseguido un parche de dimensiones más reducidas que los convencionales de  $\lambda/2$ . La ganancia de este parche es 4 dB, que es bastante próxima a la que se consigue con parches convencionales. Esto quiere decir que hemos conseguido un buen compromiso entre tamaño y ganancia. Además, como puede verse en la Fig. (c)-(d), los diagramas de radiación son dipolares a las dos frecuencias de funcionamiento y los valores de polarización cruzada son muy bajos (por debajo de 45 dB en la dirección principal).

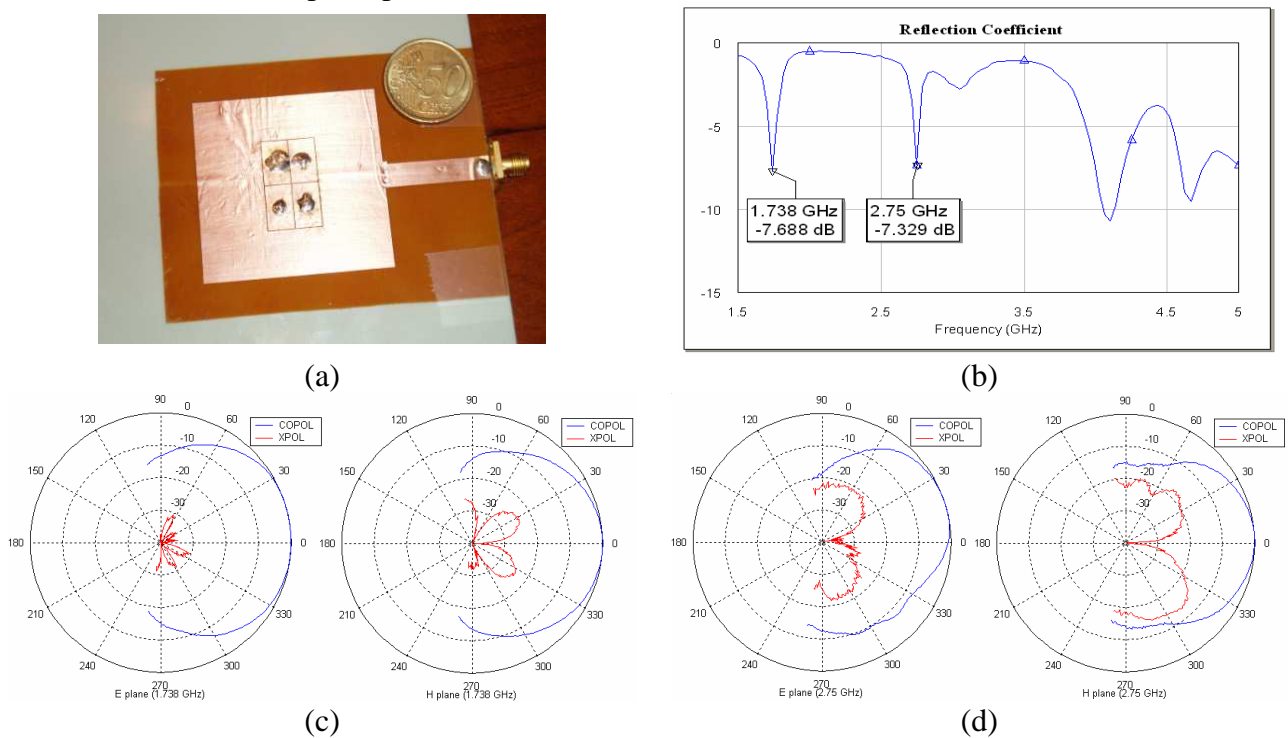


Fig. 9. Antena de dos frecuencias. (a) Prototipo construido. (b) Medida del coeficiente de reflexión. (c) Diagrama de radiación en plano E y plano H a  $f_{-1} = 1.738$  GHz. (d) Diagrama de radiación en plano E y plano H a  $f_{+1} = 2.75$  GHz.

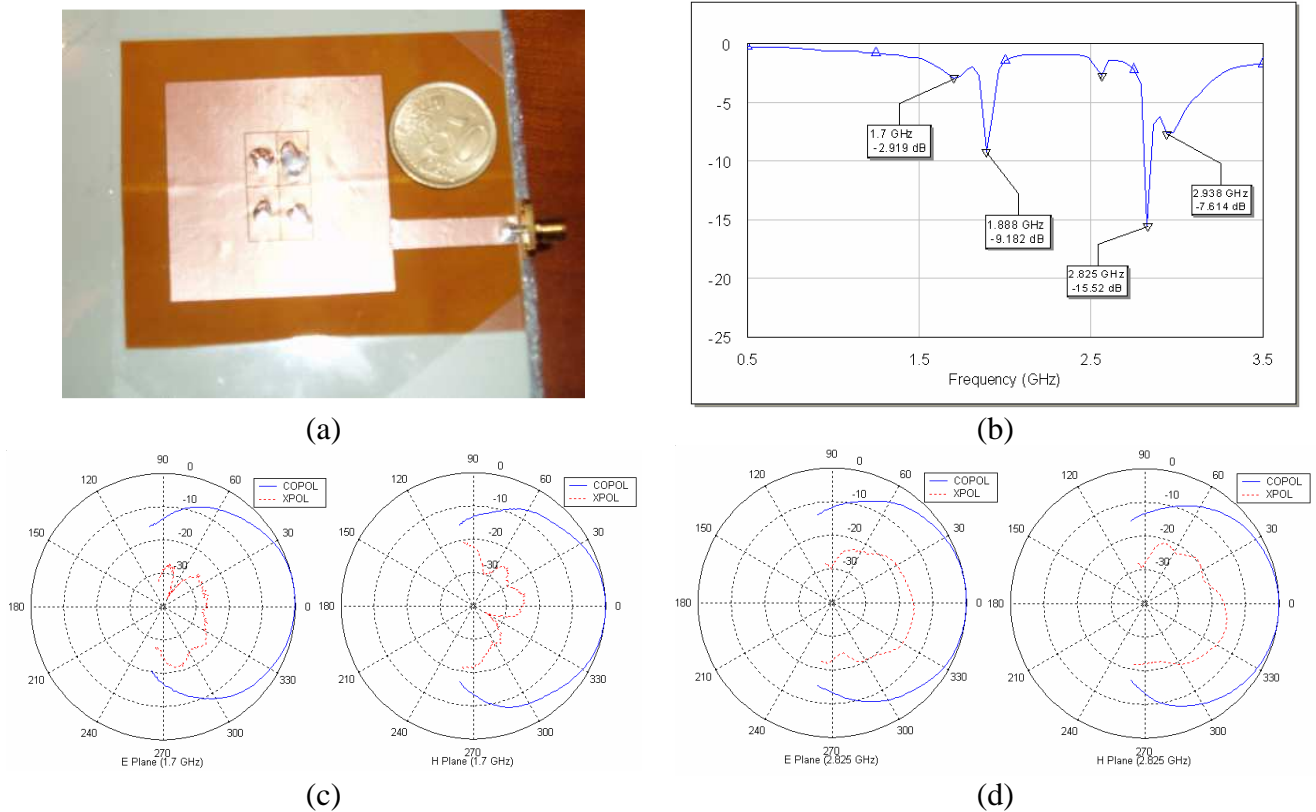


Fig. 10. Antena de cuatro frecuencias. (a) Prototipo construido. (b) Medida del coeficiente de reflexión. (c) Diagrama de radiación en plano E y plano H para el modo  $[-1,0]$ . (d) Diagrama de radiación en plano E y plano H para el modo  $[+1,0]$ .

El último prototipo que hemos construido es el de la antena de cuatro frecuencias (Fig. 10). Las frecuencias de resonancia de los modos son  $f_{[-1,0]} = 1.7$  GHz,  $f_{[0,-1]} = 1.89$  GHz,  $f_{[+1,0]} = 2.82$  GHz y  $f_{[0,+1]} = 2.94$  GHz. La ganancia de esta antena se encuentra en torno a los 5 dB para todos los modos con un rechazo de la componente contrapolar siempre superior a 28 dB. En la Fig. 10 (c)-(d) pueden verse los diagramas de radiación para dos modos. Los otros dos modos tienen un diagrama de radiación similar pero la polarización es ortogonal. La dimensión del lado del parche se encuentra entre  $\lambda_0/3.66$  para el modo más bajo y  $\lambda_0/2.12$  para el modo más alto, lo que significa que en este caso también se consigue reducir el tamaño respecto a los parches convencionales.

## 7. APLICABILIDAD

Como hemos visto en las secciones anteriores, la metodología desarrollada tiene una utilidad práctica, puesto que se ha empleado para diseñar y analizar antenas impresas y otras estructuras resonantes. Además, el reducido coste computacional de este método y sus resultados ajustados a la realidad permiten reducir el tiempo de diseño.

En cuanto a las antenas compactas multifrecuencia, se ha estudiado sus características, que a continuación se resumen:

- Parches impresos monocapa. Por tanto, son fáciles de fabricar y tienen un coste reducido.
- Funcionamiento a múltiples frecuencias (dos, tres o cuatro) con diagramas de radiación dipolares y monopolares. Esto significa que son adecuados para servicios de comunicaciones móviles y radionavegación.
- Separación entre modos a elección del diseñador (no tiene que ser un múltiplo como en los parches convencionales).
- Ganancias en torno a 4-5 dB en todos los modos de funcionamiento con un rechazo a la componente contrapolar elevado.
- Reducción del tamaño respecto a las dimensiones de los parches convencionales.

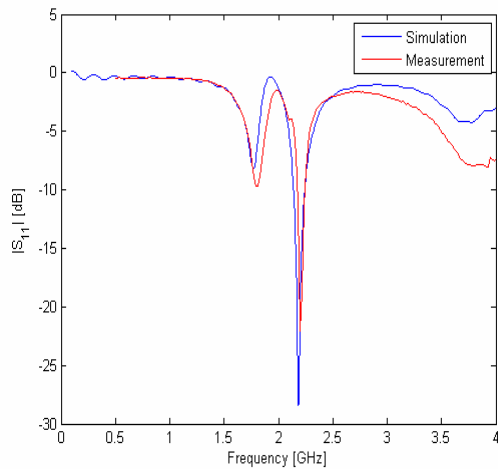
Teniendo en cuenta estas características, estas antenas son adecuadas para los terminales móviles que se emplean para múltiples servicios de comunicaciones, tal y como se comenta en varios capítulos de este PFC. Por ejemplo, la antena de dos frecuencias se puede emplear para un terminal que funcione en dos bandas distintas de telefonía móvil. Del mismo modo, la antena de cuatro frecuencias se puede emplear como transmisora y receptora de forma simultánea para servicios que se encuentren en dos bandas distintas, sin más que emplear una polarización para transmitir y la polarización ortogonal para recibir. La aplicación directa para la antena de tres frecuencias y dos modos es su empleo en terminales que den servicio simultáneo en dos bandas de telefonía móvil y un servicio de radionavegación. En este sentido, en los distintos capítulos y en las conclusiones del PFC se proponen algunos servicios concretos en los que se podrían emplear estas antenas: Bluetooth, GSM, DCS, UMTS, GPS-Galileo, etc.

Actualmente, podemos afirmar que ya hemos conseguido realizar un par de prototipos que funcionan en bandas de frecuencia de servicios de comunicaciones móviles y radionavegación. Estas antenas las hemos construido empleando las mismas estructuras que se han estudiado en este PFC y simplemente hemos tenido que escalar adecuadamente las dimensiones. Por ejemplo, la Fig. 11 muestra los coeficiente de reflexión medidos para los prototipos que funcionan en las bandas de: (a) DCS y UMTS; (b) GSM, GPS-Galileo, UMTS.

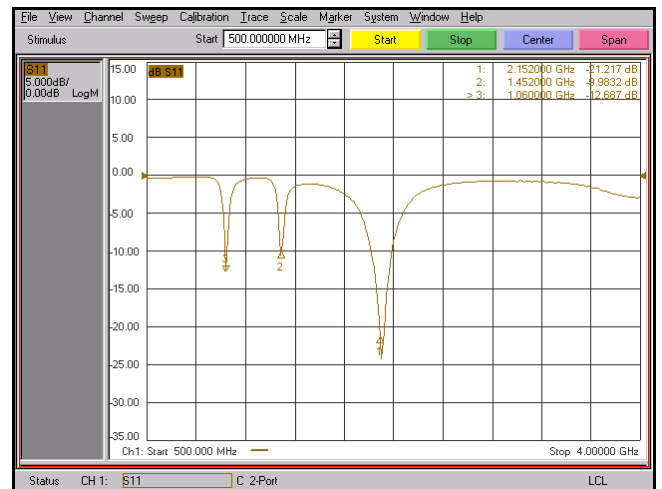
En este PFC también se proponen otras aplicaciones directas de estas antenas y en las que nos encontramos investigando en la actualidad:

- Empleo de estos parches como elementos de arrays.
- Antenas multifrecuencia en polarización circular, como aplicación directa de la antena de cuatro frecuencias.

- Combinación con circuitos multifrecuencia basados en estructuras metamateriales para obtener antenas activas y cabezales de radiofrecuencia que funcionen en múltiples servicios.



(a)



(b)

Fig. 11. Parámetro de reflexión medido para los prototipos que funcionan en múltiples servicios de comunicaciones y radionavegación: (a) DCS-UMTS. (b) GSM-Galileo-UMTS.

## REFERENCIAS

- [1] V. Veselago, “The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$ ”, *Soviet Physics Uspekhi*, vol. 10, no. 4, pp. 509-514, 1968.
- [2] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser y S. Schultz, “Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity”, *Physics Rev. Lett.*, vol. 84, no. 18, pp. 4184-4187, Mayo 2000.
- [3] R. A. Shelby, D. R. Smith y S. Schultz, “Experimental verification of a negative index of refraction”, *Science*, vol. 292, no. 5514, pp. 77-79, Abril 2001.
- [4] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robins y W. J. Stewart, “Low frequency plasmons in thin-wire structures”, *J. Physics Condens. Matter*, vol. 10, pp. 4785-4809, 1998.
- [5] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robins y W. J. Stewart, “Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 11, pp. 2075-2084, 1999.
- [6] A. Lai, C. Caloz y T. Itoh, “Composite right/left-handed transmission line metamaterials”, *IEEE Microwave Magazine*, vol. 5, pp. 34-50, Septiembre 2004.
- [7] M. Schüßler, J. Freese y R. Jakoby, “Design of Compact Planar Antennas using LH Transmission Lines,” *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, vol. 1, pp. 209-212, Junio 2004.
- [8] C. J. Lee, K. M. K. H. Leong y T. Itoh, “Composite Right/Left-Handed Transmission Line Based Compact Resonant Antennas for RF Module Integration,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 8, pp. 2283-2291, Agosto 2006.
- [9] A. Sanada, C. Caloz y T. Itoh, “Planar Distributed Structures With Negative Refractive Index,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 4, pp. 1252-1263, Abril 2004.
- [10] F. J. Herraiz-Martínez, V. González-Posadas, F. Iñigo-Villacorta y D. Segovia-Vargas, “Low-cost Approach based on an Eigenfrequency Method to obtain the Dispersion Diagram in CRLH Structures”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no.1, pp. 13-15, Enero 2007.
- [11] F. J. Herraiz-Martínez, V. González-Posadas y D. Segovia-Vargas, “Análisis y diseño de resonadores CRLH aplicado a antenas miniaturizadas”, *XXI Simposium Nacional de la USI*, Oviedo, España, Septiembre 2006.
- [12] F. J. Herraiz-Martínez, V. González-Posadas y D. Segovia-Vargas, “Multi-Frequency Microstrip Patch Antennas Based on Metamaterial Structures”, *Young Scientist Meeting on Metamaterial 2006*, Sevilla, España, Noviembre 2006.

- [13] F. J. Herraiz-Martínez, V. González-Posadas y D. Segovia-Vargas, “Multi-Frequency Microstrip Patch Antennas Based on Metamaterial Structures”, enviado a *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2007*.
- [14] F. J. Herraiz-Martínez, V. González-Posadas y D. Segovia-Vargas, “Compact Dual-Mode and Triple-Frequency Circular Patch Antenna Based on Metamaterial Structures”, enviado a *Metamaterials 2007 (First International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwave and Optics)*.
- [15] F. J. Herraiz-Martínez, V. González-Posadas y D. Segovia-Vargas, “Multifunction Patch Antennas Filled with Metamaterial Structures”, enviado a *37<sup>th</sup> European Microwave Conference*.
- [16] F. J. Herraiz-Martínez, V. González-Posadas y D. Segovia-Vargas, “Dual-Frequency and Dual-Mode Patch Antennas Filled with Metamaterial Structures”, enviado a *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*.



## ANEXO

En este Anexo se adjuntan los artículos relacionados con este trabajo que ya han sido publicados: [10], [11] y [12].

## Low-Cost Approach Based on an Eigenfrequency Method to Obtain the Dispersion Diagram in CRLH Structures

Francisco Javier Herraiz-Martínez, Vicente González-Posadas, Fernando Iñigo-Villacorta, and Daniel Segovia-Vargas, *Member, IEEE*

**Abstract**—A novel method to obtain the dispersion diagram of a composite right/left-handed (CRLH) unit-cell is presented. This method is based on CRLH transmission-line (TL) theory and on the structure eigenfrequencies. First, it is shown that computing the dispersion diagram of an  $M$  unit cell CRLH TL only needs three eigenfrequencies. Then, it is shown that this method drastically reduces the total computation time to obtain the CRLH unit cell dispersion diagram (from several hours to a few minutes). A four cell resonator has been designed and built to show the accuracy of the proposed method. Good agreement between the measured prototype and resonant frequencies provided by the dispersion diagram obtained with the eigenfrequency method has been achieved.

**Index Terms**—Composite right/left-handed (CRLH), transmission line (TL).

### I. INTRODUCTION

DIFFERENT microwave circuits and antennas based on metamaterials have been developed in the recent years [1], [2]. These applications have been done with the so called left-handed (LH) transmission lines (TLs). These artificial TLs allow the propagation of waves with antiparallel group and phase velocity whereas they are parallel in traditional right-handed (RH) Purely LH TLs cannot be implemented due to the existence of parasitic effects. Instead of purely LH TLs, composite right/left-handed (CRLH) TLs are used [1].

All applications based on CRLH TLs need the dispersion diagram to establish the working frequencies. However, this dispersion diagram has traditionally been computed by full-wave (FW) analysis which consumes a great amount of time.

In this letter, a novel method based on the eigenfrequencies of a CRLH TL is presented. This approach drastically reduces the total computation time to obtain the CRLH unit cell dispersion diagram and makes it easier to design microwave circuit or antennas based on CRLH TL.

Manuscript received June 21, 2006; revised August 14, 2006. This work was supported by the Spanish MEC under Project TIC2003-3808 and TEC2006-13248-C04-04/TCM.

F. J. Herraiz-Martínez, F. Iñigo-Villacorta, and D. Segovia-Vargas are with the Department of Signal Theory and Communications, Carlos III University, Madrid 28911, Spain (e-mail: dani@tsc.uc3m.es).

V. González-Posadas is with the Departamento de Ingeniería Audiovisual y Comunicaciones, Universidad Politécnica de Madrid (UPM), Madrid 28006, Spain (e-mail: dani@tsc.uc3m.es).

Digital Object Identifier 10.1109/LMWC.2006.887241

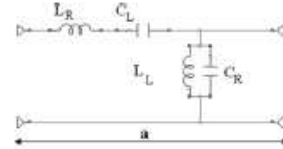


Fig. 1. Equivalent circuit model of the CRLH unit cell.

### II. CRLH TL THEORY

The equivalent circuit model of a CRLH unit cell is shown in Fig. 1. The length of this cell is  $a$ . This model takes into account the RH effects ( $L_R$  and  $C_L$ ) and the LH behaviour ( $L_L$  and  $C_R$ ). The dispersion relation of the CRLH unit-cell can be determined by using the Bloch-Floquet theorem resulting in

$$\frac{(e^{-j\beta a} - 1)^2}{e^{-j\beta a}} - Z(\omega) \cdot Y(\omega) = 0 \quad (1)$$

where  $\beta$  is the propagation constant and  $Z(\omega)$  and  $Y(\omega)$  are the series impedance and shunt admittance of the branches shown in Fig. 1. By solving (1) for the propagation constant along the Brillouin zone it is obtained that:

$$\beta = \frac{1}{a} \cos^{-1} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left[ \frac{\omega_L^2}{\omega^2} + \frac{\omega^2}{\omega_R^2} - \left( \frac{\omega_L^2}{\omega_{sc}^2} + \frac{\omega^2}{\omega_{sh}^2} \right) \right] \right\} \quad (2)$$

where  $\omega_L$  and  $\omega_R$  are the resonant frequencies of the equivalent LH and RH unit cells while  $\omega_{sh}$  and  $\omega_{sc}$  are the resonant frequencies corresponding to an open ended CRLH TL (shunt branch) or to a short circuited CRLH TL (series branch) zeroth order resonator

$$\begin{aligned} \omega_L &= \frac{1}{\sqrt{L_L \cdot C_L}}, & \omega_R &= \frac{1}{\sqrt{L_R \cdot C_R}}, \\ \omega_{sc} &= \frac{1}{\sqrt{L_R \cdot C_L}}, & \omega_{sh} &= \frac{1}{\sqrt{L_L \cdot C_R}}. \end{aligned} \quad (3)$$

From now on we will consider an open-ended CRLH TL composed of a group of unit cells, which is a resonant structure. All the eigenfrequencies satisfy the resonant condition

$$\beta_n L = n\pi \quad (4)$$

where  $L$  is the total length of the TL and  $n$  is a whole number. If the CRLH TL is composed of  $M$  unit-cells ( $L = Ma$ ), the eigenfrequencies can be computed as

$$\frac{jn\pi}{M} = \cos^{-1} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left[ \frac{\omega_L^2}{\omega_n^2} + \frac{\omega_n^2}{\omega_R^2} - \left( \frac{\omega_L^2}{\omega_{sc}^2} + \frac{\omega_n^2}{\omega_{sh}^2} \right) \right] \right\} \quad (5)$$

$$n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(M-1).$$

Thus, from the resonance condition (4) and the dispersion diagram corresponding to  $M$  unit cells (5), the eigenfrequencies can be computed. It can be seen that expression (5) only depends on the unit-cell characteristics and not on the total length of the TL. Besides, equivalent resonance conditions can be achieved for the corresponding LH and RH modes (i.e.,  $-1$  and  $+1$  modes). These two conclusions, from the antenna point of view, yield the possibility of designing a) resonators smaller than  $\lambda/2$  or b) multifrequency antennas.

### III. EIGENFREQUENCY METHOD

The dispersion diagram can be obtained from the expressions (1)–(3) when the equivalent circuit parameters are known. However, these values are usually not known and the dispersion diagram is often calculated by FW simulations [1]. In this letter a novel method to obtain the dispersion diagram based on the eigenfrequencies (EIG method) of a CRLH TL is proposed. Let us consider a pair of resonant frequencies  $\omega_{\pm n}$ , and then the expression (5) can be written as

$$\begin{cases} \frac{n\pi}{M} = \cos^{-1} \left[ 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{\omega_{+n}^2}{\omega_{+n}^2} + \frac{\omega_{-n}^2}{\omega_{-n}^2} - \frac{\omega_{sc}^2}{\omega_{sc}^2} - \frac{\omega_{sh}^2}{\omega_{sh}^2} \right) \right] \\ -\frac{n\pi}{M} = \cos^{-1} \left[ 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{\omega_{+n}^2}{\omega_{+n}^2} + \frac{\omega_{-n}^2}{\omega_{-n}^2} - \frac{\omega_{sc}^2}{\omega_{sc}^2} - \frac{\omega_{sh}^2}{\omega_{sh}^2} \right) \right] \end{cases} \quad (6)$$

where the positive sign is used for the RH mode and the negative sign corresponds to the LH mode. If it is taken into account that the cosine function is an even function [ $\cos(x) = \cos(-x)$ ]

$$\frac{\omega_{+n}^2}{\omega_{+n}^2} + \frac{\omega_{-n}^2}{\omega_{-n}^2} = \frac{\omega_{sc}^2}{\omega_{sc}^2} + \frac{\omega_{sh}^2}{\omega_{sh}^2}. \quad (7)$$

Therefore, all the eigenfrequencies are related by

$$\omega_L \omega_R = \omega_{+n} \omega_{-n} = \omega_{sc} \omega_{sh}. \quad (8)$$

To obtain the dispersion diagram as a function of the frequency  $\omega$ , the unknowns  $\omega_L$ ,  $\omega_R$ ,  $\omega_{sc}$ , and  $\omega_{sh}$  will have to be obtained. By solving (5) and (8) simultaneously, the frequencies  $\omega_R$  and  $\omega_L$  can be computed as

$$\omega_R^2 = \frac{1}{2 \left[ 1 - \cos \left( \frac{n\pi}{M} \right) \right]} \left( \omega_{+n}^2 + \omega_{-n}^2 - \omega_{sc}^2 - \omega_{sh}^2 \right) \quad (9)$$

$$\omega_L^2 = \frac{2 \left[ 1 - \cos \left( \frac{n\pi}{M} \right) \right]}{\frac{1}{\omega_{+n}^2} + \frac{1}{\omega_{-n}^2} - \frac{1}{\omega_{sc}^2} - \frac{1}{\omega_{sh}^2}}. \quad (10)$$

The previous equations depend on the unknowns  $\omega_{sc}$  and  $\omega_{sh}$ . If we solve (2) or (5) for the zeroth resonant mode and consider a general unbalanced line ( $L_L/C_L \neq L_R/C_R$ ) without losses, it results in the following biquadratic equation in  $\omega_0^2$ :

$$\frac{\omega_0^2}{\omega_0^2} + \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2} = \frac{\omega_{sh}^2}{\omega_{sh}^2} + \frac{\omega_{sc}^2}{\omega_{sc}^2}. \quad (11)$$

This equation has two solutions for  $\omega_0^2$ , one for the open ended zeroth order resonator

$$\omega_0^2 = \omega_{sh}^2 \quad (12)$$

and the other one for the short ended 0th order resonator

$$\omega_0^2 = \omega_{sc}^2. \quad (13)$$



Fig. 2. CRLH TL based on four unit cells,  $a = 7$  mm,  $b = 15$  mm,  $g = 0.2$  mm, radius of the vias = 0.7 mm.

As our resonant structure comes from an open ended CRLH TL we will take (10) to compute  $\omega_{sc}$  as

$$\omega_{sc} = \frac{\omega_{+n} \omega_{-n}}{\omega_0} \quad (14)$$

Finally, the parameters  $\omega_R$  and  $\omega_L$  can be obtained using only three eigenfrequencies ( $\omega_0$  and  $\omega_{\pm n}$ , being  $n$  any whole number) as follows:

$$\omega_L = \frac{\omega_{+n} \omega_{-n}}{\omega_R} \quad (15)$$

$$\omega_R^2 = \frac{\left( \omega_{+n}^2 + \omega_{-n}^2 - \omega_0^2 - \frac{\omega_{+n}^2 \omega_{-n}^2}{\omega_0^2} \right)}{2 \left[ 1 - \cos \left( \frac{n\pi}{M} \right) \right]}. \quad (16)$$

Once  $\omega_R$ ,  $\omega_L$ ,  $\omega_{sc}$ , and  $\omega_{sh}$  have been found without a FW analysis, (5) can be applied to extract the dispersion diagram.

### IV. CRLH TL ANALYSIS USING EIGENFREQUENCY METHOD

The analyzed CRLH TL is based on Sievenpiper “mushroom” structure [3]. This unit cell consists of a metal patch with a via to the ground plane. The LH nature is provided by the coupling between adjacent cells ( $C_L$ ) and the via to the ground plane ( $L_L$ ). The RH effects are produced by the current flux ( $L_R$ ) and the parallel-plate capacitor between the metal patch and the ground plane ( $C_R$ ). Fig. 2 shows the CRLH TL composed of  $M = 4$  unit cells on a FR4 substrate ( $\epsilon_r = 4.5$ , loss tangent  $10^{-2}$  and height 1.55 mm), the width of each unit cell ( $a$ ) is 7 mm, the length ( $b$ ) is 15 mm and the gap between any pair of cells has been fixed to 0.2 mm; finally the radius of the vias is 0.7 mm (these two last values are limited by our fabrication resolution). Propagation on  $x$ -axis is considered. The TL is simulated with perfect magnetic conductors (PMC) along the  $y$ -direction boundaries.

According to (15) and (16),  $f_R$  and  $f_L$  can be obtained from  $f_0$  and  $f_{\pm n}$ , being  $n$  any whole number. The dispersion diagram is practically independent of the  $n$  value. In fact, the entire  $n$  values yield to the exactly same dispersion diagram for the LH zone while a very small discrepancy at higher frequencies could occur for the RH zone. This small discrepancy in the RH zone is due to the bigger slope of the dispersion diagram in this area and the numerical curve fitting procedure. As the proposed CRLH TL is composed of 4 cells, for curve fitting reasons, the chosen value for  $n$  has been 2 in order to reduce the discrepancy in the RH zone of the dispersion diagram. The values of  $f_{\pm n}$  can be

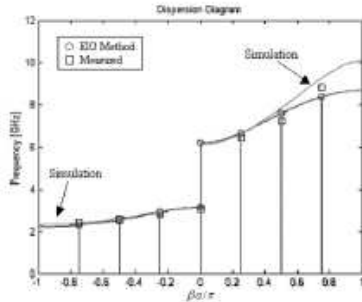


Fig. 3. Dispersion diagram of the CRLH unit cell computed using the eigenfrequencies method. The eigenfrequencies of the CRLH TL are plotted with circles. The dispersion diagram obtained by simulation is also plotted.

TABLE I  
EIGENFREQUENCIES OF THE CRLH TL WITH  $M = 4$  UNIT CELLS COMPUTED USING THE DISPERSION DIAGRAM OBTAINED BY EIGENFREQUENCIES METHOD AND THE FULL-WAVE SIMULATOR. THE LAST THREE COLUMNS DENOTE THE MEASURED RESONANT FREQUENCIES AND ITS RELATIVE ERROR VERSUS THE COMPUTED ONES

$n$	$f_n$ (EIG) GHz	$f_n$ (3D-FW) GHz	$f_n$ (meas.) GHz	Error (EIG)	Error (FW)
-3	2.31	2.33	2.45	5.7%	4.9%
-2	2.55	2.55	2.59	1.5%	1.5%
-1	2.91	2.90	2.81	-2.8%	-2.8%
0	3.13	3.13	3.07	-1.9%	-1.9%
1	6.25	6.25	6.44	2.9%	2.9%
2	7.59	7.82	7.24	-4.8%	-8.0%
3	8.38	9.23	8.81	4.9%	-4.8%

obtained from a modal or circuit simulator (or even from measurements if the structure would have been previously built). Then, the starting values are:  $f_{-2} = \omega_{-2}/2\pi = 2.55$  GHz,  $f_0 = 3.13$  GHz and  $f_{+2} = 7.59$  GHz. Once the dispersion diagram has been obtained, the frequencies  $f_R$  and  $f_L$  are computed using the previous results and the expressions (15) and (16), resulting in  $f_R = 2.84$  GHz and  $f_L = 6.83$  GHz. The dispersion diagram of the unit cell is plotted in Fig. 3 by using these results and the dispersion relation (2). The other resonant frequencies (for the proposed case  $n = \pm 1, \pm 3$ ) can be extracted from the dispersion diagram in Fig. 3. The accuracy of the obtained dispersion diagram is checked by comparison with the dispersion diagram computed by a 3-D-FW simulator. There is an excellent agreement between the two different approaches in the LH region. The resulting dispersion diagrams are also very close in the RH region, except for very high frequencies. The resonant frequencies computed using the dispersion diagram obtained by the eigenfrequencies method, are shown in Table I (second column) next to the corresponding frequencies with 3-D-FW simulation (third column). The obtained values are approximately the same as the ones obtained by the modal solver, except for the last mode ( $n = 3$ ). The discrepancy in the higher RH modes can be due to the bigger slope of the dispersion diagram for RH modes or the appearance of air modes [4].

The overall amount of time to compute the dispersion diagram is drastically reduced since this method is based on ana-

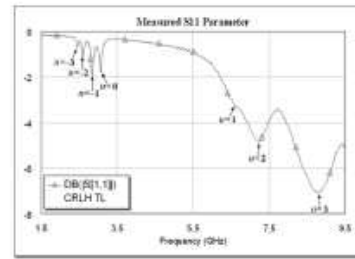


Fig. 4. Measured  $s_{11}$  parameter of the prototype.

lytical analysis and the three eigenfrequencies computed using the modal simulator. The simulation time is reduced from several hours to some minutes.

The proposed four-cell CRLH-TL has been built with FR-4 substrate (Fig. 2). The TL is ended by two microstrip ports coupled to the TL by a 0.2-mm gap. Fig. 4 shows the measured  $s_{11}$  parameter (the eigenfrequencies have been extracted and drawn in Fig. 3). There is a good agreement between the resonant frequencies of the prototype and the values obtained by EIG method (Table I, fourth and fifth columns). Measurements shows that the relative error made by eigenfrequencies method and the full-wave simulator are very similar and small in both cases. It must be noted a low level for the LH resonances. This can be due to the losses of the substrate and the large fabrication gap (0.2 mm) that reduces the coupling level between the resonator and the input or output lines. It can also be noted that resonance corresponding to  $n = 1$  is overlapped by the  $n = 2$  resonance due to a lower quality factor for the  $n = 2$  resonance. This problem could be overcome by showing the  $s_{21}$  parameter but the great losses of the four-cell structure makes the peaks less clear than for the  $s_{11}$  parameter.

## V. CONCLUSION

A novel method to obtain the dispersion diagram of a  $M$ -unit cell CRLH TL has been shown. The method is based on the CRLH TL theory and on the structure eigenfrequencies. The computation time is drastically reduced since the method only uses the value of three resonant frequencies, which are computed by a modal solver. An example has been presented to check the accuracy of this method, showing a good agreement between the obtained results using the eigenfrequencies method, FW simulation and measurements.

## REFERENCES

- [1] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials*. New York: Wiley, 2006.
- [2] N. Engheta and R.W. Ziolkowsky, *Metamaterials: Physics and Engineering Explorations*. New York: Wiley, 2006.
- [3] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1992.
- [4] D. Sievenpiper, L. Zhang, F. J. Brooks, N. G. Alexopoulos, and E. Yablonovitch, “High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 11, pp. 2059–2074, Nov. 1999.

# ANÁLISIS Y DISEÑO DE RESONADORES CRLH APLICADO A ANTENAS MINIATURIZADAS

Francisco Javier Herraiz Martínez<sup>(1)</sup>, Vicente González Posadas<sup>(2)</sup>, Daniel Segovia Vargas<sup>(1)</sup>

fjherraiz@tsc.uc3m.es, vgonzab@diac.upm.es, dami@tsc.uc3m.es

<sup>(1)</sup> Dpto. de Teoría de la Señal y Comunicaciones. Universidad Carlos III de Madrid. Avda. de la Universidad, 30, 28911 Leganés, Madrid, España.

<sup>(2)</sup> Dpto. de Ingeniería Audiovisual y Comunicaciones. Universidad Politécnica de Madrid. Crta. Valencia, km. 7, 28031 Madrid, España.

**Abstract-** A novel method to obtain the dispersion diagram of a composite right/left-handed (CRLH) unit-cell is presented. This method is based on CRLH transmission-line (TL) theory. The dispersion diagram is obtained from the resonant frequencies of an open-ended CRLH TL resonator. In addition, this method is used for the analysis and design of this type of resonators. Two examples are proposed to show the agreement between the analytical and practical results. Moreover, a miniaturized antenna based on two CRLH unit-cells is designed using this method. This antenna is able to achieve two different radiation patterns at two different frequencies, which are not multiples of each other. The total dimensions of the proposed antenna are  $\lambda_0/6.5 \times \lambda_0/5.9 \times \lambda_0/35.7$  at 1.7 GHz and  $\lambda_0/4 \times \lambda_0/3.6 \times \lambda_0/22$  at 2.8 GHz.

## I. INTRODUCCIÓN

En los últimos tiempos, están cobrando gran importancia los circuitos de microondas y antenas basados en estructuras de metamateriales [1-3]. Estos circuitos y antenas se han construido con estructuras artificiales con efectos de propagación similares a los metamateriales. Dentro de estas aplicaciones se encuentran las líneas de transmisión basadas en metamateriales, en las que se propagan ondas electromagnéticas con velocidad de fase y velocidad de grupo antiparalelas ( $v_p v_g < 0$ ) y por tanto, es posible la propagación de ondas hacia atrás (“backward waves”). Estas líneas de transmisión son comúnmente denominadas LH (“Left-Handed”) en contraposición con las líneas de transmisión convencionales, denominadas también RH (“Right-Handed”). En la práctica, no es posible obtener estructuras puramente LH debido a los efectos parásitos, sin embargo sí es posible construir las denominadas CRLH (“Composite Right/Left-Handed”), cuyo funcionamiento dominante a bajas frecuencias es LH, mientras que a altas frecuencias es RH [4]. La fabricación de este tipo de estructuras se puede realizar a partir de componentes discretos o distribuidos. Existen numerosas las aplicaciones construidas hasta la fecha siguiendo el primer tipo de configuración [1-2], por lo que nos centraremos en el segundo tipo. A partir de estructuras de metamateriales distribuidas es posible realizar resonadores de longitud inferior a  $\lambda/2$  [5] y aplicarlos en la construcción de antenas miniaturizadas [5-7]. A continuación, mostramos un nuevo método para la obtención del diagrama de dispersión de las

células unitarias CRLH y lo aplicaremos al diseño de resonadores y antenas miniaturizadas.

## II. FUNDAMENTOS DE ESTRUCTURAS CRLH

### A. Líneas CRLH basadas en componentes distribuidos

El análisis convencional de este tipo de líneas se realiza a partir del circuito equivalente de una célula unitaria, mostrado en la Fig. 1. Dicho circuito está formado por la combinación de los efectos RH ( $L_R$  y  $C_R$ ) y LH ( $L_L$  y  $C_L$ ). Empleando el teorema de Bloch-Floquet [8] es posible determinar la relación de dispersión de la célula unitaria CRLH de longitud  $a$  como

$$\beta = \frac{1}{a} \cos^{-1} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left[ \frac{\omega_L^2}{\omega^2} + \frac{\omega^2}{\omega_R^2} - \left( \frac{\omega_L^2}{\omega^2} + \frac{\omega_L^2}{\omega_{sh}^2} \right) \right] \right\} \quad (1)$$

donde

$$\omega_L = \frac{1}{\sqrt{L_L C_L}}, \omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \quad (2)$$

$$\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}, \omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}$$

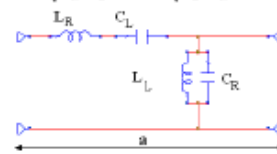


Fig. 1. Equivalente circuital de una célula unitaria CRLH

Una posible implementación de este tipo de estructura son los champiñones de Sievenpiper [9]. Como ejemplo se muestran las células que componen el resonador de la Fig. 2. En dichas estructuras, el comportamiento LH viene determinado por la separación entre células adyacentes ( $C_L$ ) y la vía al plano de masa ( $L_L$ ), mientras que el comportamiento RH lo proporcionan el flujo de corriente ( $I_R$ ) y el condensador formado entre el parche metálico y el plano de masa ( $C_R$ ).



**B. Resonadores basados en líneas CRLH**

La condición de resonancia en circuito abierto de una línea CRLH de longitud  $L$  es  $\beta L = n\pi$ , siendo  $n$  un número entero. Si la línea CRLH está constituida por  $M$  células de longitud  $a$  ( $L=Ma$ ), las frecuencias de resonancia las determinamos a partir de la expresión

$$\frac{n\pi}{M} = \cos^{-1} \left[ 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{\omega_L^2 + \omega_n^2}{\omega_n^2} - \frac{\omega_L^2}{\omega_R^2} - \frac{\omega_n^2}{\omega_{th}^2} \right) \right] \quad (3)$$

$$n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(M-1)$$

Las Fig. 3-4 muestran la distribución de campo eléctrico en el resonador de la Fig. 2 para los modos  $n=-1$  y  $n=0$ , respectivamente.

La expresión de la relación de dispersión sólo depende de las características de la célula unitaria y por tanto, se pueden hacer resonadores más pequeños que  $\lambda/2$  [5].

Las frecuencias de resonancia las podemos obtener a partir del diagrama de dispersión de la célula unitaria y del número de células unitarias ( $M$ ) que componen el resonador.

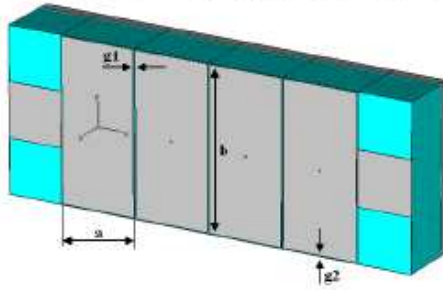


Fig. 2. Resonador con 4 células CRLH. Dimensiones:  $a=7$  mm,  $b=15$  mm,  $g1=0.2$  mm,  $g2=0.1$  mm, radio de las vías a masa=0.1 mm

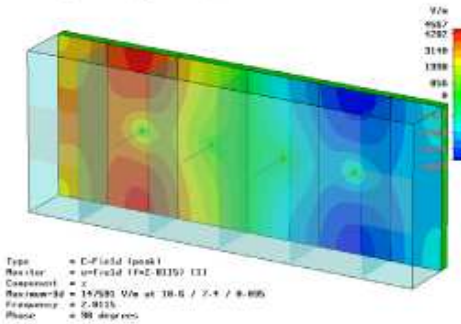


Fig. 3. Distribución del campo eléctrico en el resonador de la Fig. 2 para el modo  $n=-1$  ( $f=2.8$  GHz)

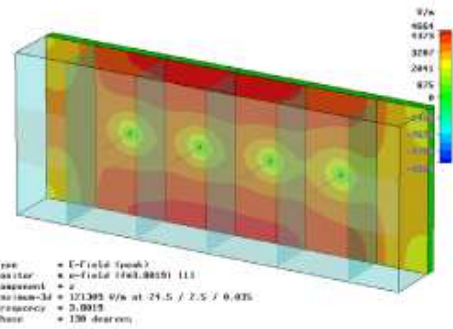


Fig. 4. Distribución del campo eléctrico en el resonador de la Fig. 2 para el modo  $n=0$  ( $f=3.8$  GHz)

**III. ANÁLISIS Y DISEÑO DE RESONADORES CRLH BASADO EN LAS FRECUENCIAS DE RESONANCIA**

Empleando la expresión (1) y las relaciones (2), se puede obtener el diagrama de dispersión a partir de los parámetros circuitales. Sin embargo, estos parámetros suelen ser desconocidos y hasta ahora se solía realizar el procedimiento inverso [10]: obtención del diagrama de dispersión y la impedancia Bloch mediante simulación y posterior extracción de los parámetros. A continuación, proponemos un sencillo método de obtención del diagrama de dispersión a partir de las frecuencias de resonancia de un conjunto de células CRLH.

Partiendo de la expresión (3), para un par de frecuencias de resonancia  $\omega_n$  (empleando el signo positivo para el modo RH y el signo negativo para el modo LH), se cumple

$$\frac{n\pi}{M} = \cos^{-1} \left[ 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{\omega_L^2 + \omega_n^2}{\omega_n^2} - \frac{\omega_L^2}{\omega_R^2} - \frac{\omega_n^2}{\omega_{th}^2} \right) \right] \quad (4)$$

$$\frac{-n\pi}{M} = \cos^{-1} \left[ 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{\omega_L^2 + \omega_{-n}^2}{\omega_{-n}^2} - \frac{\omega_L^2}{\omega_R^2} - \frac{\omega_{-n}^2}{\omega_{th}^2} \right) \right]$$

A partir de (4), obtenemos

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{\omega_L^2 + \omega_n^2}{\omega_n^2} + \frac{\omega_L^2}{\omega_R^2} - \frac{\omega_L^2}{\omega_{th}^2} - \frac{\omega_n^2}{\omega_{th}^2} &= 2 \left[ 1 - \cos \left( \frac{n\pi}{M} \right) \right] \\ \frac{\omega_L^2 + \omega_{-n}^2}{\omega_{-n}^2} + \frac{\omega_L^2}{\omega_R^2} - \frac{\omega_L^2}{\omega_{th}^2} - \frac{\omega_{-n}^2}{\omega_{th}^2} &= 2 \left[ 1 - \cos \left( \frac{-n\pi}{M} \right) \right] \end{aligned} \right. \quad (5)$$

Teniendo en cuenta que la función coseno es par, podemos igualar ambas expresiones para obtener

$$\frac{\omega_L^2}{\omega_n^2} + \frac{\omega_{-n}^2}{\omega_R^2} = \frac{\omega_L^2}{\omega_{-n}^2} + \frac{\omega_n^2}{\omega_{th}^2} \quad (6)$$

La igualdad (6) la podemos expresar como

$$\omega_L \omega_R = \omega_{+n} \omega_{-n} = \omega_{se} \omega_{th} \quad (7)$$

Empleando esta relación y despejando de la expresión (3) obtenemos  $\omega_k$  (o  $\omega_l$ ) en función de tres frecuencias de resonancia:

$$\omega_k^2 = \frac{\left( \omega_{+n}^2 + \omega_{-n}^2 - \omega_0^2 - \frac{\omega_{+n}^2 \omega_{-n}^2}{\omega_0^2} \right)}{2 \left[ 1 - \cos \left( \frac{n\pi}{M} \right) \right]} \quad (8)$$

Una vez determinadas  $\omega_k$  y  $\omega_l$  y conocidas  $\omega_{er}$ ,  $\omega_h$  podemos representar el diagrama de dispersión de la célula unitaria empleando la expresión (1). Si además conocemos la impedancia Bloch o un parámetro circuital, se pueden extraer todos los parámetros circuitales, empleando el procedimiento descrito en [10].

De forma práctica, vamos a obtener el diagrama de dispersión de las células unitarias del resonador de la Fig. 2. Dichas células son estructuras CRLH como las presentadas anteriormente ( $\epsilon_r=2.2$  y  $h=5$  mm). La Fig. 5 muestra los parámetros [S] obtenidos de la simulación del resonador, realizada empleando dos líneas microstrip como puertos del resonador y considerando muros magnéticos ( $H=0$ ) los límites del mismo. Para la realización de las simulaciones se ha empleado el software comercial CST Microwave Studio.

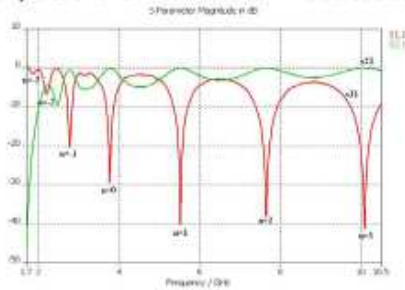


Fig. 5. Parámetros [S] del resonador de la Fig. 2

A partir de los parámetros [S], extraemos  $f_2 = \omega_2/2\pi = 2.2$  GHz,  $f_h = 3.8$  GHz y  $f_1 = 7.6$  GHz. Empleando las expresiones (8) y (7) obtenemos  $f_k = 3.8$  GHz y  $f_l = 4.4$  GHz. A partir de estos valores y la ecuación (1) obtenemos el diagrama de dispersión (Fig. 6). Este método se puede realizar siempre que simulemos un resonador con al menos 2 células CRLH, ya que necesitamos tres frecuencias de resonancia.

Una vez determinado el diagrama de dispersión, se puede emplear para el diseño de resonadores con un número distinto de células. Por ejemplo, si al resonador anterior le quitamos una célula, las frecuencias de resonancia deben cumplir  $\beta a = n\pi/3$ . El diagrama de dispersión (Fig. 6) es el mismo que en el caso anterior, puesto que seguimos empleando el mismo tipo de estructura CRLH. Las frecuencias de resonancia que obtenemos son:  $f_2 = 1.9$  GHz,  $f_1 = 2.6$  GHz,  $f_{-1} = 6.4$  GHz,  $f_2 = 8.5$  GHz. Si comparamos estos resultados con los obtenidos mediante la simulación del nuevo resonador (Fig. 7) comprobamos que son muy similares ( $f_2 = 2.0$  GHz,  $f_1 = 2.6$  GHz,  $f_{-1} = 5.9$  GHz,  $f_2 = 8.8$  GHz).

Del mismo modo, se puede determinar el número de células del resonador ( $M$ ) para obtener un modo determinado a una frecuencia deseada.

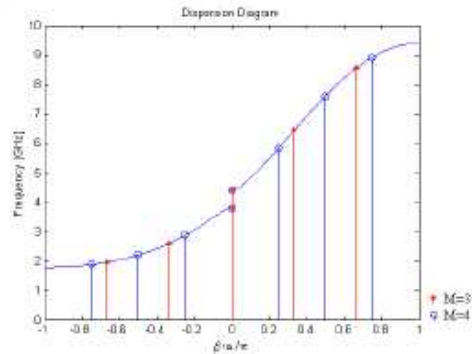


Fig. 6. Diagrama de dispersión de la estructura CRLH con las frecuencias de resonancia de los dos resonadores ( $M=3$  y  $M=4$ ) resaltadas

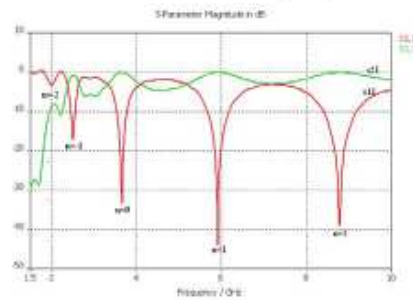


Fig. 7. Parámetros [S] del resonador de 3 células CRLH

#### IV. APLICACIÓN DEL MÉTODO BASADO EN LAS FRECUENCIAS DE RESONANCIA AL DISEÑO DE ANTENAS MINIATURIZADAS

Los resonadores CRLH se pueden emplear para la construcción de antenas miniaturizadas [5-7]. Empleamos el método de análisis/diseño mostrado anteriormente para la realización de una antena de este tipo. Utilizamos el mismo tipo de célula CRLH que en los resonadores anteriores y obtenemos el número de células necesarias para conseguir el modo  $n=1$  a una frecuencia en torno a 2 GHz, resultando  $M=2$ . Dicho modo proporciona un diagrama de radiación similar al del modo fundamental de un parche. Además, a una frecuencia superior obtendremos el modo  $n=0$ , que tiene un diagrama de radiación monopolar.

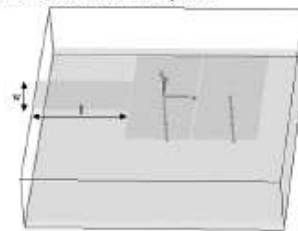


Fig. 8. Antena basada en 2 células CRLH. Alimentación mediante líneas microstrip con dimensiones:  $l=10$ mm,  $w=5$ mm

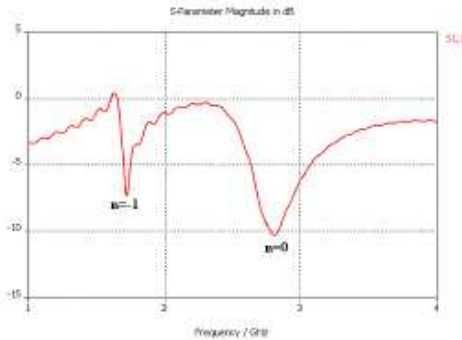


Fig. 9. Parámetro [S] de la antena

La Fig. 8 muestra la antena diseñada, que alimentamos mediante una única línea microstrip. Los resultados obtenidos se muestran en las Fig. 9-11. El modo  $n=-1$  se encuentra a una frecuencia  $f_1=1.7$  GHz, con  $|s_{11}|=-7.1$  dB y una ganancia de  $-3.4$  dB. El modo  $n=0$  se encuentra en  $f_0=2.8$  GHz, con  $|s_{11}|=-10.3$  dB y una ganancia de  $5.3$  dB. Las dimensiones totales de la antena son  $\lambda_0/6.5 \times \lambda_0/5.9 \times \lambda_0/35.7$  a  $1.7$  GHz y  $\lambda_0/4 \times \lambda_0/3.6 \times \lambda_0/22$  a  $2.8$  GHz.

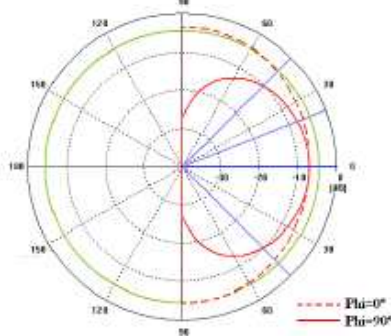


Fig. 10. Diagrama de radiación del modo -1

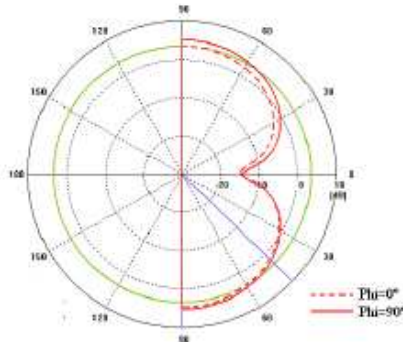


Fig. 11. Diagrama de radiación del modo 0

## V. CONCLUSIONES

Se ha presentado un método para la obtención del diagrama de dispersión de estructuras CRLH a partir de las frecuencias de resonancia de un conjunto de células CRLH. Dicho método ha sido empleado para analizar y diseñar resonadores basados en este tipo de estructuras. Se han propuesto dos resonadores, comprobándose que los resultados teóricos obtenidos mediante el método de las frecuencias de resonancia se aproximan bastante a los resultados prácticos. Además, se ha mostrado la aplicación práctica de este método mediante el diseño de una antena miniaturizada con dos diagramas de radiación distintos, cada uno de ellos a una frecuencia de operación distinta y sin que una sea múltiplo de la otra.

## REFERENCIAS

- [1] I. Lin, M. DeVincentis, C. Caloz and T. Itoh, "Arbitrary dual-band components using composite right/left-handed transmission lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, pp. 1142-1149, April 2004
- [2] D. Castro-Galán, V. González-Poadaas, C. Martín-Pascual, D. Segovia-Vargas, "Novel diplexer based on CRLH transmission-lines" *European Microwave Conference*, 2005
- [3] R. W. Ziolkowski, "Applications of metamaterials to realize efficient electrically small antennas," *IEEE International Workshop on Antenna Technology*, pp. 7-10, 2005
- [4] A. Lai, C. Caloz and T. Itoh, "Composite Right/Left-Handed Transmission Line Metamaterials," *IEEE Microwave Magazine*, pp. 34-50, September 2004
- [5] A. Sanada, M. Kimura, I. Hawaii, H. Kubo, C. Caloz and T. Itoh, "A planar zeroth order resonator antenna using a left-handed transmission line," *European Microwave Conference*, October 2004
- [6] A. Lai, K. M. K. H. Leong and T. Itoh, "Dual mode compact microstrip antenna based on fundamental backward wave," *Asia-Pacific Microwave Conference*, 2005
- [7] C. J. Lee, K. M. K. H. Leong and T. Itoh, "Design of resonant small antenna using composite right/left-handed transmission line," *Antenna and Propagation Society Symposium*, July 2005
- [8] R. E. Collin, "Foundations for Microwave Engineering", 2nd. ed., New York, USA: McGraw-Hill, 1992
- [9] D. Sievenpiper, L. Zhang, F.J. Broas, N.G. Alexopoulos and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, pp. 2059-2074, November 1999
- [10] A. Sanada, C. Caloz and T. Itoh, "Planar Distributed Structures With Negative Refractive Index," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 4, pp. 1252-1263, April 2004



## MULTI-FREQUENCY MICROSTRIP PATCH ANTENNAS BASED ON METAMATERIAL STRUCTURES

F. J. Herraiz-Martínez, V. González-Posadas, D. Segovia-Vargas.

Grupo de Radiofrecuencia, Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones, Universidad Carlos III de Madrid.

### I. INTRODUCTION

An important application of metamaterials in the recent years has been developing Left-handed (LH) transmission lines (TLs). These structures allow the propagation of backward waves, which means that the group velocity ( $v_g = \partial\omega/\partial\beta$ ) and phase velocity ( $v_p = \omega/\beta$ ) are antiparallel ( $v_g v_p < 0$ ), whereas they are parallel in traditional right-handed (RH) TLs. As a combination of previous concepts, Composite Right/Left-Handed (CRLH) TLs can be developed [1]. The dominant behaviour of these lines is LH at low frequencies and they work as RH TLs at very high frequencies.

Several CRLH TL based antennas have been presented up to now [2-4]. All of these antennas use LH modes to obtain size reduction, but RH modes are unused. In this abstract, multi-frequency resonant antennas which employ both kind of modes are presented. These antennas are designed combining CRLH and conventional RH microstrip TLs.

### II. LOW-COST APPROACH BASED ON AN EIGENFREQUENCY METHOD TO OBTAIN THE DISPERSION DIAGRAM IN CRLH STRUCTURES

One of the main drawbacks in applying metamaterial structures to microstrip patch antennas design is its great computational cost due to the need of a full electromagnetic simulation to obtain the structure dispersion diagram. A novel method to obtain the dispersion diagram of a CRLH unit-cell has been proposed to reduce the computational cost [5]. It is based on CRLH TL theory and on the structure eigenfrequencies. In order to compute the CRLH unit cell dispersion diagram only three eigenfrequencies are needed. In addition, this method reduces drastically the total amount of computation time in the obtaining of the CRLH unit cell dispersion diagram (more than 90% with respect to a Full-Wave simulator). A four-cell resonator has been designed and built to show the accuracy of the proposed method. Good agreement between the measured prototype and resonant frequencies provided by the dispersion diagram obtained by the eigenfrequency method has been achieved (Fig. 1).

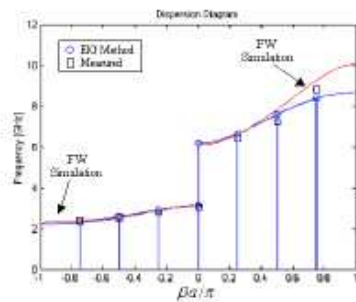


Fig. 1. Dispersion diagram computed with eigenfrequencies method compared with measured eigenfrequencies and FW simulator results.

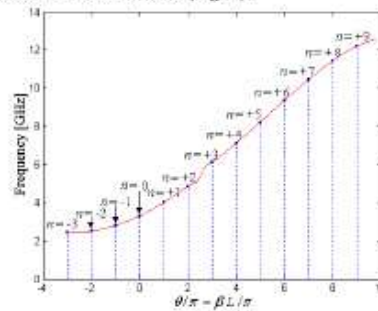


Fig. 2. Electrical length of the RH+CRLH+RH TL and eigenfrequencies of the different modes.

### III. RH+CRLH+RH TL BASED RESONATORS

Previous method has been applied to achieve multi-frequency printed antennas by considering an antenna composed of a cascaded RH+CRLH+RH TL (Fig. 3). This novel TL is composed by a CRLH section and two conventional homogeneous RH sections. The total structure behaves as a CRLH TL at low frequencies. On the other hand, the overall structure works as a RH TL at higher frequencies. This TL can be used as a resonator when it is short-circuited or open-ended. These resonators overcome the disadvantages of CRLH TL based resonators, because their eigenfrequencies are much closer (Fig. 2).

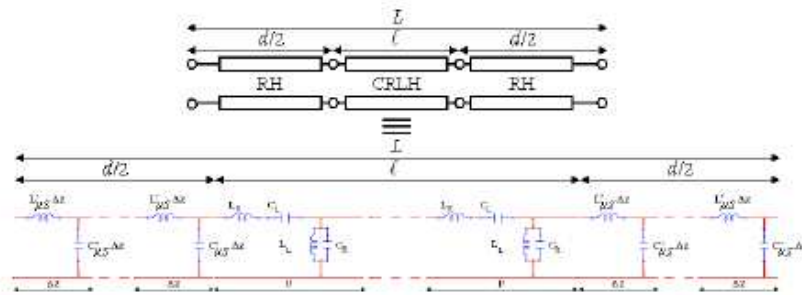


Fig. 3. RH+CRLH+RH TL and its equivalent circuit model.

#### IV. MULTI-FREQUENCY MICROSTRIP PATCH ANTENNAS

As an application of the previous idea a dual-frequency microstrip patch antenna (Fig. 4) has been designed and measured. This antenna is based on a square microstrip patch with a  $2 \times 2$  CRLH unit-cell array in its centre. The TL model of the patch is basically RH+CRLH+RH along the propagation direction. This provides two modes ( $n = \pm 1$ ) with half-wavelength electrical length and dipolar radiation pattern (similar to the fundamental mode of a conventional patch antenna). The two operation frequencies are separated approximately 1 GHz ( $f_1 = 1.738$  GHz and  $f_2 = 2.75$  GHz). The measured gain of these two modes is 4 dB. Moreover, the cross-polarization has very low values. It must be pointed out that this design idea has been directly extended to a quadruple-frequency antenna showing good results.

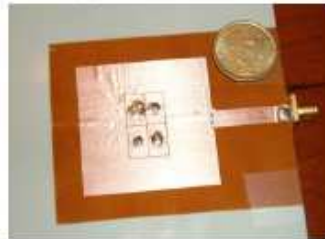


Fig. 4. Prototype of the proposed antenna.

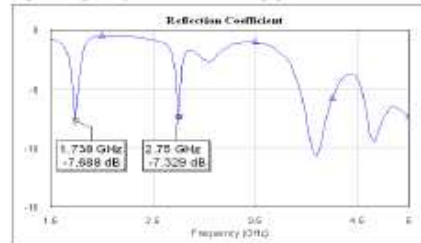


Fig. 5. Measured reflection coefficient of the antenna.

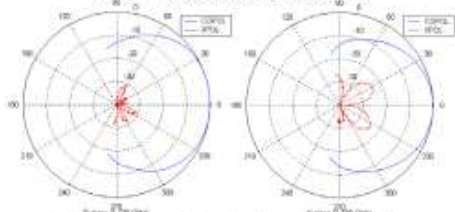


Fig. 6. Measured radiation pattern at  $f_1 = 1.738$  GHz.

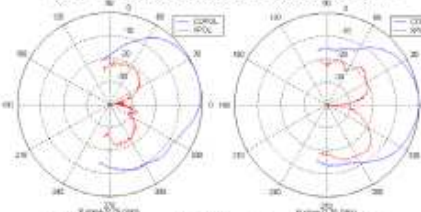


Fig. 7. Measured radiation pattern at  $f_2 = 2.75$  GHz.

#### REFERENCES

- [1] A. Lai, C. Caloz and T. Itoh, "Composite Right/Left-Handed Transmission Line Metamaterials," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 5, no. 3, pp. 34-50, September 2004.
- [2] M. Schüller, M. Oertel, C. Fritsche, J. Freese and R. Jakoby, "Design of Periodically L-C Loaded Patch Antennas," *27<sup>th</sup> ESA Antenna Technology Workshop on Innovative Periodic Antennas*, Santiago de Compostela, Spain, March 2004.
- [3] M. Schüller, J. Freese and R. Jakoby, "Design of Compact Planar Antennas using LH Transmission Lines," *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, June 2004, vol. 1, pp. 209-212.
- [4] C. J. Lee, K. M. K. H. Leong and T. Itoh, "Composite Right/Left-Handed Transmission Line Based Compact Resonant Antennas for RF Module Integration," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 8, pp. 2283-2291, August 2006.
- [5] F. J. Herraiz-Martínez, V. González-Posadas, F. Itigo-Villacorta and D. Segovia-Vargas, "Low-cost Approach based on an Eigenfrequency Method to obtain the Dispersion Diagram in CRLH Structures", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, accepted for publication.