



Universidad de San Carlos de Guatemala  
Facultad de Ingeniería  
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica

## **METAMATERIALES: INTRODUCCIÓN A SUS PROPIEDADES Y APLICACIONES**

**Víctor Hugo Morales Trujillo**

Asesorado por el Ing. MsEE. PhD. Enrique Edmundo Ruiz Carballo

Guatemala, septiembre de 2009

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERÍA

**METAMATERIALES: INTRODUCCIÓN A SUS PROPIEDADES Y  
APLICACIONES**

TRABAJO DE GRADUACIÓN

PRESENTADO A LA JUNTA DIRECTIVA DE LA  
FACULTAD DE INGENIERÍA

POR:

**VÍCTOR HUGO MORALES TRUJILLO**

ASESORADO POR EL ING. MSEE. PHD. ENRIQUE EDMUNDO RUIZ  
CARBALLO

AL CONFERÍRSELE EL TÍTULO DE  
**INGENIERO ELECTRÓNICO**

GUATEMALA, SEPTIEMBRE DE 2009

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA  
FACULTAD DE INGENIERÍA



**NÓMINA DE JUNTA DIRECTIVA**

<b>DECANO</b>	Ing. Murphy Olympo Paiz Recinos
<b>VOCAL I</b>	Inga. Glenda Patricia García Soria
<b>VOCAL II</b>	Inga. Alba Maritza Guerrero de López
<b>VOCAL III</b>	Ing. Miguel Ángel Dávila Calderón
<b>VOCAL IV</b>	Br. José Milton De León Bran
<b>VOCAL V</b>	Br. Isaac Sultán Mejía
<b>SECRETARIA</b>	Inga. Marcia Ivonne Véliz Vargas

**TRIBUNAL QUE PRACTICÓ EL EXAMEN GENERAL PRIVADO**

<b>DECANO</b>	Ing. Murphy Olympo Paiz Recinos
<b>EXAMINADOR</b>	Ing. Enrique Edmundo Ruiz Carballo
<b>EXAMINADOR</b>	Ing. Otto Fernando Andrino Gonzáles
<b>EXAMINADOR</b>	Ing. Luis Manuel Ramírez Ramírez
<b>SECRETARIA</b>	Inga. Marcia Ivonne Véliz Vargas

**HONORABLE TRIBUNAL EXAMINADOR**

Cumpliendo con los preceptos que establece la Ley de la Universidad de San Carlos de Guatemala, presento a su consideración mi trabajo de graduación titulado:

**METAMATERIALES: INTRODUCCIÓN A SUS PROPIEDADES Y  
APLICACIONES,**

tema que me fuera asignado por la Dirección de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, con fecha 9 de noviembre de 2007.



Victor Hugo Morales Trujillo

Guatemala, 19 de junio de 2009


Ingeniero  
Julio César Solares Peñate  
Coordinador de Área de Electrónica  
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica  
Facultad de Ingeniería  
Universidad de San Carlos de Guatemala  
Presente.

Estimado Ingeniero Solares:

Por este medio hago de su conocimiento que habiendo asesorado el trabajo de graduación del estudiante Víctor Hugo Morales Trujillo, titulado: "Metamateriales: Introducción a sus propiedades y aplicaciones", considero que el mismo cumple con los objetivos propuestos para su desarrollo y con los requisitos establecidos.

Por lo tanto, el autor de este trabajo y yo como asesor, nos hacemos responsables del contenido y conclusiones del mismo.

Sin otro particular, me suscribo atentamente,

  
Ing. Enrique Edmundo Ruiz Carballo  
Colegiado No. 2225  
Asesor



UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS  
DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERIA

Ref. EIME 26.2009  
Guatemala, 27 de JULIO 2009.

Señor Director  
Ing. Mario Renato Escobedo Martinez  
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica  
Facultad de Ingeniería, USAC.

Señor Director:

Me permito dar aprobación al trabajo de Graduación titulado:  
METAMATERIALES: INTRODUCCIÓN A SUS PROPIEDADES Y  
APLICACIONES , del estudiante; Victor Hugo Morales Trujillo,  
que cumple con los requisitos establecidos para tal fin.

Sin otro particular, aprovecho la oportunidad para saludarle.

Atentamente,

ID Y ENSEÑAD A TODOS

  
Ing. Julio César Solares Peñate  
Coordinador Area de Electrónica



JCSP/sro

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS  
DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERIA

REF. EIME 43. 2009.

El Director de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, después de conocer el dictamen del Asesor, con el Visto Bueno del Coordinador de Area, al trabajo de Graduación del estudiante; Victor Hugo Morales Trujillo titulado: METAMATERIALES: INTRODUCCIÓN A SUS PROPIEDADES Y APLICACIONES, procede a la autorización del mismo.

  
Ing. Mario Renato Escobedo Martínez



GUATEMALA, 29 DE JULIO 2009.

Universidad de San Carlos  
de Guatemala



Facultad de Ingeniería  
Decanato

Ref. DTG. 341.2009

El Decano de la Facultad de Ingeniería de la Universidad de San Carlos de Guatemala, luego de conocer la aprobación por parte del Director de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, al trabajo de graduación titulado: **METAMATERIALES: INTRODUCCIÓN A SUS PROPIEDADES Y APLICACIONES**, presentado por el estudiante universitario **Victor Hugo Morales Trujillo**, autoriza la impresión del mismo.

IMPRÍMASE.

  
Ing. Murphy Olimpo Paiz Recinos  
DECANO

Guatemala, septiembre de 2009



/gdéch



## **DEDICATORIA**

Dedico este trabajo a Víctor Hugo Morales Ruano y Rafael Trujillo, por haber hecho de sus vidas ejemplos de amor, honestidad y dedicación, además de ser mis guías en los momentos más difíciles de mi vida.

## **AGRADECIMIENTOS**

A mi familia, en especial a Yara Trujillo y Dorita Moreno de Trujillo, por ser grandes mujeres y madres.

A mi hermana Anelisse.

A Cindy, por su apoyo sin condiciones.

A todas esas personas que me han apoyado, a veces simplemente con el pensamiento pero que no se olvidan de mí.

A Dios, aunque a veces olvidamos que se encuentra en nosotros mismos y en todo lo que nos rodea.

## ÍNDICE GENERAL

<b>ÍNDICE DE ILUSTRACIONES</b>	V
<b>GLOSARIO</b>	IX
<b>RESUMEN</b>	XVII
<b>OBJETIVOS</b>	XIX
<b>INTRODUCCIÓN</b>	XXI

### **1 INTRODUCCIÓN A LOS METAMATERIALES**

1.1 Definiciones	1
1.1.1 Metamateriales	1
1.1.2 Metamateriales LH	2
1.1.2.1 Demostración mediante las ecuaciones de Maxwell	3
1.1.3 Metamateriales RH/LH compuestos (CRLH)	7
1.2 Características de los MTMs	8
1.3 Reseña histórica	20
1.3.1 Dieléctricos artificiales	21
1.3.1.1 Permitividad negativa	21
1.3.1.2 Permeabilidad negativa	23
1.3.2 El primer metamaterial	24

### **2 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN A PARTIR DE METAMATERIALES**

2.1 Líneas de transmisión CRLH idealmente homogéneas	27
2.1.1 Características fundamentales	28
2.1.2 Casos Balanceado y no balanceado	31

2.2	Implementación de una red LC	37
2.2.1	Principio	37
2.2.2	Diferencias con filtros convencionales	38
2.3	Estructuras CRLH	40
2.3.1	Estructuras unidimensionales distribuidas	40
2.3.2	Estructuras bidimensionales	42
2.4	Efectos del índice de refracción negativo (NRI)	42
2.4.1	Velocidad de fase negativa	43
2.4.2	Refracción negativa	44
2.4.3	Enfoque negativo	45
2.4.4	Lente perfecto RH-LH	47
2.4.5	Reflectores con propiedades inusuales	48
2.5	Estructuras bidimensionales distribuidas	50
<b>3</b>	<b>APLICACIONES PARA ONDA RADIADA</b>	
3.1	Principio de fuga de radiación	53
3.2	Estructuras LW uniformes y periódicas	56
3.2.1	Estructuras LW uniformes	56
3.2.2	Estructuras LW periódicas	57
3.3	Antenas LW a partir de metamateriales	58
3.4	Antenas LW BE con escaneo electrónico	60
3.5	Estructuras bidimensionales	62
3.5.1	Antena de haz cónico	63
3.5.2	Antena de anillo pequeño con polarización vertical	64
<b>4</b>	<b>FUTUROS PASOS DE LOS METAMATERIALES</b>	
4.1	El reto de la homogenización	67

4.2 Lentes y dispositivos cuasi-ópticos con NRI	71
4.3 Metamateriales isotrópicos tridimensionales	76
4.4 Metamateriales ópticos	79
4.5 Metamateriales no magnéticos con propiedades magnéticas	80
4.6 Metamateriales magnéticos en el rango de los Terahertz	81
4.7 Radomos y superficies selectoras de frecuencias (FSS)	83
4.8 Metamateriales activos	85
4.9 Otras ideas de interés	86
<b>5 APLICACIONES POTENCIALES</b>	
5.1 Metamateriales en la industria automotriz	89
5.1.1 Introducción	89
5.1.2 Optimización de la topología del diseño para materiales electromagnéticos	91
5.1.3 Antenas LH LW para aplicaciones de onda milimétrica	94
5.1.4 Antena dipolo LH	96
5.2 Enfoque ultrasónico mediante una red metamaterial acústica	97
5.3 Generación de imágenes de resonancia magnética (MRI)	103
5.4 Cubiertas metamateriales	108
<b>CONCLUSIONES</b>	111
<b>RECOMENDACIONES</b>	113
<b>BIBLIOGRAFÍA</b>	115



## ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

### FIGURAS

1	Ejemplos de tamaño de celda de una estructura	2
2	Diagrama permitividad vrs. Permeabilidad	3
3	Triada de la mano derecha y triada de la mano izquierda	5
4	Condiciones frontera entre dos medios LH y RH	9
5	Efecto Doppler	10
6	Ondas en la interfaz de dos medios	12
7	Refracción positiva y refracción negativa	14
8	Efecto de doble enfoque en un lente plano	15
9	Punto focal puro y aberración esférica	16
10	Convergencia y divergencia introducida por lentes LH y RH	18
11	TW y SRR	22
12	Circuitos equivalentes. SRR doble y SRR simple	23
13	Estructura LH experimental	24
14	Circuito equivalente para una línea de transmisión ideal	28
15	Diagramas de dispersión/atenuación para una línea CRLH	33
16	Circuito equivalente simplificado para la unidad de celda de una línea en condición balanceada	35
17	Equivalencia entre una red en escalera periódica y una línea de transmisión de longitud $\ell$ .	38
18	Línea de transmisión microstrip	41
19	Modelos para unidad de celda microstrip	41
20	Vista superior de un prototipo CRLH microstrip	42
21	Unidad de celda para una red CRLH bidimensional	43

22	Sección de metamaterial en el aire	43
23	Campo eléctrico propagándose entre el aire y un MTM	44
24	Refracción negativa de un haz Gaussiano monocromático	45
25	Refracción de dos rayos de una onda cilíndrica incidente en una interfaz aire-material	46
26	Refracción de una onda cilíndrica	46
27	Doble refracción de dos rayos en un metamaterial	47
28	Simulación de onda completa de un lente plano	48
29	Simulación de onda completa del reflector perfectamente absorbente	49
30	Estructura en forma de hongo	50
31	Estructura CRLH interdigital bidimensional	51
32	Estructura MIM CRLH bidimensional	52
33	Representación esquemática de una estructura LW general	54
34	Cono de radiación para una estructura bidimensional	55
35	Diagrama de dispersión de una estructura CRLH balanceada	59
36	Esquema de una antena CRLH LW	59
37	Directividad	61
38	Prototipo de una antena CRLH BE LW de escaneo electrónico	61
39	Vista de una onda isotrópica en una estructura en forma de hongo	62
40	Principio de una antena de haz cónico LW bidimensional	63
41	Vistas del diagrama de una antena MTM en anillo	65
42	Distribución de voltaje para una estructura en forma de hongo	68
43	Enfoque en la interfaz cóncava entre un medio RH y un metamaterial	75
44	Refracción en la interfaz de un medio RH y un medio LH	75
45	Metamaterial tridimensional isotrópico del tipo resonante	76
46	Representación de un metamaterial tridimensional isotrópico	78
47	Rollo suizo	80



48	Emisión directiva obtenida mediante un metamaterial con índice de refracción cercano a cero	84
49	Aplicaciones de los metamateriales en la industria automotriz	90
50	Diagrama de flujo del diseño de optimización de la topología	93
51	Ejemplo del diseño de optimización de topología	93
52	Antena CRLH con sección móvil	95
53	Fotografías del prototipo de antena CRLH	95
54	Antenas dipolo LH	97
55	Plano esquemático de una red metamaterial acústica	100
56	Aplicaciones del rollo suizo I	105
57	Aplicaciones del rollo suizo II	106
58	Aplicaciones del rollo suizo III	108
59	Cubierta de invisibilidad	110

## TABLA

I	Interfaces de una sección cónica RH/LH para el enfoque/colimación de ondas electromagnéticas	73
---	--	----



## GLOSARIO

<b>Aberración esférica</b>	Defecto de los espejos y lentes en el que los rayos de luz que inciden paralelamente al eje óptico; aunque más alejados del mismo, son llevados a un foco diferente que los rayos próximos al mismo.
<b>ACC</b>	Adaptive Cruise Control. Es un sistema de control de velocidad utilizado en vehículos; el cual permite al mismo variar su velocidad dependiendo del tráfico.
<b>Capacitor interdigital</b>	Componente utilizado en el diseño de circuitos de tecnología planar el cual representa una capacitancia discreta usualmente de elevado valor, funcionando en un gran ancho de banda.
<b>Constante de fase (<math>\beta</math>)</b>	Representa el cambio de fase por metro; de una onda viajera, en cualquier instante.

**Cristal fotónico**

Material estructurado de forma que su función dieléctrica varíe periódicamente en el espacio. Son nanoestructuras ópticas periódicas diseñadas para afectar el movimiento de los fotones de manera similar a la que un cristal semiconductor afecta a los electrones.

**Cuasi-óptico**

Se refiere a un sistema cuyos elementos básicos son ópticos; pero, en el cual se utiliza una aproximación de haz, en lugar de haces de luz, para determinar sus efectos en longitudes de onda finitas.

**Elipsometría**

Técnica óptica de análisis; el cual es no destructivo y se basa en el cambio del estado de polarización de la luz que se incide sobre un material. Es útil para la determinación de espesores e índices de refracción.

**Fonón**

Es un modo cuantizado de vibración que tiene lugar en redes cristalinas como la red atómica de un sólido. En particular, las propiedades de los fonones de longitud de onda larga dan lugar al sonido en los sólidos, de allí su nombre.

<b>Frecuencia de Larmor</b>	Cuando una partícula se encuentra sumergida en un campo magnético uniforme, $B$ ; el vector momento magnético; gira alrededor de la dirección de $B$ , permaneciendo constante el ángulo entre ellos. La frecuencia de este movimiento giratorio es llamada frecuencia de Larmor.
<b>FSS</b>	Frequency Selective Surface. Superficies Selectoras de Frecuencias que pueden ser utilizadas como filtros de ondas electromagnéticas.
<b>Hidrófono</b>	Transductor de sonido a electricidad para ser usado en agua o en otro líquido, de forma análoga al uso de un micrófono en el aire. Algunos hidrófonos pueden ser utilizados como emisores.
<b>Homogeneidad efectiva</b>	Una estructura con homogeneidad efectiva tiene un tamaño de celda, $p$ ; mucho más pequeño que la longitud de onda de la señal que será guiada por dicha estructura.
<b>LW</b>	Leaky Wave. Estructuras basadas en líneas de transmisión, las cuales al soportar un modo de onda rápida son capaces de radiar.

<b>Material LH</b>	Left Handed. Metamateriales, que debido a sus características negativas; forman la llamada <i>triada de la mano izquierda</i> con su constante de fase y campos eléctricos y magnéticos.
<b>Material RH</b>	Right Handed. Se les considera RH a la mayoría de materiales, debido a que sus permeabilidades y permitividades positivas forman la conocida <i>triada de la mano derecha</i> con los campos magnéticos y eléctricos y su constante de fase; la cual es positiva.
<b>Metamaterial CRLH</b>	Composite Right Left Handed. Metamateriales que tienen características tanto RH como LH; creados debido a la imposibilidad de fabricar materiales LH puros.
<b>Método del elemento finito</b>	Método numérico general para la aproximación de soluciones de ecuaciones diferenciales parciales muy utilizado en diversos problemas de ingeniería y física; en el cual se divide la estructura en una serie de subdominios denominados “elementos finitos”.
<b>Microstrip</b>	Tipo de línea de transmisión que puede ser fabricada utilizando una placa de circuito impreso (PCB), y se utiliza para transmitir señales de microondas.

<b>MIM</b>	Metal-Insulator-Metal (metal-aislante-metal). Son un tipo de capacitor fabricado en un circuito integrado; con características capacitivas mejoradas.
<b>MIMO</b>	Multiple-input and multiple-output. En comunicaciones inalámbricas es el uso de múltiples antenas, tanto en transmisor como en el receptor, para mejorar el rendimiento de la comunicación.
<b>MMIC</b>	Monolithic Microwave Integrated Circuit. Tipo de circuitos integrados que operan en frecuencias de microondas.
<b>MRI</b>	Magnetic Resonance Imaging. Técnica no invasiva que utiliza el fenómeno de la resonancia magnética para obtener información sobre la estructura y composición del cuerpo a analizar.
<b>MTM</b>	Metamaterial. Material artificial con propiedades únicas.
<b>Nanotecnología</b>	Campo de las ciencias aplicadas dedicado al control y manipulación de la materia a una escala menor que un micrómetro, es decir, a nivel de átomos y moléculas.

<b>NRI</b>	Negative Refractive Index. Índice de refracción negativo.
<b>Onda rápida</b>	Onda cuya velocidad de fase es mayor a la velocidad de la luz, $c$ .
<b>OPL</b>	Optical Path Length. Es el producto de la distancia geométrica del camino que sigue la luz a través de un sistema, y el índice de refracción del medio en el que se propaga.
<b>Plasma</b>	Gas constituido por iones libres y cuya dinámica presenta efectos colectivos dominados por las interacciones electromagnéticas de largo alcance entre las mismas. La independencia de las partículas positivas y negativas hace que el plasma sea eléctricamente conductor. Se le considera un estado de la materia.
<b>PLH</b>	Purely Left-Handed. Metamaterial con características LH puras. Debido a las pérdidas su construcción no ha sido posible.
<b>PPWG</b>	Parallel Plate Waveguide. Guías de onda en forma de placas, las cuales han demostrado disminuir las pérdidas.



<b>Precesión</b>	La precesión es el cambio de la dirección del eje alrededor del cual gira un objeto. Un ejemplo es el movimiento que realiza un trompo al girar, cuando su eje de rotación no es vertical.
<b>Radomo</b>	Recubrimiento de una antena, utilizado con fines de protección.
<b>Rarefacción</b>	Acción por la cual un cuerpo se dilata y extiende, ocupando más lugar que antes, y haciéndose menos densas las partes que le componen.
<b>Resonador de Helmholtz</b>	Absorbente acústico creado artificialmente para eliminar un estrecho margen de frecuencias.
<b>RFIC</b>	Radio Frequency Integrated Circuit. Circuitos que trabajan en el rango de las radiofrecuencias.
<b>SRR</b>	Split-Ring Resonator. Estructura utilizada para construir metamateriales con permeabilidad negativa.
<b>Thin Wire (TW)</b>	Estructura utilizada para construir metamateriales con permitividad negativa.

**Vector de Poynting**

Es un vector cuyo módulo representa la intensidad instantánea de energía electromagnética y cuya dirección y sentido son los de propagación de la onda electromagnética.

**Velocidad de fase ( $v_p$ )**

Velocidad a la cual se propaga la fase de cualquier componente en frecuencia de una onda. Ésta puede; en ciertas circunstancias, ser superior a la velocidad de la luz en el vacío, pero esto no implica que haya transmisión de energía por encima de dicha velocidad.

**Velocidad de grupo ( $v_g$ )**

Velocidad con la que las variaciones en la forma de la amplitud de la onda (envolvente) se propagan en el espacio.

## RESUMEN

El inicio del siglo XXI vio el renacer de los materiales propuestos de forma visionaria por el físico ruso Victor Veselago, en 1967. Estos materiales tendrían permitividad y permeabilidad negativa; produciendo, por lo tanto diversos e inusuales fenómenos; llamándose: metamateriales.

No fue sino hasta finales de la década de los noventa y principios del nuevo siglo, que se tuvieron resultados exitosos; principalmente por parte del equipo del físico inglés John Pendry, en la realización de materiales con características negativas. Estos experimentos permitieron demostración de las características que hasta esta fecha solamente habían sido explicados teóricamente, como el índice refracción negativa (NRI) entre otros.

Estos descubrimientos llevaron a la realización de novedosos dispositivos tanto para guías de onda como para onda radiada. Entre estos dispositivos se pueden mencionar los lentes planos, absorbentes y las antenas LW.

Las pérdidas en los materiales utilizados, aunado a la necesidad de estructuras cada vez más pequeñas, son la limitante principal en la aplicación de los metamateriales. En la actualidad se han podido realizar algunas aplicaciones en el rango de las microondas y se espera que en los siguientes años se observe un avance exponencial en la creación y aplicación de estos interesantes materiales; con la ayuda de nuevos campos de la ciencia como la nanotecnología



# OBJETIVOS

## General

Informar y servir como guía introductoria a los recientes descubrimientos científicos realizados sobre los metamateriales. Al mismo tiempo, incentivar el interés por la investigación de la comunidad estudiantil guatemalteca; mediante esta información tan interesante. Se desea, por lo tanto, ser un llamado a la creación de comunidades científicas y centros de investigación especializados en el país, que nutran las mentes de los jóvenes guatemaltecos.

## Específicos:

1. Demostrar matemáticamente las propiedades y características de los metamateriales.
2. Efectuar un análisis comparativo entre las propiedades de los metamateriales y los materiales encontrados en la naturaleza, utilizados actualmente.
3. Exponer de manera breve y clara, los experimentos realizados por científicos de alrededor del mundo y sus aportes al desarrollo de los metamateriales.
4. Describir las aplicaciones potenciales de los metamateriales, los esfuerzos que hacen actualmente los científicos, y la proyección que se tiene a corto plazo.



## INTRODUCCIÓN

Los metamateriales son materiales artificiales; los cuales presentan novedosas características inexistentes en la naturaleza. Estas características dependen únicamente del diseño de la estructura que conforma el metamaterial. De esta manera, tanto la permitividad como la permeabilidad del material, son obtenidas mediante la forma y el tamaño de las celdas del mismo.

Teóricamente, han sido demostradas las múltiples características de los metamateriales; aunque, actualmente no han podido ser llevadas a la práctica en su totalidad. Estas características abren una nueva brecha en la física; ya que muestran por lo menos de manera teórica, propiedades inusuales que contradicen a la teoría de fenómenos físicos ya conocidos. Ejemplos de estas características son: el índice de refracción negativo, con la cual se obtiene la ley de Snell inversa; el efecto Doppler inverso, el intercambio entre la divergencia y convergencia entre lentes cóncavos y convexos, y la creación de la triada de la mano izquierda, la cual le da su nombre a los metamateriales LH y que es opuesta a la conocida ley de la mano derecha.

Debido a las pérdidas que se presentan, no es posible construir un metamaterial LH puro; sin embargo, se han logrado desarrollar materiales que muestran características RH y LH en distintos rangos de frecuencias, llamados metamateriales CRLH. Basándose en estos materiales, varios grupos científicos han propuesto distintas estructuras para la creación de líneas de transmisión unidimensionales y bidimensionales. De igual forma se han utilizados los metamateriales CRLH en la construcción de antenas de haz electrónicamente controlable; las cuales han demostrado tener una gran variedad de aplicaciones.

La tecnología de los metamateriales se encuentra en sus primeras etapas, en las cuales se está empezando a pasar de la determinación teórica a la demostración experimental; y de esta etapa a su implementación en aplicaciones útiles, en algunos casos.

Y aunque es muy pronto para determinar el campo completo de aplicaciones en las que serán protagonistas los metamateriales, se puede vislumbrar una amplia gama, que van desde las telecomunicaciones hasta la seguridad, pasando por aplicaciones militares, automotrices, ópticas y acústicas.

En los últimos años, se ha podido observar un creciente interés por los metamateriales y un desarrollo acelerado de los mismos; llegando al punto en que un equipo científico anuncia la posibilidad de realizar algún experimento y en cuestión de meses han obtenido resultados satisfactorios. Por lo que es muy probable que en este momento se estén obteniendo avances significativos que demuestren que las ideas de Veselago son ciertas.



# 1. INTRODUCCIÓN A LOS METAMATERIALES

## 1.1 Definiciones

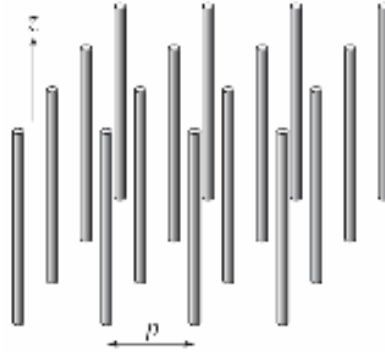
### 1.1.1 Metamateriales

Los metamateriales (MTMs) electromagnéticos pueden ser definidos como *estructuras electromagnéticas artificiales, las cuales tienen homogeneidad efectiva y poseen propiedades inusuales aún no encontradas en la naturaleza*. Una estructura con *homogeneidad efectiva* es una estructura cuyo tamaño de celda o distancia promedio entre los componentes que la conforman, la cual será llamada  $p$ , es mucho más pequeña que la longitud de onda de la señal que será guiada por dicha estructura ( $\lambda_g$ ). Por esta razón, definiendo un límite superior, esta distancia promedio debe ser al menos menor que un cuarto de la longitud de onda antes mencionada. Pudiéndose expresar por medio de la siguiente expresión:

$$p < \lambda_g/4 \quad (1.1)$$

A esta condición, se le conocerá como el *límite de homogeneidad efectiva*, el cual asegura que el fenómeno de refracción será dominante sobre el fenómeno de dispersión cuando una onda se propague dentro de un medio MTM. Si esta condición se cumple, la estructura se comporta como un verdadero material, en el sentido de que las ondas no perciben el enrejado de la estructura, es decir perciben a la estructura como una unidad no como la unión de varios componentes; siendo por tanto *electromagnéticamente uniforme*, en la dirección de la propagación de las ondas.

**Figura 1. Ejemplos de tamaño de celda de una estructura**



### **1.1.2 Metamateriales LH**

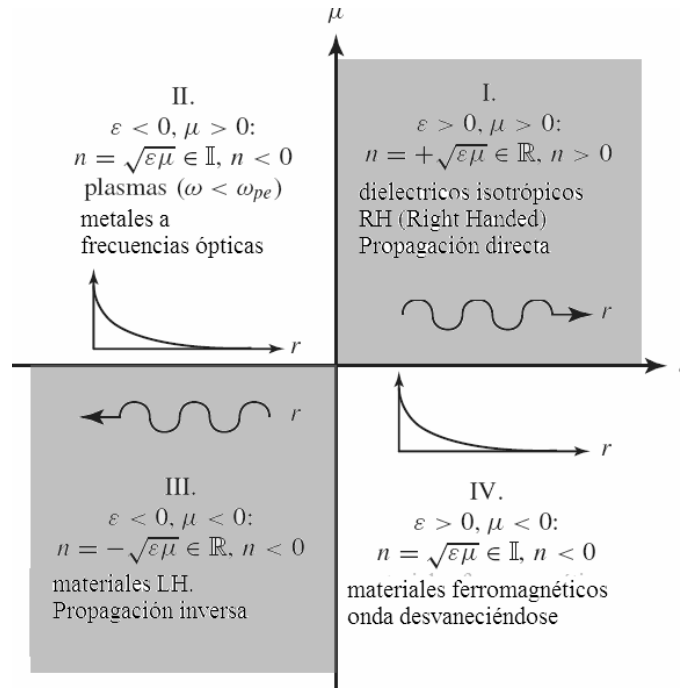
En una estructura efectivamente homogénea, las ondas perciben solamente los parámetros constitutivos promedio y macroscópicos, los cuales son la permitividad  $\epsilon$  y la permeabilidad  $\mu$ , los cuales se relacionan con el índice de refracción  $n$  por:

$$n = \pm \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (1.2)$$

Las cuatro combinaciones de signos en la pareja  $(\epsilon, \mu)$  se muestran en la figura 2. Mientras las primeras tres combinaciones son bien conocidas en materiales convencionales, la última; que sugiere *permitividad y permeabilidad negativa simultáneamente*, corresponde a una nueva clase de materiales, a los cuales se conoce como materiales LH (Left Handed).

Las estructuras LH son metamateriales, de acuerdo con la definición anteriormente dada, debido a que son materiales artificiales, con homogeneidad efectiva y exhiben propiedades inusuales ( $\epsilon_r, \mu_r < 0$ ).

**Figura 2. Diagrama permitividad vrs. permeabilidad**



### 1.1.2.1 Demostración por medio de las ecuaciones de Maxwell

Para demostrar que la naturaleza doblemente negativa de los parámetros  $\epsilon$  y  $\mu$ , resulta en la propagación de ondas electromagnéticas que exhiben velocidades de grupo y fase antiparalelas u ondas LH se iniciará escribiendo las ecuaciones de Maxwell:

$$\Delta \times \vec{E} = -\frac{\partial \mu \vec{H}}{\partial t}, \quad (\text{Ley de Faraday}) \quad (1.3a)$$

$$\Delta \times \vec{H} = \frac{\partial \epsilon \vec{E}}{\partial t} + \vec{J}_s, \quad (\text{Ley de Ampere}) \quad (1.3b)$$

$$\Delta \cdot \epsilon \vec{E} = \rho_e, \quad (\text{Ley de Gauss eléctrica}) \quad (1.3c)$$

$$\Delta \cdot \mu \vec{H} = 0, \quad (\text{Ley de Gauss magnética}) \quad (1.3d)$$

Al combinar las ecuaciones (1.3) se obtienen las ecuaciones de onda plana en el vacío:

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{-j\vec{\beta}\cdot\vec{r}} \quad (1.4a)$$

$$\vec{H} = \frac{\vec{E}_0}{\eta} e^{-j\vec{\beta}\cdot\vec{r}} \quad (1.4b)$$

Al sustituir las ecuaciones de onda plana en las dos primeras ecuaciones de Maxwell, en un medio sin pérdidas y sin fuentes, en el caso de un medio RH ( $\epsilon, \mu > 0$ ), se obtiene:

$$\vec{\beta} \times \vec{E} = +\omega\mu\vec{H} \quad (1.5a)$$

$$\vec{\beta} \times \vec{H} = -\omega\epsilon\vec{E} \quad (1.5b)$$

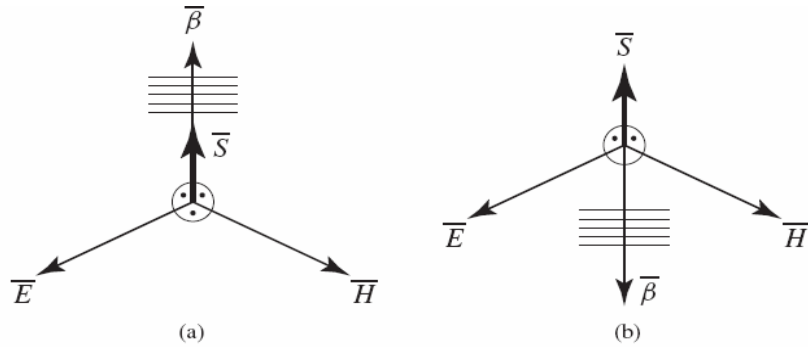
Con lo cual se construye la *tríada de la mano derecha* ( $\vec{E}, \vec{H}, \vec{\beta}$ ) mostrada en la figura 3(a). En contraste, en el caso de un medio LH, ( $\epsilon, \mu < 0$ ), y dado que  $|\epsilon| = -\epsilon > 0$  y  $|\mu| = -\mu > 0$ ,

$$\vec{\beta} \times \vec{E} = -\omega|\mu|\vec{H} \quad (1.6a)$$

$$\vec{\beta} \times \vec{H} = +\omega|\epsilon|\vec{E} \quad (1.6b)$$

Con lo cual se construye la inusual *tríada de la mano izquierda* ( $\vec{E}, \vec{H}, \vec{\beta}$ ) mostrada en la figura 3(b).

**Figura 3. (a) Triada de la mano derecha. (b) Triada de la mano izquierda**



De esta forma, se obtiene que la velocidad de fase,

$$\vec{v}_p = \frac{\omega}{\beta} \hat{a}_\beta \quad (1.7)$$

La cual, en un medio LH, es opuesta la velocidad de fase en un medio RH. Esto se debe a que la constante de fase  $\beta$ , conocida por ser positiva en un medio RH (propagación con dirección hacia afuera de la fuente), es negativa en un medio LH (propagación hacia adentro de la fuente):

$$\text{Medio RH: } \beta > 0 \quad (v_p > 0) \quad (1.8a)$$

$$\text{Medio LH: } \beta < 0 \quad (v_p < 0) \quad (1.8b)$$

Por lo tanto en un medio LH, la fase, relacionada con la velocidad de fase  $v_p$ , se propaga en dirección hacia la fuente, contrario a la potencia, relacionada con la velocidad de grupo  $v_g$ .

Al obtener la ecuación de tiempo real y estado estable de las ecuaciones de onda del campo eléctrico y magnético, y asumiendo que la potencia se propaga en dirección de los valores positivos de la variable espacial  $r$ , la propagación inversa implica que los campos tienen una dependencia tiempo-espacio:

$$\vec{E}, \vec{H} \approx e^{+j(\omega t + |\eta|k_0 r)}. \quad (1.9)$$

En esta ecuación, el único componente que equivale al factor de fase es:

$$\beta = k_n = \eta k_0 = \eta \frac{\omega}{c} \quad (1.10)$$

Donde:

$$\eta = \pm \sqrt{\epsilon_r \mu_r}, \quad (1.11)$$

es el índice de refracción. En un medio LH,  $\beta < 0$ ; por lo tanto, el índice de refracción debe ser negativo (NRI, Negative Refraction Index),  $\eta < 0$ . Esto demuestra que *el índice de refracción es negativo cuando existe permitividad y permeabilidad negativa*.

Para un mejor entendimiento de las implicaciones de las anteriores observaciones, se considera el vector de Poyting ( $\vec{S}$ ), definido como:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}^* \quad (1.12)$$

El vector de Poyting, asociado con el flujo de potencia  $P_0$  es:

$$P_0 = \frac{1}{2} \oint_s \vec{E} \times \vec{H}^* \cdot d\vec{s}. \quad (1.13)$$

El cual está orientado en la dirección de propagación de la energía y es por lo tanto paralelo a la velocidad de grupo. Por lo que, en contraste con el factor de fase  $\bar{\beta}$ , el vector de Poyting no depende de los parámetros constitutivos del medio ( $\mu$  y  $\varepsilon$ ), sino solamente de  $\bar{E}$  y  $\bar{H}$ . Esta conclusión completa las características de los medios RH y LH, que pueden ser resumidos en las siguientes ecuaciones:

$$\text{Medio RH: } v_p > 0 \ (\beta > 0) \quad \text{y} \quad v_g > 0 \quad (1.14a)$$

$$\text{Medio LH: } v_p < 0 \ (\beta < 0) \quad \text{y} \quad v_g > 0 \quad (1.14b)$$

### 1.1.3 Metamateriales RH/LH Compuestos (CRLH)

El concepto de metamaterial CRLH (Composite Right/Left-Handed), es una generalización de los metamateriales LH y provee una rápida explicación de su esencia. Al construir estructuras, como por ejemplo líneas de transmisión LH, se ha podido comprobar que a medida que una onda se propaga a través de ellas, se inducen otros efectos naturales; como consecuencia, una estructura *puramente LH* (PLH) no existe, aún en un rango de frecuencia restringido.

A través de los años los científicos han discutido la posibilidad de implementar físicamente líneas LH, llegando a la conclusión, como se mencionó anteriormente, en la práctica siempre van a existir unos efectos parásitos que impiden su construcción ideal. Sin embargo, es posible construir líneas CRLH cuyo circuito equivalente es la combinación de los efectos RH y LH y su comportamiento dominante es LH a bajas frecuencias y RH a altas frecuencias.

## 1.2 Características de los MTMs

Aunque la mayoría de las propiedades de los metamateriales; que se discutirán a continuación, aún no han sido desarrolladas en aplicaciones prácticas, es útil describirlas para ilustrar la riqueza e importancia de sus aplicaciones potenciales, que, probablemente se extienden más allá del contenido presentado en este documento. Muchos de estos fenómenos; que ocurren en asociación con los materiales LH, fueron intuitos por el científico Víctor Veselago:

- ❖ Dispersión de frecuencia necesaria de los parámetros constitutivos.
- ❖ Efecto Doppler inverso.
- ❖ Condiciones frontera inversas, entre materiales RH y LH.
- ❖ Ley de Snell inversa.
- ❖ Refracción negativa en la interfaz entre un medio RH y un medio LH.
- ❖ Transformación de una fuente puntual en una imagen puntual en un medio LH.
- ❖ Intercambio de los efectos de divergencia y convergencia en lentes LH cóncavos y convexos, respectivamente.

### a) Condiciones frontera

Las condiciones de frontera en la interfaz entre dos medios se derivan directamente de las ecuaciones de Maxwell, y se mantienen vigentes para el caso de un medio LH. Suponiendo que la densidad superficial de carga es cero en la interfaz y la ausencia de fuentes, se obtiene:



$$D_{1n} = D_{2n}, \quad (1.15a)$$

$$B_{1n} = B_{2n}, \quad (1.15b)$$

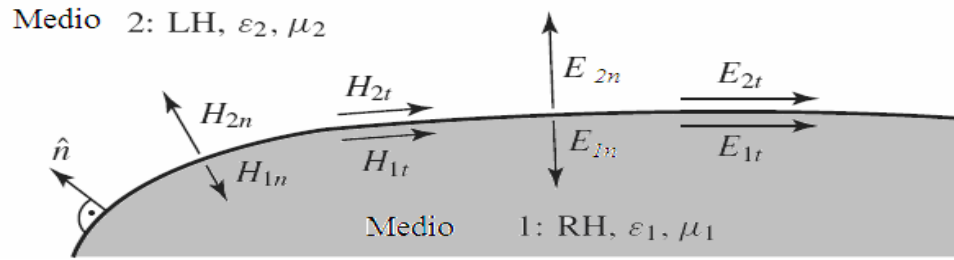
$$E_{1t} = E_{2t}, \quad (1.15c)$$

$$H_{1t} = H_{2t}, \quad (1.15d)$$

en donde los índices n y t significan normal y tangencial, respectivamente.

Ahora se puede considerar el caso específico de una interfaz entre un medio RH y un medio LH, como se ilustra en la figura 4.

**Figura 4. Condiciones frontera entre dos medios LH y RH**



Utilizando las relaciones 1.15 y tomando en cuenta que en un material LH (medio 2)  $\varepsilon < 0$  y  $\mu < 0$  se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$\varepsilon_1 E_{1n} = -|\varepsilon_2| E_{2n} \quad (1.16a)$$

$$\mu_1 H_{1n} = -|\mu_2| H_{2n} \quad (1.16b)$$

Resultando de esta forma, las cuatro ecuaciones frontera:

$$E_{1n} = -\frac{|\varepsilon_2|}{\varepsilon_1} E_{2n}, \quad (1.17a)$$

$$H_{1n} = -\frac{|\mu_2|}{\mu_1} H_{2n}, \quad (1.17b)$$

$$E_{1t} = E_{2t}, \quad (1.17c)$$

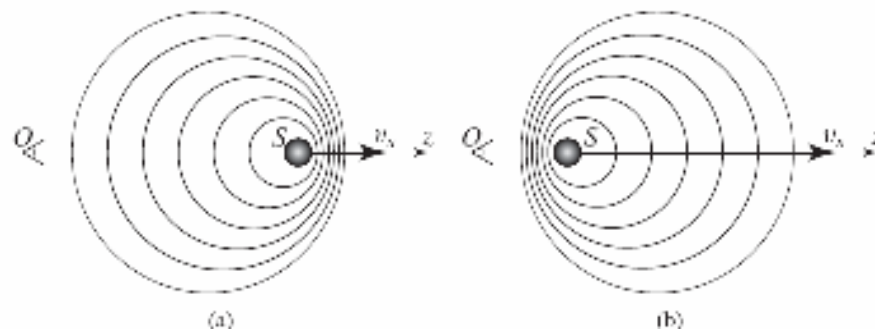
$$H_{1t} = H_{2t}. \quad (1.17d)$$

Por lo tanto, los componentes tangenciales de los campos eléctricos y magnéticos se mantienen continuos, pues las relaciones de los componentes tangenciales no dependen de  $\epsilon$  o  $\mu$ . Mientras los componentes normales se vuelven antiparalelos en la interfaz entre un medio RH y un medio LH.

### b) Efecto Doppler inverso

Considérese una fuente S en movimiento sobre el eje z y radiando omnidireccionalmente una onda electromagnética con frecuencia angular  $\omega$ , como se ilustra en la figura 5.

**Figura 5. Efecto Doppler. (a) En un medio RH. (b) En un medio LH.**



Considerando que pasa con la onda radiada a lo largo de la dirección del movimiento de la fuente S, es decir  $r = z$ . Si la fuente se mueve en dirección de los valores positivos de z con una velocidad  $v_s = z/t$ , su posición como una función del tiempo es  $z = v_s t$ . En consecuencia, la fase desde el punto de vista de un observador O localizado en el lado izquierdo de S (es decir, viendo a S en la dirección de los valores positivos de z) puede ser desarrollada como se muestra a continuación:

$$\varphi = \omega t - \beta r = \omega t - \beta v_s t = \omega \left( 1 - \frac{\beta}{\omega} v_s \right) t = \omega \left( 1 - \frac{v_s}{v_p} \right) t = \omega \left( 1 - s \frac{v_s}{|v_p|} \right) t, \quad (1.18)$$

Dado que  $\omega/\beta = v_p$ , de acuerdo a la ecuación 1.8. El coeficiente de  $t$  es la frecuencia de Doppler ( $\omega_{Doppler}$ ), la cual es la diferencia entre la frecuencia  $\omega$  de la fuente estática ( $v_s = 0$ ) y el cambio de frecuencia Doppler  $\Delta\omega$ ,

$$\omega_{Doppler} = \omega - \Delta\omega, \text{ donde } \Delta\omega \approx \pm \frac{v_s}{|v_p|}, \quad (1.19)$$

En un medio RH,  $\Delta\omega > 0$ , tomando el signo positivo, y por lo tanto la frecuencia, medida por el observador de una fuente que se aleja; disminuye, como se muestra en la figura 5; por otro lado, un observador localizado a la derecha de la fuente, es decir, viendo una fuente en aproximación, medirá una frecuencia que aumenta, puesto que el signo de la velocidad relativa de la fuente  $v_s$ , cambiará para el observador. En un medio LH, debido a que toma el signo negativo, el fenómeno completo se invierte, como se observa en la figura 5: la frecuencia Doppler de una onda que se aleja tiene una frecuencia que se incrementa, mientras que disminuye para una onda que se acerca al observador; tal y como lo señalaba Veselago en 1967 como una consecuencia inmediata.

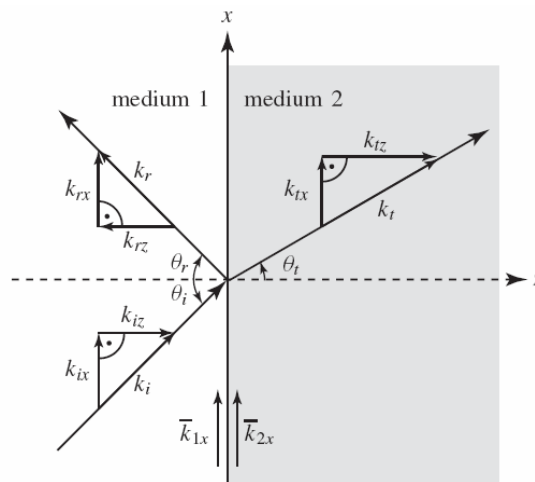
### c) Ley de Snell inversa: refracción negativa

Una de las propiedades más remarcables de los materiales LH es su índice de refracción negativa (NRI, por sus siglas en inglés), la cual ya ha sido demostrada en la sección 1.1.2. En esta sección se mostrarán las consecuencias de la refracción negativa en la interfaz entre un medio LH y un medio RH.

Se debe, primero, considerar el problema de una onda plana incidente en la frontera entre dos medios homogéneos, como se ilustra en la figura 6. En general, de una onda incidente en el medio 1, son generadas una onda reflejada en el medio 1 y una onda transmitida (o refractada) en el medio 2. Las condiciones frontera requieren que los componentes tangenciales de  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$  sean continuos en  $z = 0$  para todos los valores de  $x$  y  $y$ . Nombrando a las magnitudes de los campos eléctricos tangenciales, incidentes, reflejados y transmitidos  $E_{i,\text{tan}}$ ,  $E_{r,\text{tan}}$  y  $E_{t,\text{tan}}$ , respectivamente, se obtiene (en  $z = 0$ ) en todos los casos posibles:

$$E_{i,\text{tan}} e^{-j(k_{ix}x+k_{iy}y)} + E_{r,\text{tan}} e^{-j(k_{rx}x+k_{ry}y)} = E_{t,\text{tan}} e^{-j(k_{tx}x+k_{ty}y)} \quad (1.20)$$

**Figura 6. Ondas en la interfaz de dos medios**



El campo total es la suma de los campos incidentes y reflejados en el medio 1 y el campo transmitido en el medio 2. Para que esta ecuación sea satisfecha para todos los valores de  $x$  y de  $y$  es que  $E_{i,\text{tan}} + E_{r,\text{tan}} = E_{t,\text{tan}}$ , y por lo tanto:

$$k_{ix} = k_{rx} = k_{tx} = k_x, \quad (1.21a)$$

$$k_{iy} = k_{ry} = k_{ty} = k_y, \quad (1.21b)$$

Lo cual muestra que el componente tangencial del factor de fase  $\bar{k}_{\tan} = k_x \hat{x} + k_y \hat{y}$  es continuo en la interfaz entre los dos medios

$$\bar{k}_{1,\tan} = \bar{k}_{2,\tan} \quad (1.22)$$

Expresando los componentes tangenciales de los factores de fase como una función de sus ángulos se tiene, para los componentes x:

$$k_{ix} = k_i \sin \theta_i, \quad k_{rx} = k_r \sin \theta_r, \quad k_{tx} = k_t \sin \theta_t \quad (1.23)$$

Donde,

$$k_i = \frac{\omega \sqrt{\epsilon_{r1} \mu_{r1}}}{c} = \frac{\omega \eta_1}{c} = k_r = k_1, \quad k_t = \frac{\omega \sqrt{\epsilon_{r2} \mu_{r2}}}{c} = \frac{\omega \eta_2}{c} = k_2 \quad (1.24)$$

Las ecuaciones 1.22 y 1.23, aplicadas a las ondas incidentes y reflejadas, llevan a la relación  $k_i \sin \theta_i = k_r \sin \theta_r$ , la cual, con el uso de la ecuación 1.24, llevan a la *Ley de Snell de la reflexión*,

$$\theta_r = \theta_i. \quad (1.25)$$

Esta ley no cambia en la interfaz entre un medio RH y un medio LH, porque relaciona solamente campos en el mismo medio.

Las ecuaciones 1.22 y 1.23 aplicadas a las ondas incidentes y transmitidas permiten encontrar la relación  $k_i \sin \theta_i = k_t \sin \theta_t$ , la cual, por medio del uso de la ecuación 1.24, determina la *ley de Snell de la refracción*:

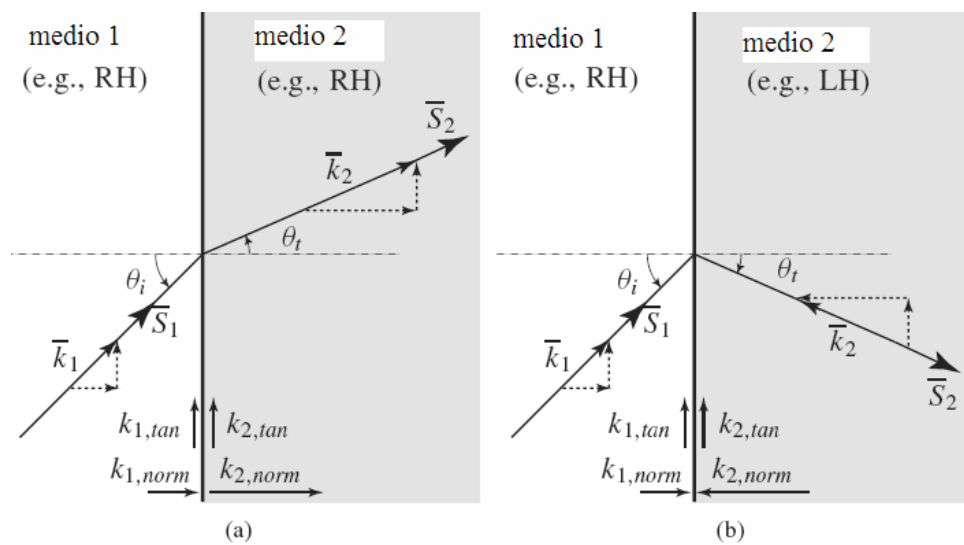
$$s_1 |\eta_1| \sin \theta_1 = s_2 |\eta_2| \sin \theta_2, \quad (1.26)$$

donde:

$$s = \begin{cases} +1 & \text{Si el medio es RH} \\ -1 & \text{Si el medio es LH} \end{cases} \quad (1.27)$$

En donde se puede apreciar que si los dos medios son LH, la ley de Snell no es modificada debido a la cancelación mutua de los dos signos negativos de los índices de refracción. Por lo tanto, el inverso de la ley de Snell en la interfaz de un medio RH y un medio LH queda demostrada. Una onda incidente en la interfaz entre dos medios del mismo tipo (por ejemplo RH) experimenta *refracción positiva*, caracterizada por un ángulo de refracción positivo, mientras que una onda en la interfaz de dos medios de diferente tipo (RH y LH) experimenta *refracción negativa*, correspondiendo a un ángulo negativo de refracción.

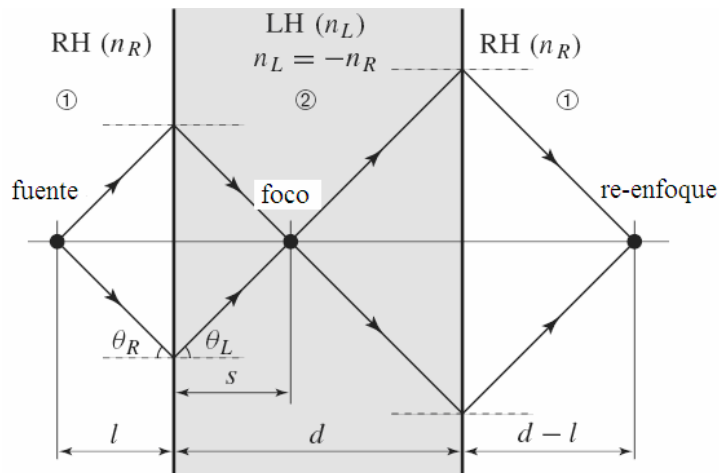
**Figura 7. (a) Refracción positiva. (b) Refracción negativa.**



#### d) Enfoque de un lente plano LH

Aplicando la ley de Snell dos veces a una sección LH colocada entre dos medios RH, como se muestra en la figura 8, también llamado “lente” LH, se obtiene el *efecto de doble enfoque*.

**Figura 8. Efecto de doble enfoque en un “lente plano”**



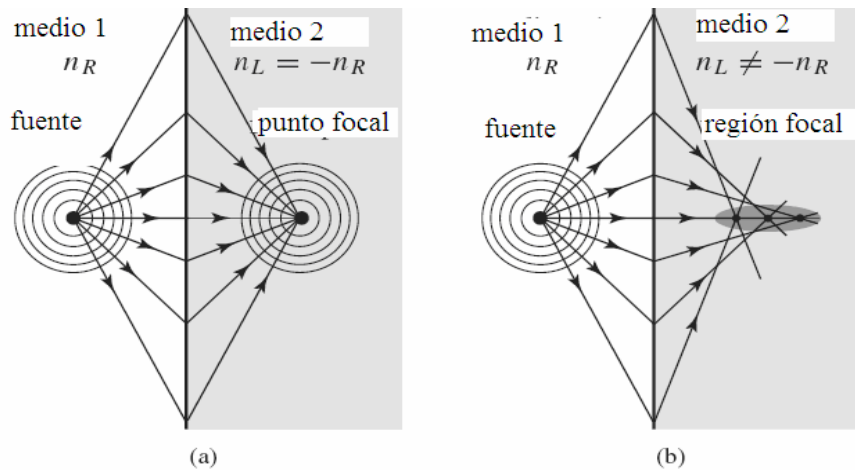
Dos rayos con ángulos iguales y simétricos radiados desde la fuente; a una distancia  $l$  de la primera interfaz, son refractados negativamente con un ángulo de la misma magnitud, encontrándose a una distancia  $s$  en la sección LH; luego se enfocan de nuevo luego de una segunda refracción negativa en el segundo medio RH a una distancia  $d - l$  de la segunda interfaz, donde  $s$  se obtiene, a partir de simples consideraciones trigonométricas, como:

$$s = l \frac{\tan \theta_R}{\tan |\theta_L|}, \quad (1.28)$$

Donde el ángulo  $\theta_R$  es el ángulo de incidencia y  $\theta_L$  es obtenido por medio de la ley de Snell,  $\theta_L = -\sin^{-1}[(n_R/n_L)\sin\theta_R]$ . La fórmula 1.28 muestra que si dos medios tienen la misma *densidad electromagnética*, es decir, índices de refracción de igual magnitud ( $n_L = -n_R$ ), se obtiene un foco a una distancia  $s = l$ .

Considerando de forma más general, en lugar de dos ondas planas simétricas aisladas, una onda electromagnética cilíndrica o esférica; como es radiada típicamente por una fuente puntual, se necesita tener dos medios con la misma densidad electromagnética para lograr un buen enfoque. En este caso, cada par  $l$  de rayos simétricos con ángulo de incidencia  $\theta_{R,L}$ , se enfocan al mismo punto, como se muestra en la figura 9(a).

**Figura 9. (a) Punto focal puro. (b) Aberración esférica**



Si las densidades electromagnéticas de los dos medios son diferentes, los rayos se refractan hacia diferentes puntos focales, obteniéndose diferentes distancias focales.



En este caso ocurre un fenómeno llamado *aberración esférica*, como se muestra en la figura 9b, y el punto focal se degenera en una difusa mancha focal con un área que se incrementa con el contraste de los índices de refracción.

Los coeficientes de reflexión y transmisión para una polarización paralela ( $\vec{E}$  paralelo al plano de incidencia) y polarización perpendicular, son dados, tomando como referencia la figura 6.

$$R_{\parallel} = \frac{\varepsilon_{r1}k_{2z} - \varepsilon_{r2}k_{1z}}{\varepsilon_{r1}k_{2z} + \varepsilon_{r2}k_{1z}} = \frac{\eta_2 \cos \theta_2 - \eta_1 \cos \theta_1}{\eta_2 \cos \theta_2 + \eta_1 \cos \theta_1} \quad (1.29a)$$

$$T_{\parallel} = \frac{2(\varepsilon_{r1}\varepsilon_{r2}\mu_{r2}/\mu_{r1})k_{1z}}{\varepsilon_{r1}k_{2z} + \varepsilon_{r2}k_{1z}} = \frac{2\eta_2 \cos \theta_1}{\eta_2 \cos \theta_2 + \eta_1 \cos \theta_1} \quad (1.29b)$$

$$R_{\perp} = \frac{\mu_{r2}k_{1z} - \mu_{r1}k_{2z}}{\mu_{r2}k_{1z} + \mu_{r1}k_{2z}} = \frac{\eta_2 \cos \theta_1 - \eta_1 \cos \theta_2}{\eta_2 \cos \theta_1 + \eta_1 \cos \theta_2} \quad (1.29c)$$

$$T_{\perp} = \frac{2\mu_{r2}k_{1z}}{\mu_{r2}k_{1z} + \mu_{r1}k_{2z}} = \frac{2\eta_2 \cos \theta_1}{\eta_2 \cos \theta_1 + \eta_1 \cos \theta_2} \quad (1.29d)$$

Estas fórmulas muestran que; si como se observa en la figura 7,  $k_{z2} = -|k_{z2}|$ ,  $\varepsilon_{r2} = -|\varepsilon_{r2}|$  y  $\mu_{r2} = -|\mu_{r2}|$ , los coeficientes en una interfaz RH/LH son iguales en magnitud a los coeficientes en una interfaz RH/RH. La razón de la conservación de dicha magnitud es que estos coeficientes dependen únicamente de los componentes tangenciales de los campos, los cuales no varían en una interfaz RH/RH y en una interfaz RH/LH, tal como se observa en las ecuaciones 1.18c y 1.18d. Además, los coeficientes de Fresnel en una interfaz RH/LH también son iguales en fase a los coeficientes de Fresnel en una interfaz RH/RH, excepto por el coeficiente de transmisión para la polarización paralela  $T_{\parallel}$ , cuya fase se invierte.

Por lo tanto para obtener un enfoque “perfecto”, en la configuración de medios mostrada en la figura 8, se debe utilizar una sección LH; no solo del mismo índice refractivo que el medio RH, sino también debe tener la misma impedancia intrínseca, para obtener transmisión perfecta sin reflexión, tal como se observa en las ecuaciones 1.30, y que por lo tanto se debe tener:

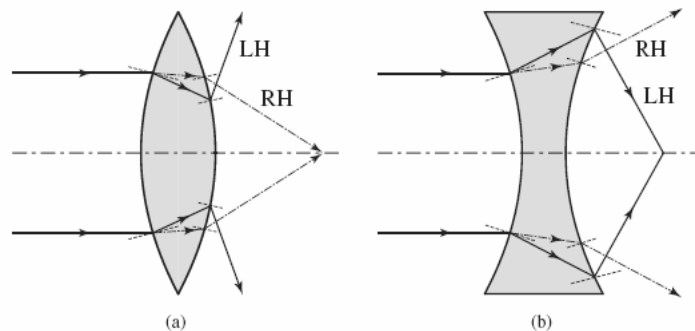
$$\varepsilon_1 = \varepsilon_2 \quad \text{y} \quad \mu_1 = \mu_2,$$

lo cual, obviamente, representa una limitación de diseño más importante que la condición aislada  $\eta_2 = -\eta_1$ . Esta es una de las razones por las cuales enfocar con un lente plano es relativamente difícil de conseguir.

### e) Convergencia y divergencia inversas en lentes cóncavos y convexos

Dada su naturaleza efectivamente homogénea, en el rango de frecuencias de interés, los metamateriales representan un nuevo paradigma para lograr efectuar “óptica convencional en materiales no convencionales a frecuencias de microondas”. En la práctica, se pueden tener limitaciones como un tamaño de celda unitaria  $p/\lambda_g$  muy grande a frecuencias en las cuales, alguna cantidad de difracción o dispersión es producida, lo cual altera la pureza de la refracción.

**Figura 10. Convergencia y divergencia introducida por lentes RH y LH**



Todos los fenómenos ópticos convencionales de rayos deben ser estudiados nuevamente bajo la luz de los efectos inusuales logrados con lentes LH. Por ejemplo, la figura 10, ilustra el inverso de los efectos de convergencia y divergencia de lentes convexos y cóncavos, respectivamente, cuando el lente RH convencional es reemplazado por un lente LH. En la práctica, una interfaz curva (parabólica o hiperbólica) con un metamaterial LH solamente puede obtenerse de una forma escalonada, dada la naturaleza estructural del metamaterial. Sin embargo, si  $p/\lambda_g \ll 1$ , los efectos dispersivos de esta interfaz escalonada son despreciables.

Dentro de los potenciales beneficios de reemplazar lentes convencionales (RH) por lentes LH, se puede mencionar el siguiente ejemplo. La distancia focal en un lente delgado está dado por:

$$f = \frac{R}{|\eta - 1|}, \quad (1.30)$$

donde  $R$  es el radio curvatura de la superficie del lente. De esta fórmula, se observa que, para una  $R$  dada, un lente con un índice de  $\eta = -1$  puede tener la misma distancia focal de un lente con índice  $\eta = +3$ . Utilizando el mismo razonamiento, al comparar un lente RH con un lente LH con un índice de la misma magnitud, se observa que el lente LH puede tener una longitud focal más pequeña y por lo tanto puede ser más compacto. Otra observación acerca de la fórmula de longitud focal es que un lente RH, con  $\eta = +1$ , puede no enfocar ondas electromagnética (pues  $f = \infty$ ), mientras un lente LH con la misma densidad,  $\eta = -1$ , puede hacerlo, con una longitud focal  $f = R/2$ .

### **1.3 Reseña histórica**

En la década los 60s, el científico Víctor Veselago, del Instituto de Física P. N. Lebedev de Moscú, examinó la posibilidad de la existencia de medios que exhibieran simultáneamente permitividad y permeabilidad negativa. Concluyó que dichos medios estaban permitidos por las ecuaciones de Maxwell y que las ondas planas propagándose dentro de ellos podían ser descritas mediante la triada de la mano izquierda mostrada en la figura 3, y de esta forma los llamó materiales LH.

Veselago concluyó su papel sugiriendo la existencia de materiales reales (naturales) con estas características. Sin embargo, reconoció que desafortunadamente no se conocían, en esa época, ni una sola sustancia con estas cualidades.

#### **1.3.1 Dieléctricos artificiales**

En los dieléctricos naturales, las interacciones electromagnéticas locales; a niveles atómicos o moleculares, producidos por un campo aplicado, resultan en una respuesta macroscópica que puede ser descrita por una permitividad eléctrica y una permeabilidad magnética. Pareciera, por lo tanto, que cualquier esfuerzo de sintetizar los parámetros particulares de un material requiere tener acceso a los átomos o moléculas en cuestión, un grado de precisión que hace de esta una tarea casi imposible. Sin embargo, aparentemente las condiciones de onda larga pueden encontrarse a escalas mucho más accesibles; de hecho, para ondas lo suficientemente grandes (RF o microondas por ejemplo) pueden fabricarse dispersores de dimensiones prácticas, que reaccionen a los campos aplicados tal y como lo hacen los átomos y moléculas de una red cristalina.

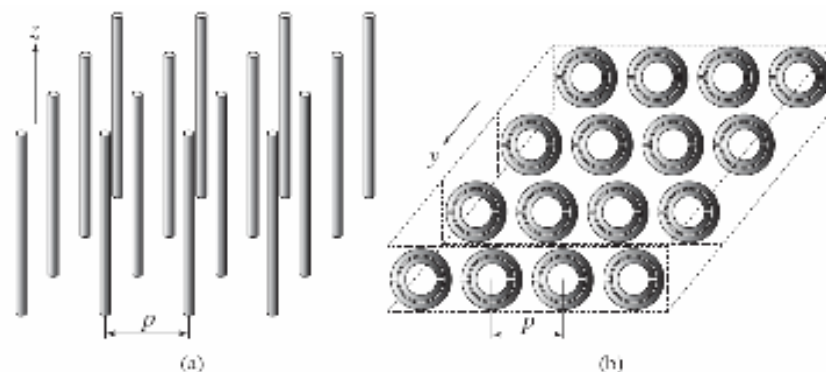
Aunque estas ideas parecen novedosas, fueron, de hecho, sometidas a un intenso escrutinio hace medio siglo durante la investigación de medios sintéticos conocidos como dieléctricos artificiales. El término “dieléctrico artificial” fue introducido en 1948 por Winston E. Kock de los Laboratorios Bell para describir a las estructuras electromagnéticas de dimensiones practicables que pueden imitar la respuesta de sólidos naturales a la radiación electromagnética. Poco después Kock notó que cualquier analogía que trate de capturar las características de los dieléctricos artificiales debe, igual que en los dieléctricos naturales, requerir que la longitud de onda en el medio sea mucho más larga que los espacios de la red artificial.

#### **1.3.1.1 Permitividad negativa**

Se sabe que los plasmas son descritos por una función de permitividad que se vuelve negativa bajo la llamada “frecuencia plasma”  $\omega_P$ , causando que la constante de propagación en el plasma se vuelva imaginaria. En esta región de las frecuencias, las ondas electromagnéticas incidentes en el plasma sufren atenuación reactiva y son reflejadas. La idea de realizar modelos de plasma utilizando dieléctricos artificiales fue examinada en 1962 por Walter Rotman. Su análisis, no consideraba explícitamente la permitividad del medio y, por lo tanto, estaba limitado a la consideración de su índice de refracción. El medio artificial creado por Rotman estaba compuesto de alambres delgados en forma de barras cilíndricas orientadas en la dirección del campo eléctrico incidente. Sin embargo, sus frecuencias de plasma ocurren normalmente en la región ultravioleta del espectro electromagnético, en la cual las longitudes de onda son extremadamente pequeñas. Esta condición impide el uso de dieléctricos artificiales en el rango de las microondas.

Para resolver este problema el equipo del físico teórico John Pendry del Colegio Imperial de Londres (y simultáneamente Sievenpiper, *et al.*), propuso una modificación de la estructura familiar de Rotman, la cual estaba compuesta por una malla de alambres conductores muy delgados (TW, thin-wire) ordenados de forma periódica, como se muestra en la figura 11(a). Debido al confinamiento espacial de los electrones en los alambres, la concentración efectiva de electrones en el volumen de la estructura es disminuida, lo cual disminuye también la frecuencia de plasma. Por lo tanto, un arreglo de alambres metálicos delgados, en virtud de su comportamiento parecido al plasma, produce una permitividad negativa a frecuencias de microondas.

**Figura 11. (a) TW, permitividad negativa (b) SRR, permeabilidad negativa**



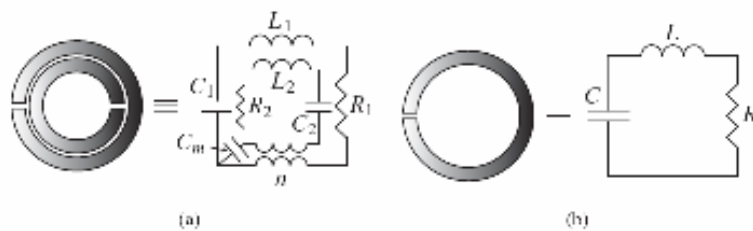
Por otro lado, la permeabilidad es simplemente  $\mu = \mu_0$ , pues no hay ningún material magnético presente y no es generado ningún dipolo magnético. Se asume que los alambres sean más largos que la longitud de onda, lo que significa que son excitados a frecuencias menores que su frecuencia de primera resonancia.

### 1.3.1.2 Permeabilidad negativa

Antes de descartar la posibilidad de conseguir permeabilidad negativa utilizando sustancias isotrópicas, Veselago imaginó la naturaleza de dicha sustancia, un gas compuesto de “cargas” magnéticas el cual exhibe una frecuencia de plasma magnética, bajo la cual la permeabilidad asumirá valores negativos. El obstáculo, por supuesto, era la partícula constitutiva, la carga magnética hipotética.

En 1999 Pendry afirmó haber desarrollado materiales artificiales microestructurados, los cuales exhibían propiedades magnéticas extrañas. La conclusión de la investigación fue, que dichos materiales eran estrictamente diamagnéticos y que su permeabilidad alcanza el valor del espacio libre al disminuir el radio de los alambres, una respuesta esperada de los dieléctricos artificiales simples. Sin embargo, al darle a los cilindros una estructura electromagnética interna, Pendry *et al* notaron un comportamiento distinto. El resultado es el resonador de anillo dividido (SRR, Split-Ring Resonator), mostrado en la figura 11(b). Si el campo magnético  $H$  excitador, es perpendicular al plano de los anillos; induciendo corrientes resonantes en ambos anillos, este metamaterial exhibe una respuesta magnética a pesar de no incluir materiales conductores de magnetismo, dado la presencia de momentos dipolares magnéticos proveídos por los resonadores de anillo.

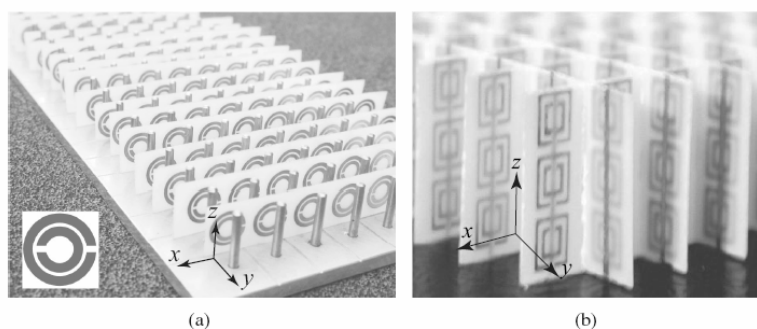
**Figura 12. Circuito equivalente. (a) SSR doble. (b) SSR simple.**



### 1.3.2 El primer metamaterial

Smith, Schultz *et al*, en la Universidad de California, combinaron las estructuras TW y SSR de Pendry en una estructura compuesta mostrada en la figura 13, la cual representa el primer prototipo experimental de un metamaterial LH. Los argumentos consistían en lo siguiente: 1) diseñar una estructura TW y una estructura SRR con rangos de frecuencias permitividad y permeabilidad superpuestas; 2) combinar las dos estructuras en una estructura TW-SRR compuesta y 3) conducir una onda electromagnética a través de la estructura y concluir que se obtiene un coeficiente de máxima transmisión en el rango de frecuencias de interés, probando así que los parámetros constitutivos son simultáneamente negativos en dicho rango.

**Figura 13. Estructura LH experimental. (a) unidimensional (b) bidimensional**



Habiendo una vez mostrado que existe propagación en el medio cuando los parámetros efectivos son simultáneamente negativos, faltaba solamente verificar si este poseía un índice de refracción negativo, como era la hipótesis de Veselago casi treinta años atrás. Los resultados fueron reportados finalmente en la revista *Science*. R. A. Shelby, D. R. Smith y S. Schultz de la UCSD habían verificado experimentalmente la refracción negativa utilizando un medio compuesto TW/SRR.



Estructuras SRR dobles impresas en un lado de un sustrato de fibra de vidrio fueron unidos con estructuras TW impresas en el reverso del sustrato, y las placas individuales fueron ensambladas formando una estructura de bidimensional y periódica como se muestra en la figura 13(b).

De esta forma el experimento de la UCSD produjo el primer metamaterial LH y el trabajo seminal de Veselago resurgió de forma exitosa.



## 2. LÍNEAS DE TRANSMISIÓN A PARTIR DE METAMATERIALES

En el presente capítulo se presenta la teoría fundamental de las líneas de transmisión, basadas en los metamateriales. Al igual que en el caso de los materiales RH, la teoría de las líneas de transmisión es una poderosa herramienta para el análisis y diseño de metamateriales CRLH. Estos conceptos representan el fundamento para la mayoría de aplicaciones presentadas en este documento.

### 2.1 Líneas de transmisión CRLH Idealmente homogéneas

Una línea de transmisión homogénea, en un sentido estricto, es perfectamente *uniforme* en la dirección de la propagación. En adición, una línea de transmisión es llamada *ideal* si puede transmitir señales de todas las frecuencias, desde cero hasta infinito.

Aunque es posible construir líneas RH homogéneas, no parece posible la construcción de líneas LH o CRLH homogéneas, debido a que los materiales homogéneos LH o CRLH no existen. Sin embargo, es posible construir líneas de transmisión LH artificiales con homogeneidad efectiva, las cuales imiten a las líneas de transmisión ideales en un rango restringido de frecuencias.

A pesar de la inexistencia de líneas CRLH con homogeneidad ideal, es de mucha importancia realizar el análisis de dichas estructuras, pues provee una visión de los aspectos fundamentales de los metamateriales CRLH mediante relaciones bastante simples, y más importante, porque realmente describe las características de los metamateriales dada su homogeneidad efectiva.

La diferencia entre una línea de transmisión homogénea y una línea de transmisión con homogeneidad efectiva es que en el primer caso se tiene una distancia incremental  $\Delta z \rightarrow 0$ , mientras que en el segundo caso se debe considerar la siguiente restricción:

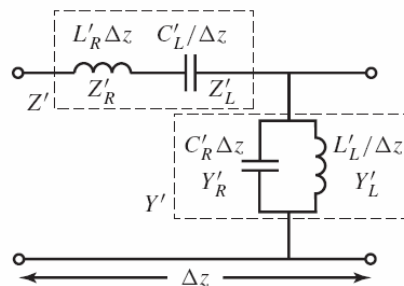
$$\Delta z \ll \lambda_g \quad \left( \text{al menos } \Delta z < \frac{\lambda_g}{4} \right), \quad (2.1)$$

donde  $\lambda_g$  representa la longitud de onda guiada y  $\Delta z$  es típicamente igual al tamaño de celda  $p$ .

### 2.1.1 Características fundamentales

El modelo para una línea de ondas sin pérdidas se muestra en la figura 14. Consiste de una impedancia por unidad de longitud  $Z'$  ( $\Omega/m$ ) y una admitancia por unidad de longitud  $Y'$  (S/m).

**Figura 14. Circuito equivalente para una línea de transmisión ideal.**



En donde,

$$Z' = j \left( \omega L'_R - \frac{1}{\omega C'_L} \right), \quad (2.2a)$$

$$Y' = j \left( \omega C'_R - \frac{1}{\omega L'_L} \right), \quad (2.2b)$$

Se puede observar tanto en la figura 14 como en las ecuaciones 2.2 que si las impedancias y admitancias LH son cero, que el circuito se reduce al modelo convencional de línea de transmisión RH pura. En contraste, si son las impedancias y admitancias RH las que son cero, el modelo se convierte en el de una línea LH pura. Si todas las impedancias y admitancias son distintas que cero, todos los elementos contribuyen a las características de transmisión y la línea es llamada CRLH, la cual es la estructura metamaterial más general posible.

El comportamiento de la línea CRLH puede ser anticipado a partir de las siguientes consideraciones asintóticas. A bajas frecuencias ( $\omega \rightarrow 0$ ), la línea CRLH se vuelve equivalente a una línea LH pura. A altas frecuencias ( $\omega \rightarrow \infty$ ), la línea se vuelve equivalente a una línea de transmisión RH pura.

Con el propósito de realizar un análisis de las líneas de transmisión CRLH, se presentan las ecuaciones de línea generalizadas o también llamadas ecuaciones del telegrafista para las ondas sinusoidales en estado estático:

$$\frac{dV}{dz} = -Z' I = -j\omega \left( L'_R - \frac{1}{\omega^2 C'_L} \right) I \quad (2.3a)$$

$$\frac{dI}{dz} = -Y' V = -j\omega \left( C'_R - \frac{1}{\omega^2 L'_L} \right) V \quad (2.3b)$$

Resolviendo simultáneamente las ecuaciones (2.3a) y (2.3b), se obtienen las ecuaciones de onda para  $V$  e  $I$

$$\frac{d^2V}{dz^2} - \gamma^2 = 0 \quad (2.4a)$$

$$\frac{d^2I}{dz^2} - \gamma^2 = 0 \quad (2.4b)$$

Donde  $\gamma$  (1/m) es la constante compleja de propagación, la cual puede ser expresada de la siguiente manera:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z'Y'}, \quad (2.5)$$

y está asociada con las soluciones para una onda viajera:

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{+\gamma z} \quad (2.6a)$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{+\gamma z} = \frac{\gamma}{Z'} (V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{+\gamma z}) \quad (2.6b)$$

La segunda igualdad en la ecuación 2.6b se obtiene tomando la derivada de la ecuación (2.6a) e igualando la expresión resultante con la ecuación 2.3a. La impedancia característica  $Z_c$  ( $\Omega$ ), que relaciona el voltaje y la corriente en las líneas se obtiene en términos de  $Z'$  y  $Y'$  comparando las dos expresiones de la ecuación 2.6b y utilizando la ecuación 2.5:

$$Z_c = R_c + jX_c = \frac{Z'}{\gamma} = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} = Z_c(\omega) \quad (2.7)$$

Por conveniencia, se introducen las siguientes variables:

$$\omega'_R = \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_R}} \quad (\text{rad} \cdot \text{m})/\text{s} \quad (2.8a)$$

$$\omega_L' = \frac{1}{\sqrt{L_L' C_L'}} \text{ rad/(m} \cdot \text{s)} \quad (2.8b)$$

$$\kappa = L_R' C_L' + L_L' C_R' \text{ (s/rad)}^2 \quad (2.8c)$$

Y las frecuencias de resonancia en serie y paralelo:

$$\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_R' C_L'}} \text{ rad/s} \quad (2.9a)$$

$$\omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_L' C_R'}} \text{ rad/s} \quad (2.9b)$$

Al ingresar las ecuaciones 2.2 en la ecuación 2.5 y utilizando las ecuaciones 2.8, se obtienen la expresión explícita para la constante compleja de propagación:

$$\gamma = \alpha + j\beta = js(\omega) \sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_R'}\right)^2 + \left(\frac{\omega_L'}{\omega}\right)^2 - \kappa \omega_L'^2} \quad (2.10)$$

Donde  $s(\omega)$  es la siguiente función,

$$s(\omega) = \begin{cases} -1 & \text{si } \omega < \min(\omega_{se}, \omega_{sh}) \text{ rango LH,} \\ +1 & \text{si } \omega > \max(\omega_{se}, \omega_{sh}) \text{ rango RH} \end{cases} \quad (2.11)$$

### 2.1.2 Casos balanceado y no balanceado

La relación atenuación/dispersión CRLH (2.10) graficada en la figura 15(a) muestra las curvas para la propagación de energía tanto en la dirección tanto positiva como negativa de  $z$ , mientras que la figura 15(b) muestra estas curvas en comparación con las curvas de dispersión de las líneas PRH y LRH correspondientes.

Debe notarse la presencia de una discontinuidad en los materiales CRLH, debida a la diferencia entre las resonancias en serie y paralelo ( $\omega_{se}$ ,  $\omega_{sh}$ ). Cuando esta diferencia ocurre, se dice que la línea de transmisión CRLH es *no balanceada*.

La impedancia característica CRLH se obtiene explícitamente ingresando las ecuaciones 2.2 en la ecuación 2.7 junto con las ecuaciones 2.9:

$$Z_C = Z_L \sqrt{\frac{(\omega/\omega_{se})^2 - 1}{(\omega/\omega_{sh})^2 - 1}}, \quad (2.12)$$

donde  $Z_L$  es la impedancia PLH y  $Z_R$  es la impedancia PRH:

$$Z_L = \sqrt{\frac{L'_L}{C'_L}} \quad (2.13a)$$

$$Z_R = \sqrt{\frac{L'_R}{C'_R}} \quad (2.13b)$$

Una línea CRLH exhibe propiedades interesantes en el caso particular cuando las frecuencias de resonancia en serie y paralelo son iguales, el cual es llamado *caso balanceado* y es opuesto al *caso no balanceado*, asumido anteriormente, donde las resonancias en serie y paralelo son diferentes.

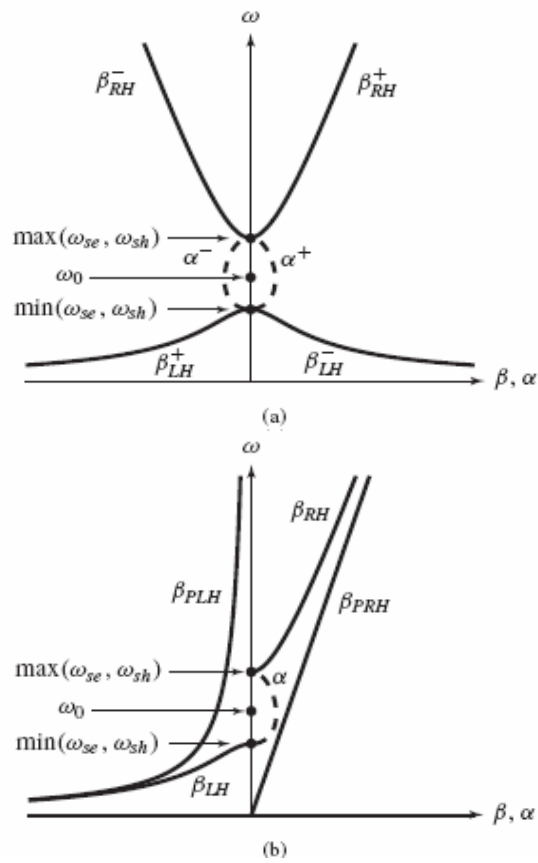
Cuando una línea no balanceada es alimentada por una señal con cualquiera de las dos frecuencias,  $\omega = \omega_{se}$  o  $\omega = \omega_{sh}$ , se obtiene una impedancia igual a cero o una admitancia igual a cero, respectivamente, según las ecuaciones 2.2. Introduciendo un cero y un polo, respectivamente, en la impedancia característica (ec. 2.12), se obtienen las ecuaciones 2.14.



$$Z_C(\omega = \omega_{se}) = 0 \quad (2.14a)$$

$$Z_C(\omega = \omega_{sh}) = \infty \quad (2.14b)$$

**Figura 15. Diagramas de dispersión/atenuación para una línea de transmisión CRLH. (a) Propagación de energía a través de +z y -z. (b) Comparación de la propagación de energía en las líneas de transmisión CRLH, PLH y PRH.**



Estas condiciones de impedancia corresponden a una velocidad de grupo igual cero o cero inclinaciones en el diagrama de dispersión, es decir, resonancias de la línea de transmisión, y resulta en la aparición de una banda de eliminación o discontinuidad. Por lo tanto de la ecuación 2.12, se obtiene:

$$Z_c [0 < \omega < \min(\omega_{se}, \omega_{sh})] \in \mathbb{R} \quad (2.15a)$$

$$Z_c [\min(\omega_{se}, \omega_{sh}) < \omega < \max(\omega_{se}, \omega_{sh})] \in \mathbb{I} \quad (2.15b)$$

$$Z_c [\omega > \max(\omega_{se}, \omega_{sh})] \in \mathbb{R} \quad (2.15c)$$

En contraste, en el caso balanceado ( $\omega_{se} = \omega_{sh} = \omega_0$ ), se observa en la ecuación 2.12 que el cero  $\omega_{se}$  y el polo  $\omega_{sh}$  en la impedancia característica se cancelan mutuamente, suprimiendo el efecto de resonancia, como consecuencia, la franja de discontinuidad se cierra y la impedancia característica se convierte en una cantidad independiente de la frecuencia:

$$Z_C = Z_L = Z_R \quad (2.16).$$

Esto significa que la condición balanceada permite un acople sobre un ancho de banda infinito.

Examinando que sucede con la constante de propagación en el caso balanceado, la expresión para  $\kappa$  en la ecuación 2.8c se convierte en:

$$\kappa = \frac{2}{\omega_R \omega_L} \quad (2.17)$$

Ingresando este resultado en la ecuación 2.10 se obtiene una expresión simplificada para la constante de fase:

$$\beta = \frac{\omega}{\omega_R} - \frac{\omega_L'}{\omega} \quad (2.18)$$

Exhibiendo:

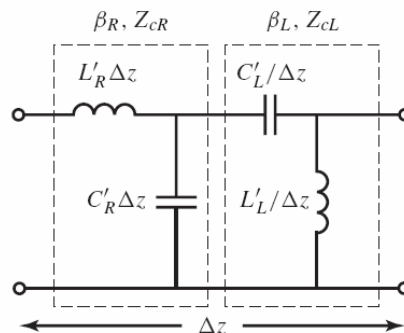
$$\omega_0 = \sqrt{\omega_R' \omega_L'}, \quad (2.19)$$

Esto indica que la frecuencia en la que ocurre la atenuación máxima (discontinuidad) en la línea no balanceada se convierte en la *frecuencia de transición* (continuidad) entre los rangos LH y RH si la línea es balanceada. Las características de la línea balanceada corresponden al modelo de circuito simplificado mostrado en la figura 16.

La línea CRLH balanceada tiene un número de ventajas sobre la no balanceada, las cuales se pueden enumerar de la siguiente forma:

- El modelo es más simple que el modelo general no balanceado, pues las contribuciones LH y RH combinadas están separadas y son reconocibles la una de la otra.

**Figura 16. Circuito equivalente simplificado para la unidad de celda de una línea en condición balanceada (comparada con el caso general no balanceado).**



- En contraste con la línea de transmisión desbalanceada, en la línea balanceada no existen discontinuidades.
- La impedancia característica de la línea balanceada es una cantidad constante independiente de la frecuencia. Como consecuencia, puede ser acoplada sobre un amplio ancho de banda, mientras que una línea desbalanceada solamente puede ser acoplada sobre un ancho de banda.
- En el caso no balanceado, la discontinuidad, delimitada por las resonancias en serie y paralelo, se asocia con una velocidad de grupo igual a cero. En contraste, en el caso balanceado, no existe dicha discontinuidad y la velocidad de grupo presenta la propiedad de no ser igual a cero en la frecuencia de transición, siendo esto una característica clave de las estructuras CRLH.
- Debido a que la frecuencia de transición  $\omega_0$  asociada con el modo fundamental (ec. 2.18), soporta propagación de onda cuando  $\beta = 0$ , es llamada *origen de fase* de la línea de transmisión CRLH. En esta frecuencia, el desfase a través de una línea de longitud  $\ell$  es cero ( $\phi = -\beta\ell = 0$ ). Cuando la frecuencia desciende de  $\omega_0$  hacia cero, la fase se vuelve positiva, incrementando progresivamente; cuando la frecuencia se incrementa sobre el valor  $\omega_0$  hacia el infinito, la fase se vuelve negativa, incrementando progresivamente en magnitud.

## 2.2 Implementación de una red LC

La línea de transmisión descrita en la anterior sección aún no ha sido descubierta en la naturaleza, pero puede ser fabricada una línea de transmisión CRLH con homogeneidad efectiva, la cual sea operativa en un rango de frecuencias restringido; a partir de un circuito en forma de red en escalera.

### 2.2.1 Principio

Este circuito se obtiene al colocar en cascada la unidad de celda LC mostrada en las figuras 14 y 16, obteniéndose una red en escalera. La unidad de celda consiste en una impedancia  $Z$  ( $\Omega$ ) y una admitancia  $Y$  (S):

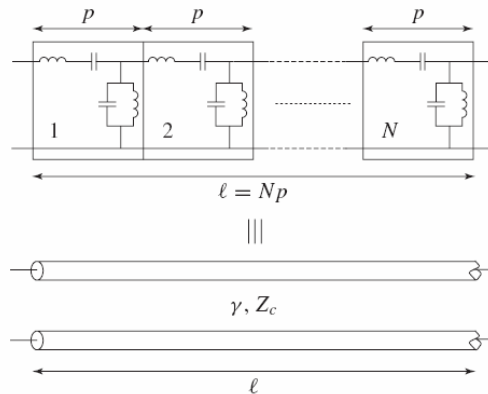
$$Z = j \left( \omega L_R - \frac{1}{\omega C_L} \right) = j \frac{(\omega/\omega_{se})^2 - 1}{\omega C_L} \quad (2.20a)$$

$$Y = j \left( \omega C_R - \frac{1}{\omega L_L} \right) = j \frac{(\omega/\omega_{sh})^2 - 1}{\omega L_L} \quad (2.20b)$$

En donde las resonancias en serie y paralelo  $\omega_{se}$  y  $\omega_{sh}$  son definidas de igual forma a la ecuación 2.9.

Por lo tanto, colocando en cascada  $N$  unidades de celda LC, se obtiene una línea de transmisión equivalente a una línea CRLH ideal de longitud  $\ell$  bajo la condición que el tamaño de la unidad de celda  $p$  tienda a cero, como se muestra en la figura 17. Esta condición es llamada *condición de homogeneidad* pues asegura que la línea de transmisión artificial sea equivalente a la línea homogénea ideal. En la práctica, esta condición puede traducirse en la *condición de homogeneidad efectiva*,  $p < \lambda_g/4$  introducida en la sección 1.1.1.

**Figura 17. Equivalencia entre una red en escalera periódica y una línea de transmisión de longitud  $\ell$ .**



### 2.2.2 Diferencias con filtros convencionales

La implementación LC de una línea de transmisión CRLH es un filtro pasa banda, pero exhibe el comportamiento peculiar de una línea CRLH, en términos de su constante de fase  $\beta$  y su impedancia característica  $Z_c$ , en su banda de paso. A continuación se exponen las diferencias esenciales existentes entre estos dos tipos de estructuras:

- Una estructura metamaterial LH exhibe una fase de respuesta específica, del tipo ecuación 2.10 o del tipo ecuación 2.18, llevando las transmisiones LH a bajas frecuencias y las transmisiones RH a altas frecuencias. Los filtros convencionales son diseñados generalmente para especificaciones de magnitud y no exhiben un rango LH.
- Una estructura metamaterial es usada como línea de transmisión o estructura de transmisión. Solo la banda de paso es directamente útil. Las bandas de rechazo son generalmente efectos parásitos los cuales limitan la operación.

- Una estructura metamaterial está constituida por unidades de celda, las cuales satisfagan la condición de homogeneidad. Los filtros convencionales generalmente no satisfacen esta condición.
- Una estructura metamaterial puede ser bidimensional o tridimensional.
- Una estructura metamaterial puede estar construido con celdas idénticas, mientras que en un filtro convencional cada celda generalmente debe tener diferentes valores LC para acoplar las especificaciones de un prototipo dado.

Referente a este último punto, es importante enfatizar que los metamateriales no requieren periodicidad. A pesar de ser generalmente implementados en configuraciones periódicas, la razón de la periodicidad no es física sino es por conveniencia. Un metamaterial periódico tiene un proceso de fabricación más sencillo y a la vez es más sencillo de analizar que uno no periódico. Si la periodicidad es suprimida, las diferentes armónicas espaciales desaparecen y solamente queda el modo fundamental de la estructura, es decir que en el límite  $p \rightarrow 0$ , todas las armónicas espaciales son enviadas a frecuencias muy altas, fuera del rango de interés, dejando solamente el modo fundamental CRLH de la línea de transmisión ideal.

## 2.3 Estructuras CRLH

### 2.3.1 Estructuras unidimensionales distribuidas

Al implementar una de estas redes se deben generar las inductancias y las capacitancias. Existen dos opciones principales para estos elementos reactivos: componentes de *tecnología de montaje en superficie* (SMT, por sus siglas en inglés) y los componentes *distribuidos*.

Los elementos SMT tienen importantes limitaciones para los metamateriales: 1) están limitados a bajas frecuencias (típicamente de 3 a 6 GHz., dependiendo de sus valores) debido a sus resonancias; 2) están disponibles solamente en valores discretos; 3) sus características electromagnéticas son difíciles de controlar; 4) no pueden ser usados de forma conveniente en aplicaciones de radiación; 5) su uso está enfocado en estructuras de tipo circuito mientras que lo que se desea es eventualmente crear materiales. Por lo tanto, los componentes distribuidos son preferidos generalmente. En esta tecnología se encuentran las estructuras *Microstrip*.

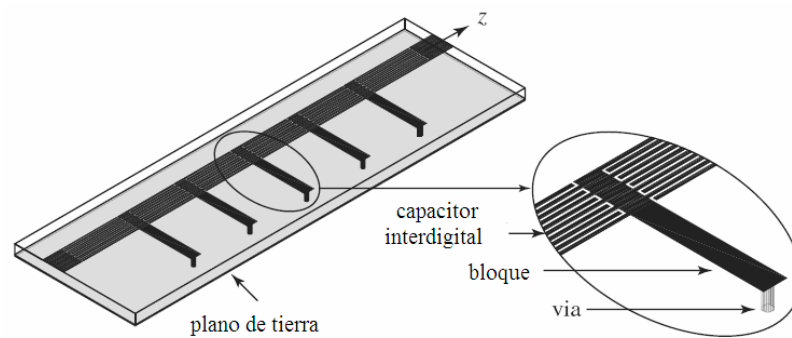
En la figura 18 se muestra una línea de transmisión microstrip CRLH típica constituida por *capacitores interdigitales* y *bloques inductores* conectados a tierra por medio de una *vía*. Esta estructura fue la primera línea de transmisión metamaterial distribuida, la cual fue introducida por Caloz *et al* en 2002 y utilizada subsecuentemente en varias aplicaciones. La unidad de celda, centrada en el plano definido por el eje del bloque, representa una red T.

Esta estructura es potencialmente radiante, debido a que las curvas de dispersión CRLH penetran en la *región de onda rápida* del diagrama de dispersión; característica que será explotada en las aplicaciones de onda de



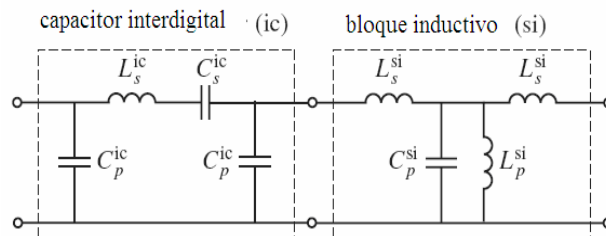
fuga (LW), las cuales se presentarán en el capítulo 3. En el caso de las aplicaciones de onda guiada, la radiación deberá ser minimizada desacoplando la línea con la impedancia del aire.

**Figura 18. Línea de transmisión microstrip.**

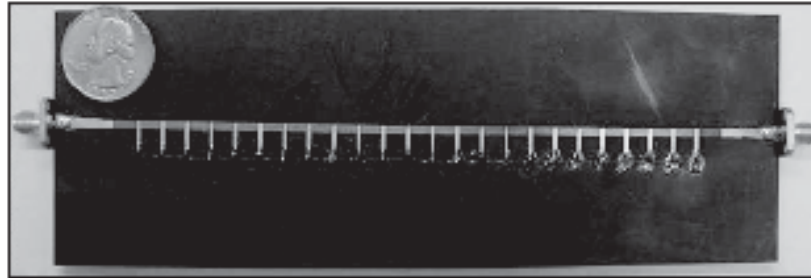


Considerando la unidad de celda mostrada en la figura 18, se muestra en la figura 19 su circuito equivalente, constituido por la conexión en serie de un capacitor interdigital y un bloque inductivo.

**Figura 19. Modelos para unidad de celda microstrip.**



**Figura 20. Vista superior de un prototipo CRLH microstrip. (N = 24 celdas).**



### **2.3.2 Estructuras bidimensionales**

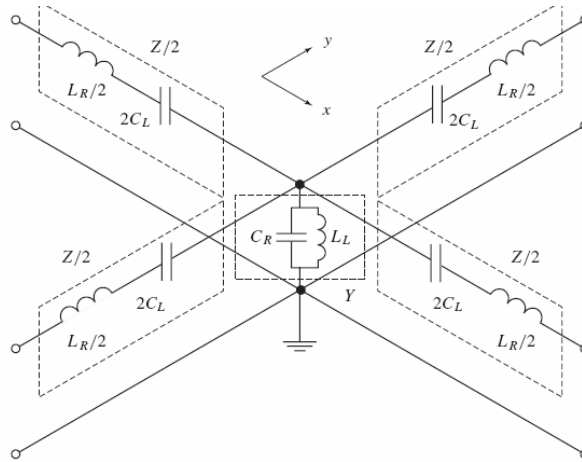
Los conceptos expuestos anteriormente pueden extenderse a estructuras bidimensionales, en las cuales ocurren efectos refractivos adicionales.

Debido a la homogeneidad efectiva, la teoría de los metamateriales bidimensionales es absolutamente idéntica a la desarrollada en la sección 2.3.1 para el caso de unidimensional. En contraste, el análisis de estructuras de líneas de transmisión difiere de alguna forma del caso unidimensional. La contraparte bidimensional se muestra en la figura 21.

### **2.4 Efectos del índice de refracción negativo (NRI)**

A continuación se presentan imágenes; las cuales ilustran las características de la propagación de onda en metamateriales, realizadas utilizando el simulador electromagnético MEFiSTo, creado por Faustus Scientific Corporation.

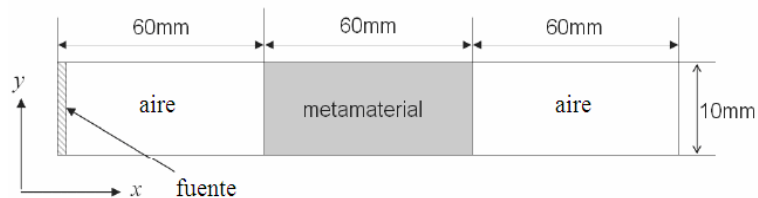
**Figura 21. Unidad de celda para una red CRLH bidimensional.**



### 2.4.1 Velocidad de fase negativa

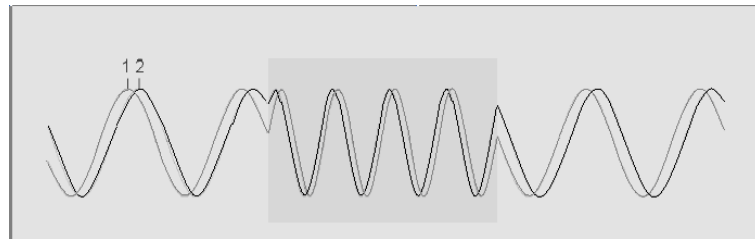
Para demostrar el fenómeno de velocidad de fase negativa se transmite una onda plana monocromática y uniforme a través de una porción de metamaterial, como se muestra en la figura 22. El metamaterial está inerte en el aire, y la onda plana de 10 GHz se localiza a su izquierda. A 10 GHz, el índice de refracción del metamaterial está diseñado para ser  $n_m = -2$ , y su impedancia característica  $377 \Omega$ .

**Figura 22. Sección de metamaterial en el aire.**



La figura 23 muestra dos imágenes del campo eléctrico propagándose a través del metamaterial. La potencia fluye de izquierda a derecha en todas las subsecciones; sin embargo, la velocidad de fase, es positiva en las secciones de aire y negativa en el metamaterial. Análisis cuantitativos de estas formas de onda y sus desplazamientos claramente muestran que: la longitud de onda en el metamaterial es la mitad que en el aire, la velocidad de fase es negativa y la mitad que en el aire, todas las subsecciones están acopladas pues no ocurre dispersión en las interfaces del metamaterial.

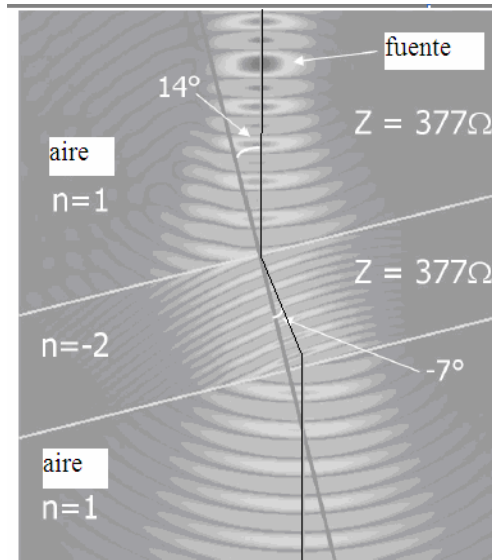
**Figura 23. Campo eléctrico propagándose entre el aire y una sección MTM.**



#### **2.4.2 Refracción negativa**

El fenómeno de la refracción negativa se demuestra en la figura 24. Un haz gaussiano monocromático incide sobre un metamaterial con un ángulo de  $14^\circ$ . El metamaterial tiene las mismas propiedades que en el ejemplo anterior. El haz es refractado con un ángulo de  $-7^\circ$ .

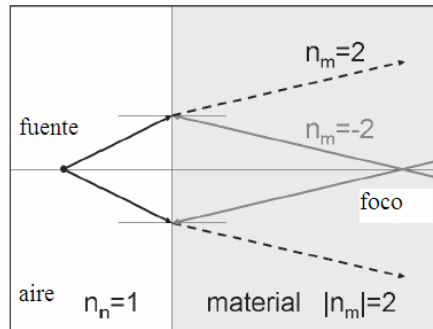
**Figura 24. Refracción negativa de un haz Gaussiano monocromático.**



### 2.4.3 Enfoque negativo

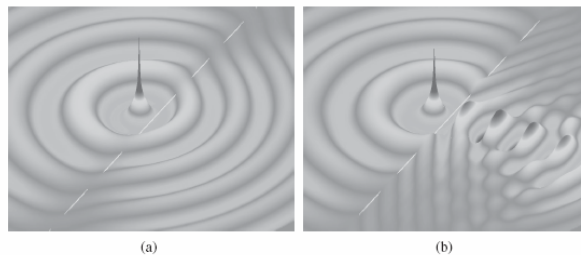
Los anteriores ejemplos demuestran claramente que el índice de refracción negativo de un metamaterial causa un cambio de dirección en la forma en que es refractado el haz. Una inspección más detallada, a la figura 24 también revela un leve enfoque de haces gaussianos. Para mostrar este efecto de enfoque más claramente, se considera la refracción de una onda cilíndrica en una interfaz aire-metamaterial, cuando la fuente está cercana a dicha interfaz, en el orden una longitud de onda o menos. Esta situación se muestra en la figura 25, donde dos rayos emanados de una fuente inciden en la interfaz entre dos medios. También se muestran los rayos refractados para los dos casos de índice refractivo positivo y negativo  $+2$  y  $-2$ , respectivamente.

**Figura 25. Refracción de dos rayos de una onda cilíndrica incidente en una interfaz aire-material. Con un índice de refracción de -2 ocurre el efecto de enfoque.**



La figura 26 muestra la solución bidimensional de onda para los dos casos. Se muestra el campo eléctrico instantáneo normal al plano de incidencia, y el efecto de enfoque en el material LH es claramente visible. La longitud de onda es idéntica en ambos materiales, pues la magnitud del índice de refracción es el mismo; pero las velocidades de fase tienen signos opuestos, causando que el patrón de onda en el metamaterial se mueva hacia la interfaz en lugar de alejarse de ella. Nótese que las impedancias de ambos materiales son iguales que la del aire por lo tanto no hay reflexión debido al desacople de impedancias.

**Figura 26. Refracción de una onda cilíndrica. (a) Material RH con índice de refracción positivo. (b) Metamaterial con índice de refracción negativo.**

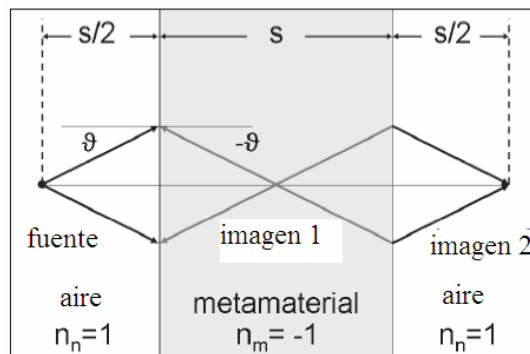


#### 2.4.4 Lente Perfecto RH-LH

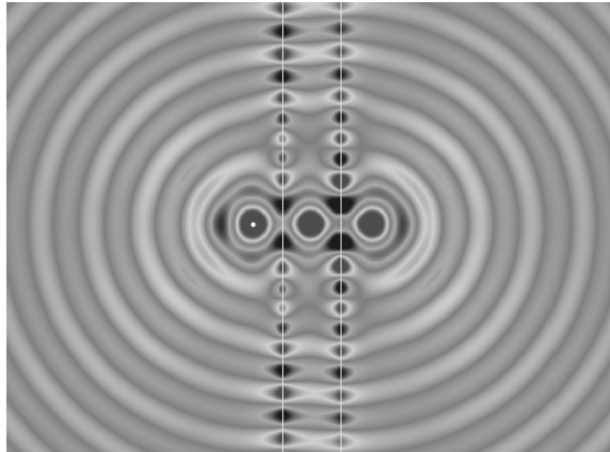
La figura 27 muestra una sección delgada de metamaterial LH de índice refractivo  $-1$  inerte en un material RH infinito de índice de refracción  $+1$ . Sus impedancias intrínsecas son idénticas. Este caso fue discutido y tratado analíticamente por Pendry, que lo llamó “lente perfecto”. Un análisis predice que los focos de este lente están situados en planos que son paralelos a las caras de la sección y a distancias iguales a la mitad de su grosor. Sin embargo, al contrario de los lentes tradicionales con superficies curvas, los lentes de Pendry no tienen un eje óptico, y una fuente puede ser posicionada en cualquier punto de plano focal, dando como resultado a dos imágenes, una en el centro de la sección metamaterial y la otra en el otro lado a la misma distancia. La resolución de la imagen producida por estos rayos está limitada a cerca de la mitad de la longitud de onda, igual que un lente convencional.

La representación gráfica de un lente de Pendry es mostrada en la figura 28.

**Figura 27. Doble refracción de dos rayos en un metamaterial con índice de refracción  $-1$ , funcionando como lente plano, creando una imagen interna y otra externa de la fuente.**



**Figura 28. Simulación de onda completa de un lente plano. Mostrando la fuente a la izquierda y sus imágenes a la derecha.**



#### **2.4.5 Reflectores con propiedades inusuales**

Extendiendo el ejemplo de un lente plano de las figuras 28 y 29, se pueden crear novedosos componentes con propiedades no convencionales, como el reflector perfectamente absorbente, el reflector con retro-enfoque, e interconexiones direccionales libres de radiación. Dichos componentes han sido propuestos recientemente por So y Hofer. Uno de ellos exhibe propiedades particularmente extrañas y no intuitivas. Se observa en la figura 29, que el lente perfecto de Pendry transpone efectivamente la fuente en un punto simétrico al otro lado de la sección metamaterial de modo que el campo radiado en el espacio derecho parece emanar de dicha imagen. De hecho, el lente simplemente cambia la distribución del campo a través del plano focal izquierdo exactamente en el plano focal derecho y viceversa.



De hecho, si situamos una segunda fuente de igual amplitud y frecuencia en el lado opuesto del lente pero con un desfase de  $180^\circ$ , se debería eliminar el campo de las fuentes de ambos lados del metamaterial. El mismo efecto puede producirse con una sola fuente, posicionando una pared eléctrica perfecta en el plano vertical simétrico del lente, resultando en el “reflector perfectamente absorbente” mostrado en la figura 29.

**Figura 29. Simulación de onda completa del “reflector perfectamente absorbente”. Creado colocando una hoja perfectamente conductora a la mitad del lente de Pendry. La imagen negativa de la fuente extingue el campo, mientras la energía se propaga como una onda superficial en la sección MTM.**



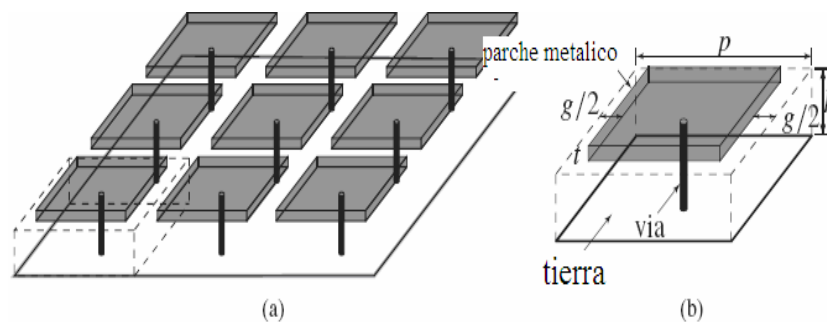
Ésta muestra la mitad de la sección metamaterial, cuya cara derecha esta revestida con una hoja perfectamente conductora.

Las imágenes negativas resultantes de la fuente y del modo de resonancia de la superficie excitada cancela el campo, y la potencia total emitida por la fuente se propaga como onda superficial a través del metamaterial. Este es un efecto muy extraño pues la fuente se vuelve invisible colocando un reflector con una cubierta metamaterial detrás de él. Dicho componente puede ser interpretado como una interconexión libre de radiación entre una fuente omnidireccional y una guía de ondas metamaterial.

## 2.5 Estructuras bidimensionales distribuidas

Luego de demostrar los fenómenos fundamentales para las redes bidimensionales CRLH, se considerará en esta sección a las estructuras bidimensionales distribuidas. Estas estructuras corresponden al modelo CRLH mostrado en la figura 21.

**Figura 30. Estructura en forma de hongo. (a) General. (b) Unidad de celda.**

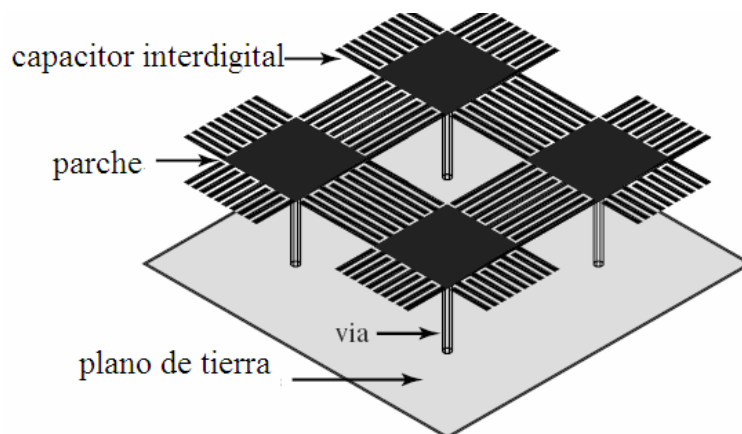


La configuración de la estructura CRLH de la figura 30 se conoce como *estructura en forma de hongo* y utiliza la tecnología microstrip. Esta estructura fue introducida por primera vez por Sievenpiper *et al.* Una dificultad inmediata de este tipo de estructuras para efectos CRLH es que tienen un acople capacitivo muy débil en general.

Como consecuencia, las contribuciones LH pueden ser más débiles que las contribuciones RH; haciendo que el ancho de banda del modo dominante LH sea extremadamente estrecho o hasta inexistente y reemplazado por una banda RH.

La figura 31 muestra una *estructura interdigital en forma de hongo* alternativa, la cual puede ser considerada como una extensión bidimensional de la estructura unidimensional mostrada en la figura 18. Esta estructura es cualitativamente equivalente a la estructura original, pero ésta tiende a ser cuantitativamente diferente, debido a las mejoras que proveen los patrones interdigitales. Como consecuencia, la estructura interdigital puede exhibir una banda de frecuencias LH mucho más ancha.

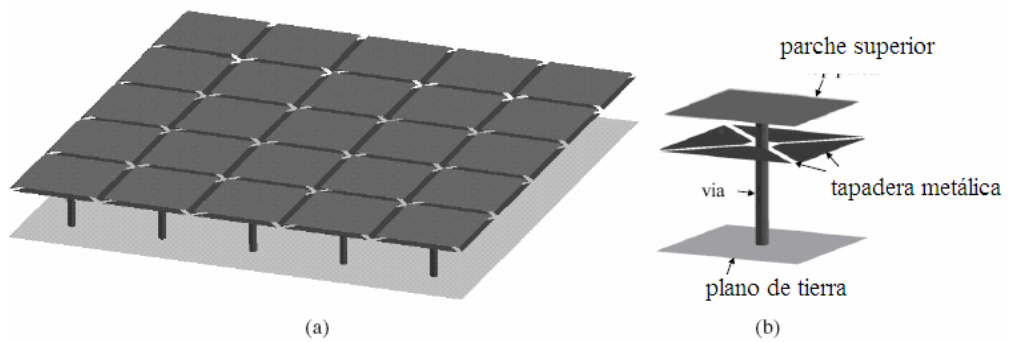
**Figura 31. Estructura CRLH interdigital bidimensional**



Finalmente, se presenta otra estructura con capacitancia mejorada llamada metal-aislante-metal (MIM, por sus siglas en inglés), mostrada en la figura 32, la cual fue propuesta por Sanada *et al.*

Esta estructura exhibe típicamente características LH aún más fuertes que las anteriores estructuras, debido a su capacitancia en serie  $C_L$  de gran valor la cual puede ser conseguida con pequeñas placas espaciadas simétricamente.

**Figura 32. Estructura MIM CRLH bidimensional. (a) General. (b) Unidad de celda.**



### 3. APLICACIONES PARA ONDA RADIADA

En el capítulo dos se presentaron varios conceptos y aplicaciones guías de onda a partir de metamateriales CRLH, donde la energía permanece esencialmente confinada dentro de las estructuras. Sin embargo, si una estructura MTM está abierta al espacio libre y soporta un modo de onda rápida, llamado modo de onda de fuga (*Leaky-Wave, LW*), ésta puede radiar y puede consecuentemente ser utilizada como una antena, o por reciprocidad, como un reflector. A partir de estructuras CRLH se puede obtener efectos de radiación únicos, debido a sus propiedades inusuales de propagación.

#### 3.1 Principio de fuga de radiación

Una *onda de fuga* es una onda viajera que progresivamente deja escapar su energía a la vez que se propaga a través de una guía de ondas. Las estructuras LW son utilizadas típicamente como antenas, donde el fenómeno de fuga es asociado generalmente con alta directividad. Las antenas LW son fundamentalmente diferentes de las antenas resonantes, en el sentido de que las primeras están basadas en una onda viajera, oponiéndose al mecanismo de las antenas de onda resonante. Por consiguiente, su tamaño no está relacionado con la frecuencia de operación, sino con la directividad.

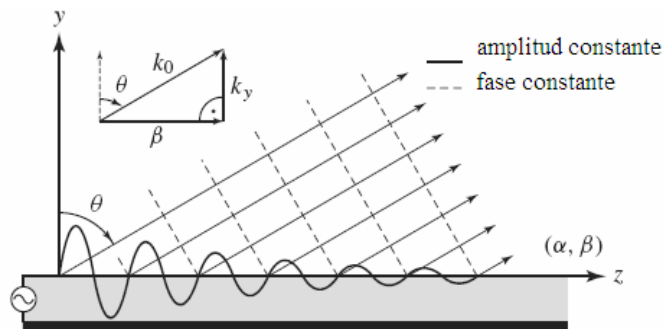
En la figura 33 se representa una estructura LW. La onda de fuga en el espacio libre sobre la estructura exhibe la forma de onda general:

$$\psi(x, z) = \psi_0 e^{-\gamma z} e^{-jk_y y} = (e^{-j\beta z} e^{-\alpha z}) e^{-jk_y y} \quad (3.1)$$

Donde  $\gamma = \alpha + j\beta$  es la constante compleja de propagación de la onda en la dirección de la guía de onda ( $z$ ), y  $k_y$  es la constante de propagación perpendicular a esta dirección, relacionada con  $\beta$  por:

$$k_y = \sqrt{k_0^2 - \beta^2} \quad (3.2)$$

**Figura 33. Representación esquemática de una estructura LW general. Las líneas sólidas y punteadas representan las constantes de amplitud y de fase respectivamente, las cuales son perpendiculares una con otra.**



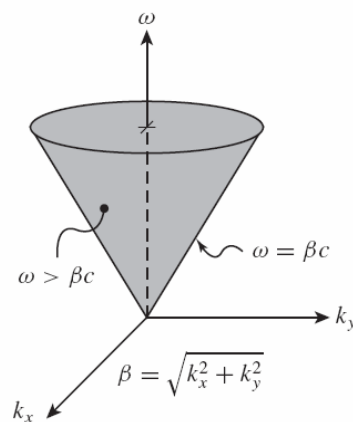
En donde  $k_0 = \omega/c$  es la constante de propagación de una onda en el espacio libre. Esta relación sugiere las siguientes situaciones. Si la fase de la onda se mueve más despacio que la velocidad de la luz ( $v_p < c$ ) o  $\beta > k_0$ , la constante de propagación perpendicular es imaginaria,  $k_y = j \text{Im}(k_y)$ , y existe un decremento exponencial,  $e^{+\text{Im}(k_y)y}$  con  $\text{Im}(k_y) < 0$  a lo largo de  $y$  y más allá de la interfaz entre el material y el espacio.

Si en contraste la fase es más rápida que la velocidad de la luz ( $v_p > c$ ) o  $\beta < k_0$ , la constante de propagación perpendicular es real,  $k_y = \text{Re}(k_y) = q$  y existe propagación a lo largo de  $y$ ,  $e^{-j\text{Re}(k_y)y} = e^{-jqy}$ , lo que significa que ocurre la fuga de radiación. Por lo tanto, una *onda lenta*, caracterizada por  $\beta > k_0$ , es una onda guiada, mientras que una *onda rápida*, caracterizada por  $\beta < k_0$ , es una onda de fuga. La región del diagrama de dispersión donde  $\beta < k_0$  es llamada *región de radiación o cono de radiación* y se representa en la figura 34. Cualquier estructura guía de onda con curvas de dispersión penetrando en el cono de radiación es una estructura LW y puede ser utilizada como una antena a frecuencias dentro del cono de radiación.

La constante compleja de propagación  $\gamma$  contiene el parámetro fundamental de una estructura LW. La cantidad  $\beta$  es la *constante de fase* de la guía de onda, la cual determina el ángulo de radiación del haz principal, por medio de la siguiente relación:

$$\theta_{MB} = \sin^{-1}(\beta / k_0) \quad (3.3)$$

**Figura 34. Cono de radiación para una estructura bidimensional.**



Una cantidad fundamental para una estructura LW es el factor de fuga  $\alpha$ . Mientras que en una estructura estrictamente de guía la parte real de la constante compleja de propagación representa usualmente un indeseable coeficiente pérdida, el factor de fuga en una antena LW es claramente un parámetro necesario, pues representa la radiación, y de forma más precisa la cantidad de radiación por unidad de longitud. Si  $\alpha$  es pequeña, lo cual es usualmente lo deseado en una antena LW, la estructura puede ser lo suficientemente larga para que toda la potencia se fugue a través de ella; por lo tanto la apertura de radiación es grande, obteniéndose una alta directividad. En contraste, si  $\alpha$  es un valor grande, toda la potencia se fugará en poca distancia teniéndose una apertura de radiación muy pequeña. En la práctica, una antena LW es diseñada usualmente para radiar cerca del 90% de la potencia.

### **3.2 Estructuras LW uniformes y periódicas**

Las estructuras LW pueden ser clasificadas en dos categorías con características distintivas: estructuras uniformes y periódicas.

#### **3.2.1 Estructuras LW uniformes**

Una estructura LW uniforme es una guía de onda con una sección transversal invariante en el sentido de la dirección de la propagación o con una sola pequeña variación continua y suave. En una antena LW uniforme, solamente se propaga el modo dominante de la estructura y por lo tanto este modo tiene que ser lo suficiente rápido para que ocurra la radiación, de acuerdo con la ecuación 3.2. Si la estructura es PRH, como es el caso de las antenas uniformes LW convencionales, se deduce de la ecuación 3.3, que solamente se pueden obtener ángulos positivos (es decir, *radiación positiva*, en relación al sentido de la propagación) dado que  $\beta > 0$  en todas las frecuencias. Por lo



tanto no es posible obtener *radiación perpendicular* a la guía de onda, pues requeriría que  $\beta = 0$ , lo cual ocurriría en DC. Otro problema típico en las antenas LW uniforme es que a menudo requieren una estructura de alimentación compleja e ineficiente para excitar de forma selectiva el modo de interés y suprimir los modos de menor frecuencia.

### 3.2.2 Estructuras LW periódicas

Una estructura LW es una guía de onda con una sección transversal periódicamente modulada en la dirección de propagación. Debido a la periodicidad, la onda puede representarse en la forma de una expansión de Fourier.

En contraste con las antenas LW uniformes, las estructuras LW periódicas tienen un modo dominante de onda lenta y su radiación puede obtenerse solamente a partir de la contribución de una o varias armónicas espaciales de onda rápida. Otra diferencia con las antenas LW uniformes es que la *radiación negativa* (es decir, en sentido inverso a la propagación) puede ser conseguida usando un armónico espacial negativo en adición a la radiación positiva utilizando un armónico positivo. En la práctica, una antena LW puede radiar solamente en un rango restringido de ángulos negativos o en un rango restringido de ángulos positivos, con la exclusión de la radiación perpendicular, debido que cuando  $\beta = 0$  en estas estructuras existe una discontinuidad que corresponde a resonancias asociadas con ondas estacionarias, mientras que solamente las ondas viajeras pueden ser ondas de fuga.

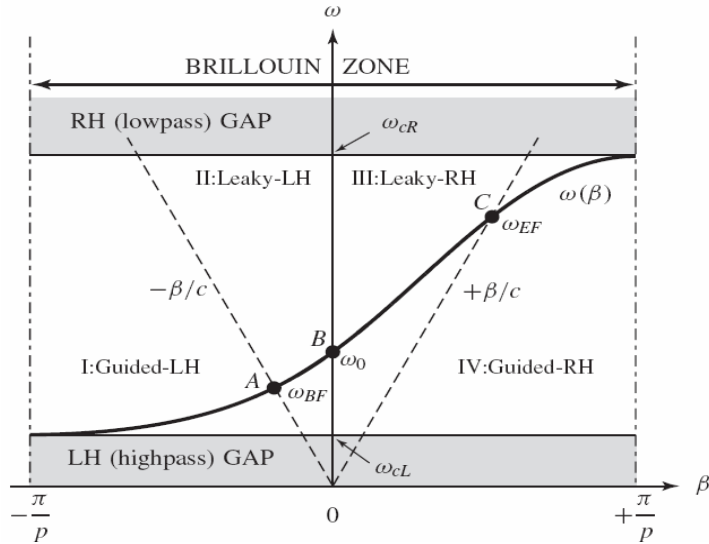
### 3.3 Antenas LW a partir de metamateriales

En principio, cualquier línea de transmisión CRLH puede operar como una antena LW, pues la curva de dispersión CRLH siempre penetra en la región de radiación, siendo la frecuencia de transmisión  $\omega_0$  necesariamente una frecuencia de onda rápida, pues  $v_p(\omega_0) = \infty$ , debido a que  $\beta(\omega_0) = 0$ . El diagrama de dispersión más general de una línea de transmisión CRLH se representa en la figura 35 con las líneas  $\omega = \pm kc$  delimitando la región de radiación. Este diagrama  $\omega - \beta$  exhibe las siguientes regiones: la región de guía LH, la región de fuga LH, la región de guía RH y la región de fuga RH.

La figura 36 ilustra el principio de operación de la antena CRLH LW. De acuerdo con la ecuación 3.3, se obtiene radiación negativa (*backfire radiation*) en la frecuencia  $\omega_{BF}$ , donde  $\beta = -k_0$  (punto A en la figura 36); radiación perpendicular (*broadside*) en la frecuencia  $\omega_0$ , donde  $\beta = 0$  (punto B) y la radiación positiva (*endfire radiation*) se alcanza en la frecuencia  $\omega_{EF}$  donde  $\beta = +k_0$  (punto C). La capacidad de radiación en estos tres sentidos (en inglés, *backfire-to-endfire frequency scanning*) es una característica única de una antena CRLH LW y no puede ser obtenida en estructuras LW convencionales (uniformes o periódicas), como se explicó anteriormente. En adición a esta capacidad, se debe hacer énfasis en la capacidad excepcional de radiación perpendicular de esta antena.

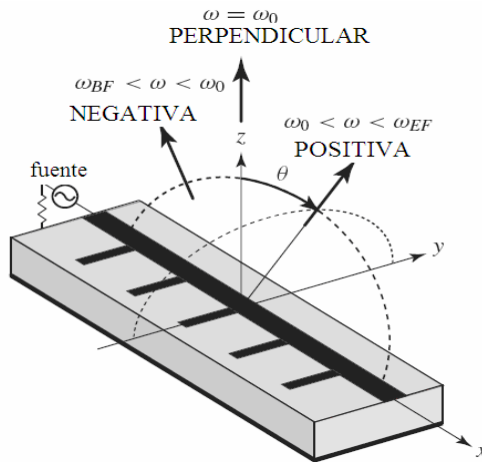
La radiación perpendicular es una consecuencia de la supresión de la discontinuidad usual (por la cancelación mutua de las ramas serie y paralelo de la estructura CLRH en la condición balanceada). Debido a que no existe esta franja de discontinuidad, la velocidad de grupo es diferente de cero en el origen y, consecuentemente, existe una onda viajera en la estructura y ocurre la radiación perpendicular.

**Figura 35. Diagrama de dispersión de una estructura CRLH balanceada.**



Una de las ventajas más significativas es que, operando en su modo fundamental, puede ser alimentada por un mecanismo muy simple y eficiente, como lo es una simple línea, en contraste con las estructuras LW típicas.

**Figura 36. Esquema de una antena CRLH LW. Se ilustran las tres regiones de radiación: negativa (rango LH), perpendicular (frecuencia de transición) y positiva (rango RH).**



### 3.4 Antenas LW BE con escaneo electrónico

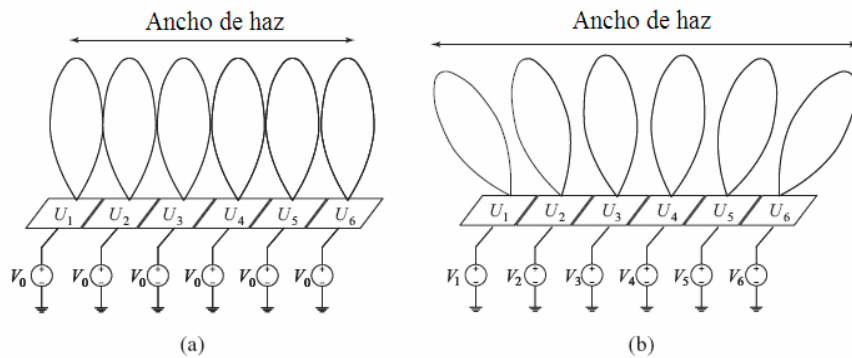
La naturaleza de *escaneo de frecuencia* de las antenas LW convencionales es una desventaja, la cual en adición a la ausencia de radiación perpendicular y de escaneo continuo ha limitado sus aplicaciones en sistemas de comunicaciones modernas, requiriendo generalmente ser operados a frecuencias fijas para ser canalizados de forma efectiva.

Para salvar estos inconvenientes, se ha propuesto una antena *LW BE* (backfire to endfire, es decir que puede radiar en las tres direcciones) controlada electrónicamente, la cual incorpora diodos varactores.

El ángulo de radiación puede ser controlado; ya sea por sintonización de frecuencias como en el caso mostrado en la sección 3.3 o mediante de sintonización de parámetros LC siempre a una frecuencia fija. En el último caso, se pueden integrar diodos varactores en la estructura para proveer capacitancias variables y, con estas variaciones, modificar la curva de dispersión de la figura 35, lo que representa un cambio en la constante de fase  $\beta$ , que según la ecuación 3.3 causa un cambio en el ángulo de radiación del haz.

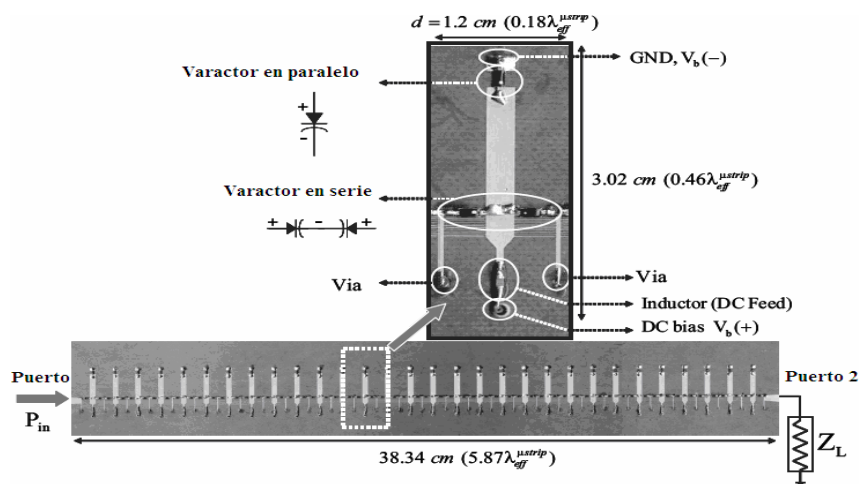
En esta descripción, se asume implícitamente que, en un arreglo de celdas LW, la distribución de voltajes de polarización es uniforme; es decir es el mismo voltaje para todas las celdas de la estructura, como se muestra en la figura 37(a). En contraste cuando se aplica una distribución de polarización no uniforme, como se muestra en la figura 37(b), las celdas radian en diferentes ángulos y, como resultado de la superposición de todas las contribuciones de radiación, el ancho del haz se incrementa.

**Figura 37. Directividad. (a) Máxima directividad. (b) Ancho de haz aumentado.**



Esta antena representa una alternativa atractiva a los arreglos convencionales de antenas, con sus ventajas de solamente requerir un elemento radiante, utilizando un mecanismo de alimentación muy simple y compacta y sin necesidad de ningún tipo de desfasador.

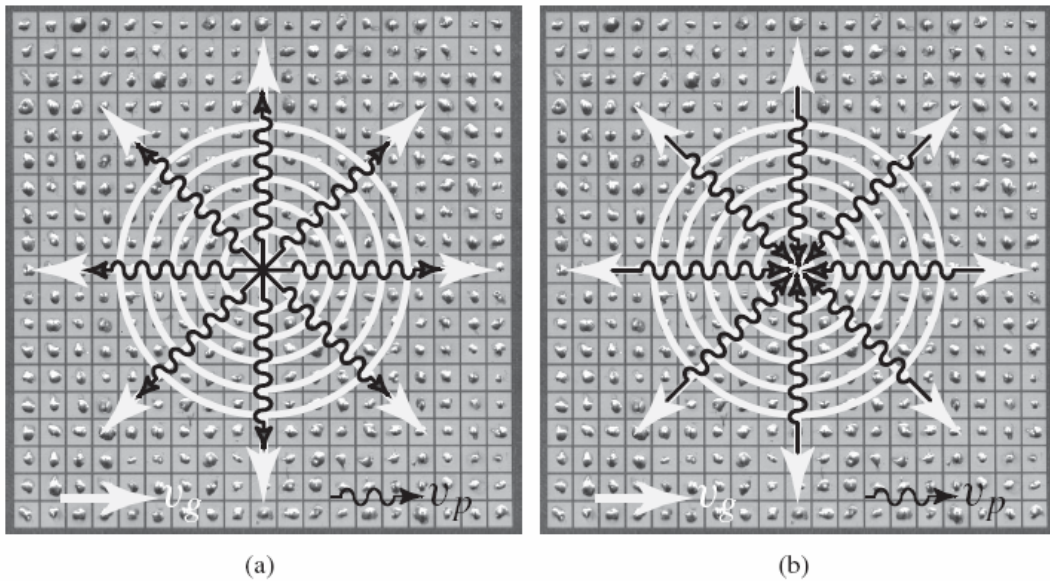
**Figura 38. Prototipo de una antena CRLH BE LW de escaneo electrónico, de 3.3 GHz y 30 celdas, fabricada con el uso de la tecnología microstrip.**



### 3.5 Estructuras bidimensionales

Las estructuras metamateriales de una dimensión pueden extenderse a estructuras metamateriales bidimensionales dada su homogeneidad efectiva. Estas estructuras y sus derivados, son esencialmente *estructuras en forma de hongo*, y pueden ser fabricadas mediante la tecnología microstrip. En la figura 39 se muestra la vista superior de un prototipo de una estructura en forma de hongo, con la ilustración de una onda isotrópica emitida por una fuente ubicada en el centro.

**Figura 39. Vista de una onda isotrópica en una estructura en forma de hongo. (a) Rango RH ( $v_p \parallel v_g$ ). (b) Rango LH ( $v_p \parallel -v_g$ ).**



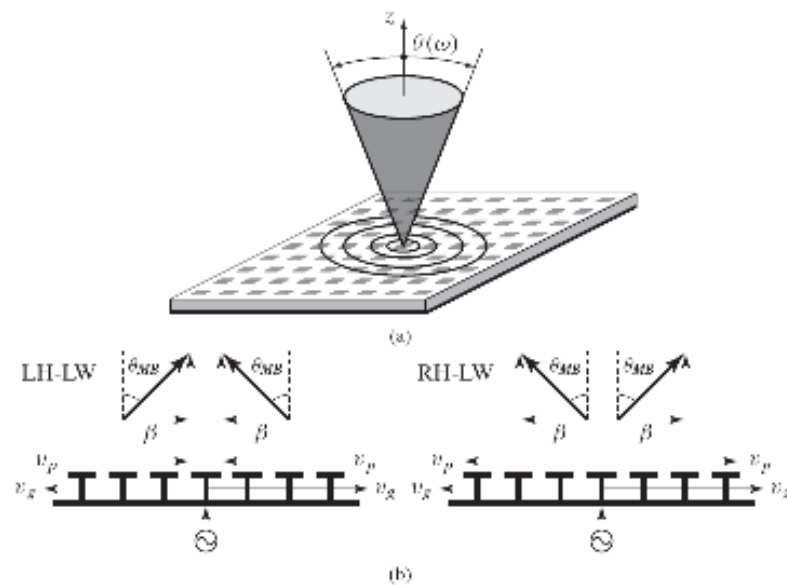
### 3.5.1 Antena de haz cónico

Si una estructura metamaterial CRLH bidimensional es excitada en su centro en un rango de frecuencia, donde prevalece el régimen de onda rápida y la homogeneidad efectiva está asegurada, se genera una onda de fuga homogénea e isotrópica circular, como sugiere la figura 40.

Como consecuencia de la propagación de onda circular del centro de una estructura, un haz cónico es radiado, en el cual se obtiene la máxima potencia en el círculo que se forma cuando la antena ilumina una superficie plana.

Debido a la naturaleza bidimensional de la estructura LW, se obtiene el mismo tipo de haz cónico en los rangos LH y RH.

**Figura 40. Principio de una antena de haz cónico LW bidimensional. (a) Vista en perspectiva. (b) Fenómeno de radiación en los rangos LH y RH.**



### 3.5.2 Antena de anillo pequeño con polarización vertical

Un ejemplo del aprovechamiento de líneas desfasadas es usar una línea con cero grados de desfase para implementar una pequeña antena impresa, como se muestra en la figura 41 para 1.5 GHz. Puede observarse que hay cuatro secciones de metamateriales desfasadores distribuidos en un anillo cuadrado. Cada sección comprende una línea de transmisión con índice de refracción negativo, diseñada para insertar cero grados de fase a la frecuencia de operación de la antena. Esto permite a las puestas inductivas a tierra; las cuales actúan como los elementos principales de radiación, ser alimentadas en fase.

Por consiguiente, la antena opera como un arreglo en dos dimensiones de monopolos ubicados muy cerca los uno de los otros los cuales son alimentados en fase a través de una compacta red de distribución. Obteniéndose una antena con poco diámetro ( $\lambda/25$ ) y bajo perfil (altura  $\lambda/31$ ) capaz radiar con polarización vertical. Además, esta antena en anillo puede ser implementada por completo en el aire, en cuyo caso el ancho de banda se incrementa a más del 5%.

Dichas antenas de bajo costo pueden ser atractivas para los sistemas de telecomunicaciones inalámbricas de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO, por sus siglas en inglés).

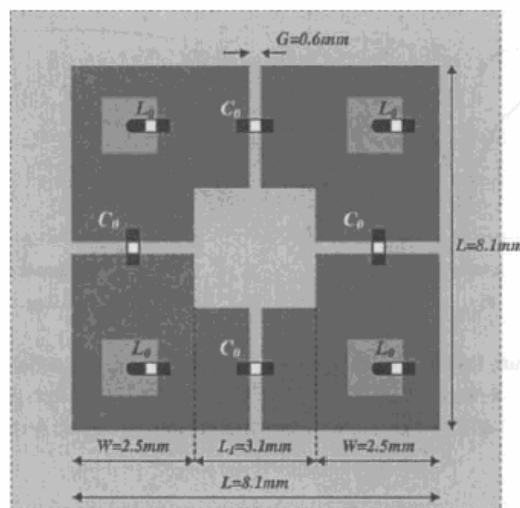
Específicamente, dos o tres antenas de este tipo pueden ser montadas en espacios reducidos en direcciones ortogonales para crear canales independientes basados en la diversidad de polarización.



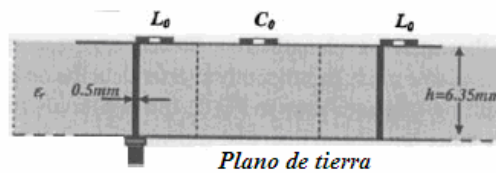
El uso de elementos pasivos es efectivo a RF y bajas frecuencias de microondas. A frecuencias más altas, estos pueden ser reemplazados por elementos impresos. Por ejemplo, en una versión impresa de esta antena a 30 GHz, los elementos capacitivos e inductivos son reemplazados por espacios y caminos impresos respectivamente.

**Figura 41. Vistas del diagrama de una antena MTM en anillo (1.5 GHz).**

**Vista Superior**



**Vista Lateral**





## 4. FUTUROS PASOS DE LOS METAMATERIALES

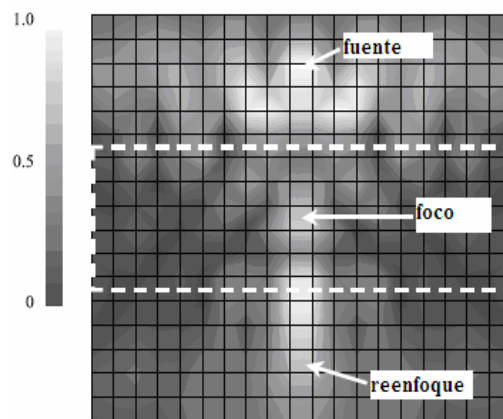
Debido a su naturaleza, los metamateriales están evolucionando a un ritmo extremadamente rápido. A pesar de ser casi imposible realizar un recuento de todas las aplicaciones desarrolladas ni predecir todas las futuras direcciones y aplicaciones, en este capítulo se intentarán identificar algunos de los retos más importantes a enfrentar y así anticipar futuras aplicaciones para los metamateriales.

### 4.1 El reto de la homogenización

Las características físicas de los metamateriales, en particular los LH, han sido establecidas plenamente, teórica, numérica y experimentalmente. Sin embargo, el tamaño de celda promedio  $p$  sigue siendo demasiado grande, electromagnéticamente hablando, para fenómenos refractivos de alta calidad. Los metamateriales actuales tienen una relación característica  $p/\lambda_g = 1/5 \dots 1/15$ , y debido a esto, a pesar de que la refracción es dominante, los efectos de difracción y dispersión tienden a alterar la pureza de los efectos refractivos (por ejemplo, se obtiene un punto focal difuso en lugar de un foco concentrado) e incrementar las pérdidas en la transmisión. Esto puede ser ilustrado por las estructuras distribuidas de la sección 2.5, cuya distribución de voltaje se muestra en la figura 42; donde puede verse, a pesar de que claramente se obtiene refracción negativa y un enfoque, que los efectos refractivos son relativamente difusos y consecuentemente difíciles de explotar en aplicaciones prácticas.

Para obtener un fenómeno que sea lo más cercano posible a la pureza refractiva, es necesario homogenizar el metamaterial, es decir, disminuir la relación estructural  $p/\lambda_g$  en un orden de magnitud o más.

**Figura 42. Distribución de voltaje para una estructura en forma de hongo.**



Si esto puede ser realizado, el metamaterial se comportará como un material artificial “real”, término oximorónico que significa que las unidades de celda del metamaterial debe ser lo suficientemente pequeña para que se comporten realmente como átomos en un material natural, produciendo una respuesta macroscópica perfectamente homogénea. Por lo tanto, si se tiene una constante atómica  $p$  mil millones de veces más pequeña que la longitud de onda ( $p/\lambda_g = 10^{-9}$ ), se asegura una respuesta perfectamente homogénea a las ondas electromagnéticas; tomando en cuenta que en los medios naturales, dicha constante es del orden de un ángstrom.

Para verificar si esta reducción es posible se considerará:

$$\beta(\omega) = \frac{1}{p} \left( \omega \sqrt{L_R C_R} - \frac{1}{\omega \sqrt{L_L C_L}} \right), \quad (4.1)$$

De donde se obtiene el índice refractivo

$$n(\omega) = \frac{\beta(\omega)}{k_0}. \quad (4.2)$$

Para homogenizar un metamaterial, se debe reducir la constante  $p$  a un valor significativamente pequeño,  $p_h = p/\zeta$  (donde  $\zeta$  debe ser como mínimo mayor a 10), sin cambiar el índice de refracción a la frecuencia de operación y sin cambiar el tamaño total del metamaterial. Tomando esto en cuenta, es necesario ajustar los valores de las reactancias capacitivas e inductivas en la relación de dispersión (ec. 4.1) a nuevos valores, de forma de que  $\beta(\omega)$  permanezca intacto.

$$\begin{aligned} \beta(\omega) &= \frac{1}{p_h} \left( \omega \sqrt{L_{Rh} C_{Rh}} - \frac{1}{\omega \sqrt{L_{Lh} C_{Lh}}} \right) \\ &= \frac{\zeta}{p} \left( \omega \sqrt{L_{Rh} C_{Rh}} - \frac{1}{\omega \sqrt{L_{Lh} C_{Lh}}} \right) \\ &= \frac{1}{p} \left( \omega \sqrt{\zeta^2 L_{Rh} C_{Rh}} - \frac{1}{\omega \sqrt{L_{Lh} C_{Lh} / \zeta^2}} \right) \end{aligned} \quad (4.3)$$

La condición para que la ecuación (4.3) sea igual a la ecuación (4.1) es:

$$\zeta^2 L_{Rh} C_{Rh} = L_R C_R \quad \text{y} \quad \frac{L_{Lh} C_{Lh}}{\zeta^2} = L_L C_L, \quad (4.4)$$

lo cual sugiere que,

$$L_{Rh} = \frac{L_{Rh}}{\zeta}, \quad (4.5a)$$

$$C_{Rh} = \frac{C_{Rh}}{\zeta}, \quad (4.5b)$$

$$L_{Lh} = L_{Lh} \cdot \zeta, \quad (4.5c)$$

$$C_{Lh} = C_{Lh} \cdot \zeta. \quad (4.5d)$$

Por lo tanto, los parámetros RH deben ser reducidos por un factor  $\zeta$ . Este hecho no parece representar un problema sustancial debido a que la inductancia y capacitancia de una estructura disminuyen típicamente en un factor cuando el tamaño de la estructura disminuye aproximadamente en el mismo factor ( $\zeta > 0$ ). Sin embargo, los parámetros LH deben incrementarse en un factor  $\zeta$ . Esto representa un verdadero reto debido a que es necesario almacenar más energía eléctrica y magnética en un volumen mucho más pequeño.

Esta característica requiere de nuevas arquitecturas y nuevas tecnologías. Tendrán que desarrollarse nuevas configuraciones bidimensionales, que incluyan capacitores MIM o capacitores cerámicos de alta permitividad como también inductancias ferromagnéticas de alta permeabilidad. Debido a la ausencia de cargas magnéticas, las inductancias son mucho más difíciles de realizar que los capacitores (los cuales sólo requieren espaciamientos muy pequeños o muy alta permitividad en configuraciones MIM).

Una solución para sintetizar altas inductancias en pequeños volúmenes podría ser realizar incrustaciones de alambre inductivos dentro de materiales nanoestructurados hechos de partículas de nanoferrita para lograr tanto alta permeabilidad como bajas pérdidas gracias a la supresión de las corrientes de Foucault.

Al ser capaz de manipular la unidad de celda de los metamateriales CRLH se obtiene la posibilidad de controlar el ancho de banda de la estructura. Esto es particularmente útil en las líneas de transmisión unidimensionales, pues al incrementar el producto  $L_L C_L$  y disminuir el producto  $L_R C_R$ , el ancho de banda se incrementa, sin ningún cambio en la frecuencia de transición  $f_0$ ; aunque, debe notarse que este efecto es visto en la naturaleza como *banda estrecha*.

Sin embargo, es imposible incrementar el ancho de banda sin incrementar las pérdidas en un metamaterial, siendo esto una problemática al momento de la homogenización.

## **4.2 Lentes y dispositivos cuasi-ópticos con NRI**

A pesar de que una la gran mayoría de las investigaciones sobre los metamateriales, de las cuales se tiene referencia en la literatura actual, tiene que ver con refracción negativa, muy pocas aplicaciones relacionadas a este fenómeno han sido propuestas.

A frecuencias microondas, pueden visualizarse un número de dispositivos cuasi-ópticos basados en el índice refracción negativa para luego ser implementados en configuraciones planas como las metaestructuras en forma de hongo, descritas en la sección 2.5.

En esta sección se presentan específicamente interfaces o lentes que presentan un enfoque plano cónico RH/LH, las cuales exhiben ventajas únicas sobre los lentes RH convencionales.

La interfaz curva requerida para realizar lentes con NRI es una sección cónica que puede ser obtenida aplicando el método de la distancia del camino óptico (OPL, Optical Path Length) a la sección generalizada mostrada en la figura 45(a). El OPL es el producto de la longitud geométrica del camino que sigue la luz y el índice de refracción del medio a través del cual se propaga. La suma de las longitudes ópticas de cualquier rayo con ángulo  $\theta$ , desde el origen  $O$  (foco de la sección cónica), a un punto  $P$  de la sección cónica y de éste a un punto  $Q$  en el plano  $x = f$ , debe ser igual a la longitud óptica del rayo con ángulo  $\theta = 0$  del origen al punto  $L = r(0)$  en el mismo plano ( $x = f$ ). Si esta condición es conseguida, todas las ondas salientes del punto  $O$  arriban en fase en el plano  $x = f$ , formando una onda plana saliente (colimación), y recíprocamente, todos los rayos de una onda plana incidente en el plano  $x = f$  arriban en fase al punto  $O$  (enfoque). Obteniéndose una conversión de onda circular (o esférica en una configuración tridimensional) a una onda plana (o viceversa).

$$n_1 \overline{OP} + n_2 \overline{PQ} = n_1 \overline{OL}, \quad (4.5)$$

$$n_1 r(\theta) + n_2 [f - r(\theta) \cos \theta] = n_1 f, \quad (4.6)$$

De lo cual obtiene la siguiente función cónica general:

$$r(\theta) = f \frac{n_1 - n_2}{n_1 - n_2 \cos \theta} = f \frac{1 - \Delta n}{1 - \Delta n \cos \theta}, \quad (4.7)$$



En donde  $\Delta n = n_2/n_1$ . Considerando que el medio 2 es un metamaterial, y permitiendo valores negativos y cero para  $n_2$ , y que el medio 1 es RH, se obtiene las soluciones para la sección cónica de la tabla I.

Vale la pena notar que, la interfaz entre dos medios de diferentes (RH y LH, es decir  $\Delta_n < 0$ ) permiten un valor mayor para  $r(\theta)$  y por lo tanto un radio de curvatura mayor que la interfaz entre dos medios iguales (RH y RH, o LH y LH). Esto representa una ventaja pues interfaces con radios de curvatura mayores inducen menos aberración esférica debido a que producen menores variaciones en los ángulos de incidencia. La simulación de la figura 43(b) confirma estas predicciones.

**Tabla I. Interfaces de una sección cónica RH/LH para enfoque/colimación de ondas electromagnéticas.**

$\Delta n = n_2/n_1$	Ecuación Específica	Tipo de Sección Cónica
$\Delta n = 0$	$f$	círculo
$-1 \leq \Delta n \leq 0$	$f \frac{1 - \Delta n}{1 - \Delta n \cos \theta}$	elipse
$\Delta n = -1$	$\frac{2f}{1 + \cos \theta}$	parábola
$\Delta n \leq -1$	$f \frac{1 - \Delta n}{1 - \Delta n \cos \theta}$	hipérbola

Los lentes convencionales, los cuales son generalmente no magnéticos ( $\mu_{r2}=1$ ), necesitan tener una permitividad  $\epsilon_{r2}$  diferente a la permitividad del medio que lo rodea, generalmente el aire. Como consecuencia, la impedancia intrínseca del lente es diferente que la del aire, lo cual representa una discontinuidad en la impedancia que resulta en la reflexión no deseada de parte de la onda incidente.

Debido a lo anterior, es sugerida la idea de un refractor parabólico perfectamente acoplado, cuya función principal sea lograr enfocar desde una interfaz entre dos medios con la misma impedancia intrínseca ( $\eta_1 = \eta_2$ ), para suprimir las reflexiones existentes en los lentes convencionales. Esto es posible realizando una interfaz entre un medio LH y un medio RH con impedancias intrínsecas iguales.

Este refractor parabólico RH/LH puede ser visto como la contraparte perfectamente refractiva del bien conocido reflector parabólico: los efectos de enfoque y colimación son similares en ambos dispositivos, excepto que en el caso del refractor las ondas transformadas son transmitidas al otro lado de la sección parabólica.

En la figura 44 se muestra una representación a onda completa tanto del refractor parabólico como de una sección LH con los mismos parámetros, a manera de comparación.

Como se puede observar los metamateriales proveen un nuevo paradigma para fabricar dispositivos ópticos o cuasi-ópticos con estructuras microondas no convencionales. Con la llegada de los metamateriales isotrópicos tridimensionales se dispondrá de una diversidad aún mayor de dispositivos, como se demostrará en la siguiente sección.

Figura 43. Enfoque en la interfaz cóncava entre un medio RH y un metamaterial. (a) Sección cónica general para una relación arbitraria de índices de refracción. (b) Efecto de enfoque simulado para interfaces esféricas, elípticas e hiperbólicas.

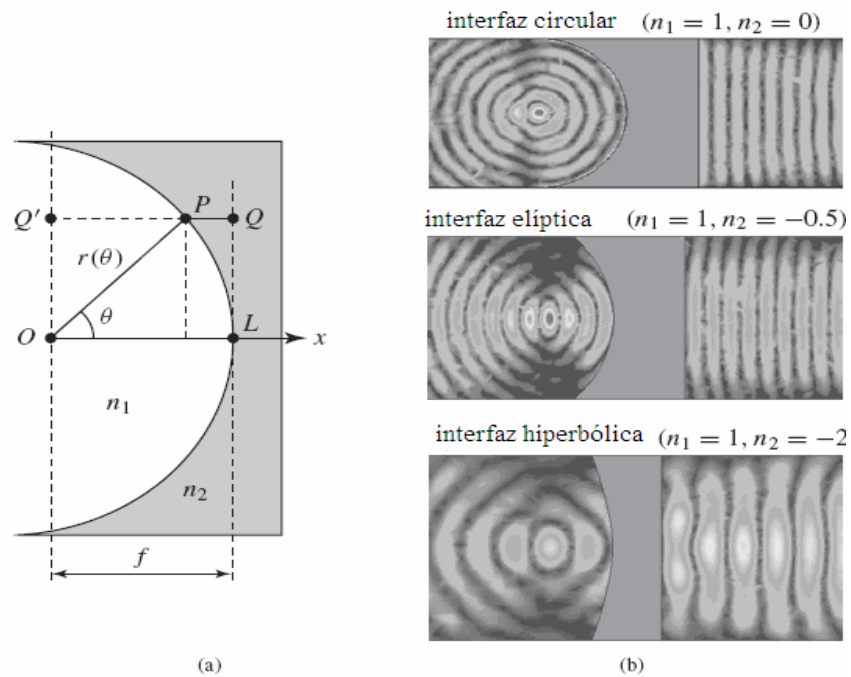
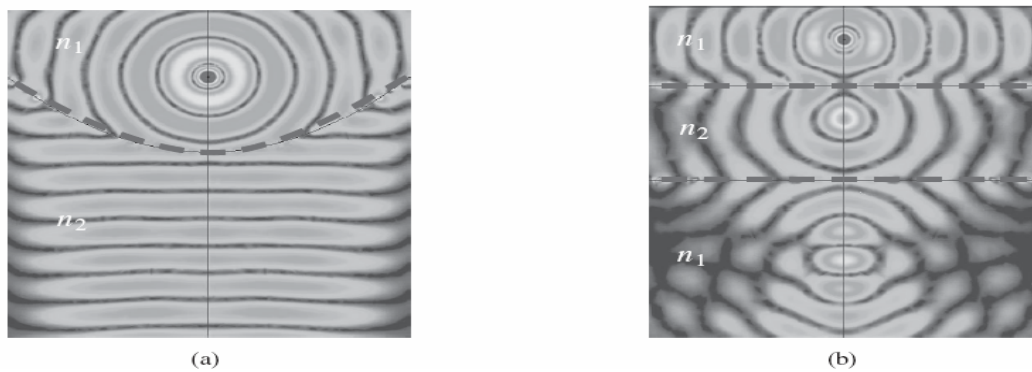


Figura 44. Refracción en la interfaz entre un medio RH (con  $\epsilon_{r1}=\mu_{r1}=1$ ) y un medio LH con ( $\epsilon_{r1}=\mu_{r1}=-1$ ). (a) Refractor parabólico. (b) Sección LH.

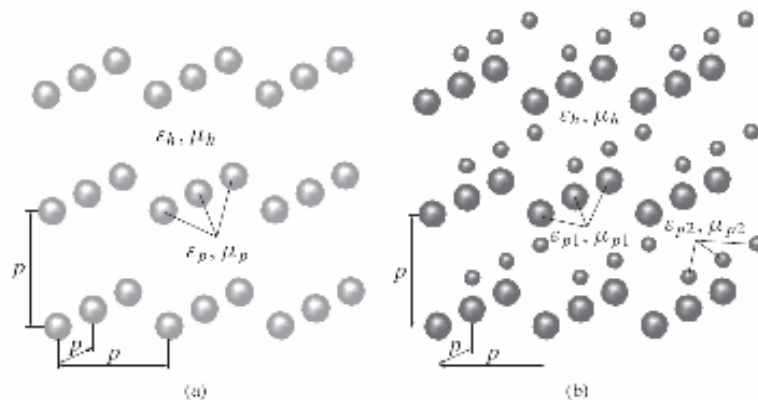


### 4.3 Metamateriales isotrópicos tridimensionales

Los materiales isotrópicos tridimensionales con homogeneidad efectiva, pueden ser definidos como estructuras cuyos “átomos” son objetos metálicos o dieléctricos, los cuales son grandes comparados con las dimensiones atómicas pero pequeños comparados con la longitud de las ondas electromagnéticas que actúan en el medio en el cual están incrustados.

A pesar de que estas estructuras han sido estudiadas desde hace muchos años, no existe evidencia de esfuerzos específicos dedicados a la concepción de estructuras artificiales isotrópicas tridimensionales con parámetros constitutivos negativos, es decir, metamateriales LH tridimensionales isotrópicos. No fue hasta hace muy poco tiempo cuando varios autores propusieron soluciones teóricas para un metamaterial LH tridimensional.

**Figura 45. Metamaterial tridimensional isotrópico del tipo resonante. (a) Arreglo de esferas magneto-dieléctricas. (b) Arreglo doble de esferas dieléctricas de diferentes diámetros.**



Como se observa en la figura 45, esta estructura tridimensional está constituida como un arreglo tridimensional de esferas o partículas incrustadas en un medio. El principio físico de estas estructuras es la excitación de los modos de resonancia de las esferas. Se deben cumplir con dos condiciones importantes para obtener un medio realmente efectivo basado en resonancias. Primero, la dimensión electromagnética (radio) de las partículas esféricas debe ser del orden de la longitud de onda de las señales que se encuentran dentro de estas para que exista resonancia. Segundo, el tamaño de celda de la red debe ser mucho más pequeño que la longitud de onda efectiva para asegurarse de que el medio sea efectivo.

Otra consideración crucial en este tipo de estructuras, así como en cualquier tipo de estructuras, es el factor de calidad de los resonadores, o sus pérdidas dieléctricas y/o magnéticas. Si estas pérdidas son demasiado altas, amortiguarán las resonancias, atenuando rápidamente las ondas dentro de la estructura, perdiéndose la transmisión dentro de la misma.

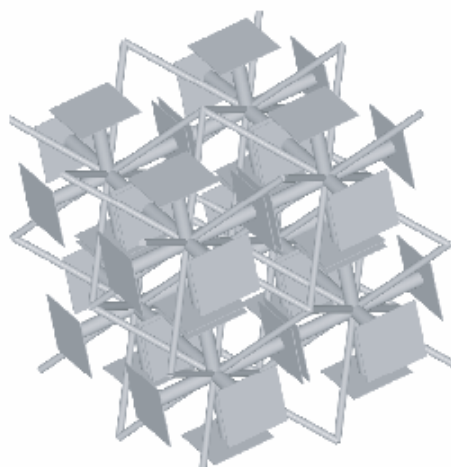
En la figura 45(a) se muestra un arreglo de partículas esféricas *magneto-dieléctricas* propuesto por Holloway *et al.* Desafortunadamente, las partículas requeridas para la realización de dicho medio deben exhibir simultáneamente altos valores de permeabilidad y permitividad relativa;  $\epsilon_p$  y  $\mu_p$ , para que la permeabilidad y permitividad efectiva del medio sean negativas en el mismo rango de frecuencias, la cual es una combinación que no se puede lograr físicamente en el rango de las frecuencias microondas. Debido a este inconveniente, el equipo de Holloway ha señalado la posibilidad de usar partículas compuestas, por ejemplo partículas revestidas con una capa de un material diferente (partículas dieléctricas revestidas de un material magnético y viceversa).

Estos científicos también han demostrado numéricamente que hasta las pérdidas relativamente moderadas suprimen totalmente el rango LH de la estructura.

Debido a la naturaleza impráctica de estas estructuras, Vendik *et al* sugirieron una alternativa interesante, la cual se muestra en la figura 45(b), que consiste en un arreglo doble de esferas dieléctricas de dos diámetros distintos, los cuales están ajustados para que los dos modos de resonancia sean excitados en el mismo rango de frecuencia. En esta estructura las resonancias emulan los momentos bipolares eléctricos y magnéticos resonantes, de las cuales se obtienen sus características negativas (LH).

En la figura 46 se muestra una representación artística de una estructura tridimensional CRLH. En esta estructura las interconexiones entre las celdas vecinas proveen las inductancias en paralelo, mientras que las capacitancias en serie son provistas por placas metálicas PPWG.

**Figura 46. Representación de un metamaterial tridimensional isotrópico. Todas las áreas grises representan metal.**



#### 4.4 Metamateriales ópticos

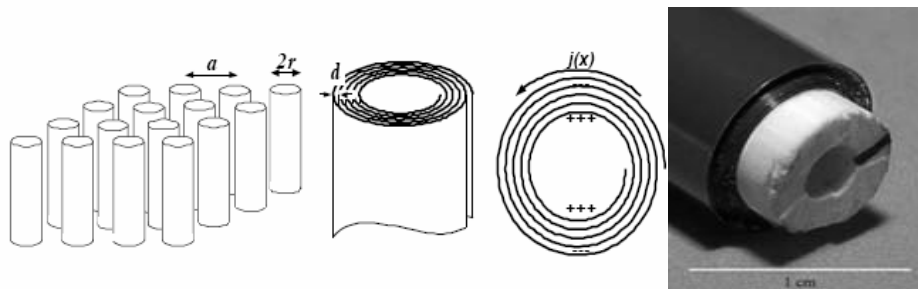
A pesar de que el fenómeno de refracción está más relacionado con la óptica que con efectos microondas, actualmente no se ha desarrollado ningún metamaterial LH en el rango óptico. Esto es debido a que en este rango de frecuencias las estructuras metálicas, como las estructuras SRR-TW o las líneas de transmisión, se comportan como plasmas y no como conductores a longitudes de onda ópticas. Además su fabricación representa un reto por su gran complejidad. Desafortunadamente, las sugerencias del uso de partículas dieléctricas para metamateriales tridimensionales no pueden ser consideradas para la operación en el rango óptico debido a que las altas permitividades requeridas no están disponibles.

Existen propuestas para la fabricación de materiales LH en los rangos infrarrojo y visible, las cuales incluyen la posibilidad de usar nanoalambres plasmónicos paralelos y SRRs modificados en la región cercana al rango infrarrojo para afectar su banda fotónica. Otra idea, la cual es similar al arreglo de esferas descrito en la sección anterior; pero con esferas metálicas en lugar de magnetodieléctricas, consiste en producir permabilidades y permitividades negativas mediante la incrustación de nanoesferas excitadas en la frecuencia de resonancia de su dipolo magnético y su dipolo eléctrico, respectivamente, a frecuencias ópticas. Este enfoque está basado en la resonancia colectiva del arreglo de nanoesferas ordenadas en un patrón específico (por ejemplo, en un patrón circular) para formar una estructura en forma de bucle con una sola longitud de onda. En este bucle el momento bipolar magnético no es producido por la corriente de conducción convencional (como la estructura SRR-TW en las microondas); sino es la característica de resonancia plasmónica de cada nanoesfera, la cual induce la circulación de una corriente de desplazamiento alrededor del bucle.

#### 4.5 Metamateriales no magnéticos con propiedades magnéticas

Como se explicó en el capítulo 1, los metamateriales no se restringen a estructuras LH o CRLH. Entre los tipos interesantes de metamateriales, se pueden mencionar las estructuras efectivas las cuales exhiben propiedades magnéticas sin incluir componentes magnéticos, tal como el “Rollo Suizo” (Swiss Roll), el cual es una variación de estructuras previamente descritas y se muestra en la figura 47.

**Figura 47. Rollo suizo. Se puede ver que su sección transversal es una espiral. La capacitancia entre las primeras y las últimas vueltas de la espiral permite el flujo de una corriente inducida por un campo magnético.**



Un *rollo suizo* es un cilindro constituido por capas de metal empaquetadas de forma concéntrica, formado al moldear en espiral una hoja conductora alrededor de un eje central. La estructura general esta formada por un grupo de rollos paralelos ordenados en un arreglo que al ser excitado por un campo magnético paralelo al eje de los rollos, induce una corriente en la espiral de los mismos, y las capacitancias distribuidas entre las capas permite el flujo de la corriente transversal.



Dada la ausencia de conectividad entre las capas metálicas en su plano transversal, la estructura bloquea la corriente directa y solamente permite el flujo de corriente AC en operación RF de la auto-capacitancia de los rollos, lo cual induce una parte real negativa de la permeabilidad, de manera similar a una estructura SRR.

La capacidad de guiar el flujo de las estructura Rollo suizo ha sido demostrada experimentalmente por el mejoramiento en la transmisión de energía magnética entre dos bobinas de un rollo y por un experimento de imágenes de resonancia magnética, el cual se explicará en el capítulo 5, mediante el cual se puede comparar la calidad de las imágenes obtenidas con una estructura de rollo suizo y con un conjunto de bobinas construidas en la estructura de un magneto. En esta estructura, la ausencia de magnetismo DC, necesaria para obtener datos espectrales e imágenes, es una propiedad importante que evita la perturbación de los campos magnéticos estáticos y de baja frecuencia. De esta manera estas estructuras forman parte de un nuevo paradigma para la manipulación de flujo RF en imágenes de resonancia magnética y sistemas espectroscópicos.

#### **4.6 Metamateriales magnéticos en el rango de los terahertz**

En la naturaleza son extremadamente raros los materiales que exhiben una respuesta magnética, es decir, con polarización magnética diferente a cero  $[\overline{M} = \mu_0 \chi_m \overline{H} \neq 0]$  en los rangos de frecuencias ópticas y de los terahertz (THz).

Existe una razón física fundamental para este hecho, la cual puede ser formulada de la siguiente manera: La polarización magnética en los materiales resulta indirectamente del flujo de corrientes orbitales o del espín de electrones impares o solitarios.

En los sistemas magnéticos, el fenómeno resonante; análogo al fonón (modo [cuantizado](#) de vibración que tiene lugar en [redes cristalinas](#) como la red [atómica](#) de un [sólido](#)) que lleva a una respuesta eléctrica mejorada en las frecuencias infrarrojas o mayores, tienden a ocurrir a frecuencias mucho menores, resultando en una respuesta magnética relativamente pequeña a partir rango de los THz.

Yen *et al* propusieron una solución para compensar el imbalance electromagnético de la naturaleza y proveer materiales magnéticos a frecuencias THz, basada en metamateriales. Su logro consistió en generar momentos magnéticos artificiales explotando la resonancia de las partículas SRR en un metamaterial SRR. Cuando esta estructura es excitada por un campo magnético variante en el tiempo, con un componente perpendicular al plano de los anillos, se inducen corrientes a lo largo de los mismos, obteniéndose fuertes momentos magnéticos artificiales en su frecuencia de resonancia. A pesar de que dicha estructura es resonante y por lo tanto está caracterizada por un ancho de banda bastante limitado, dicho ancho de banda debería ser suficiente en términos de aplicaciones THz. Como complemento, la frecuencia de operación de la estructura es sintonizable mediante el ajuste adecuado de los parámetros de diseño estructural.

Se han llevado a cabo experimentos de elipsometría en estructuras metamateriales SRR planas para demostrar la respuesta magnética del medio. Se utilizaron dos tipos de polarización, tipo  $p$  ( $E$  en paralelo al plano de incidencia) y  $s$  ( $E$  perpendicular al plano). En el caso de la polarización  $p$ , se esperaba que el campo magnético excitara la estructura, mientras que en el caso  $s$ , el campo magnético es paralelo al plano de la estructura, y por lo tanto se esperaba que no excitara el SRR.

La medición de la relación de la cantidad total de radiación, reflejada por la estructura, y la cantidad de radiación incidente a la misma; realizada mediante un interferómetro de la transformada de Fourier, determina la respuesta magnética de la estructura. Las medidas tomadas correspondían con las resonancias de la estructura SRR en el rango de 0.6 a 1.6 THz, lo cual demuestra la respuesta magnética del metamaterial.

La realización de materiales artificiales eléctricos y magnéticos modificables en el rango de los THz representa un paso importante para cruzar la frontera entre las frecuencias microondas y las frecuencias ópticas.

Entre las posibles aplicaciones a estas frecuencias está el desarrollo de dispositivos para la formación de imágenes en los campos de la biología y la seguridad, detección remota y como guía en condiciones climáticas con visibilidad nula.

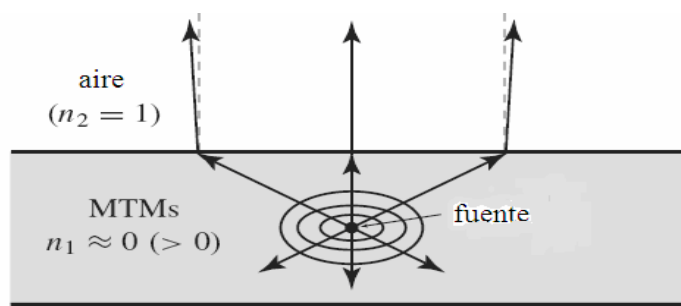
#### **4.7 Radomos y superficies selectoras de frecuencia (FSS)**

Los metamateriales pueden ser también utilizados como radomos o superficies selectoras de frecuencia (FSS) para controlar la emisión direccional de fuentes radiantes. Esto implica un desafío, pues la radiación de los metamateriales tridimensionales isotrópicos es omnidireccional. Por ejemplo, el reflector parabólico descrito en la sección 4.2 puede ser utilizado como una interfaz o lente radomo para una antena altamente direccional. En esta misma línea, Parazzoli *et al* demostraron que los lentes bidimensionales con índice de refracción negativo SSR-TW, tienen características marcadas de enfoque, reducción de peso, y reducción de aberración; señaladas como las ventajas de un lente curvo NRI sobre un lente normal.

Otras investigaciones han demostrado la posibilidad de incrementar la ganancia de una antena rodeándola con una estructura LH esférica. En este caso, la estructura LH puede ser diseñada para actuar como elemento de acople entre la parte radiante de la antena y el espacio libre. Esta idea está inspirada en la observación; realizada por el equipo de investigación de Ziolkowski, de que, mientras una pequeña antena bipolar dentro de un medio RH exhibe una reactancia capacitiva bastante grande (es decir, no acoplada al espacio libre), dentro de un medio LH exhibe una reactancia inductiva mayor. Obteniéndose un acople excelente entre un pequeño dipolo rodeado por una estructura en forma de cascarón. En estas investigaciones teóricas se reportó un incremento de ganancia en varios órdenes de magnitud.

Otra idea para manipular la radiación de una antena mediante metamateriales fue sugerida por Enoch *et al.* Considerando una fuente radiante incrustada en una sección de metamaterial con índice de refracción  $n_1$  en contacto con el aire ( $n_2 = 1$ ), como se muestra en la figura 48. Si la fuente es muy pequeña, radiará dentro del metamaterial de manera relativamente omnidireccional y por lo tanto los rayos incidirán en la interfaz metamaterial-aire en varios ángulos  $\theta_1$ .

**Figura 48. Emisión direcciva obtenida mediante un metamaterial con índice de refracción cercano a cero.**



Considerando la ley de Snell se puede anticipar que, si el metamaterial exhibe  $\eta_1 \approx 0$ , entonces los ángulos de salida  $\theta_2$  para todos los rayos, independientemente de los valores de  $\theta_1$ , serán cercanos a cero. Esto corresponde con la situación ilustrada en la figura 48, donde todos los rayos incidentes son refractados en el aire de manera casi paralela para formar una onda casi plana, es decir, una radiación con mayor directividad.

Debido a que  $\eta = \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$ , se puede obtener un índice de refracción cercano a cero ya sea con  $\epsilon_r = 0$  ó con  $\mu_r = 0$ . Los investigadores consideraron el primer caso, y usaron una estructura TW para generar la permitividad cercana a cero, por medio de la manipulación del medio, ligeramente sobre la frecuencia de plasma (para obtener  $\epsilon_r > 0$ ; pues de otra manera, si  $\epsilon_r < 0$ , el medio sería opaco).

#### **4.8 Metamateriales activos**

Los metamateriales activos representan, actualmente, un campo completo sin explorar, los cuales extenderán, en el momento de emerger, el rango de dispositivos activos optoelectrónicos y microondas.

Una dirección inmediata para la integración de los componentes activos en los metamateriales es la compensación de pérdidas, las cuales han sido un problema crítico en muchos metamateriales y en particular en las estructuras SRR/TW. De la misma manera en que fue utilizada una distribución de varactores en una línea de transmisión metamaterial, pueden implementarse transistores, para, ecualizar y modular los campos a través de una estructura LW y de esta manera controlar sus características de radiación.

En el futuro, los metamateriales pueden ser parte de complejos circuitos integrados de radiofrecuencias (RFICs) y de circuitos integrados monolíticos en microondas (MMICs).

#### **4.9 Otras ideas de interés**

A continuación se presentan varias ideas de investigadores, las cuales no han sido demostradas todavía o son meramente prospectos. La primera de ellas, propuesta por el científico iraní Nader Engheta, es el concepto de la implementación de nanocircuitos con índice de refracción negativo y nanolíneas de transmisión en el rango de las frecuencias ópticas. Los nanoinductores y los nanocapacitores serán concebidos por la explotación de las corrientes de desplazamiento de nanocapas plasmónicas, producidas en un arreglo de nanoesferas ordenadas en un patrón específico para formar una sola longitud de onda.

El equipo de investigadores del doctor Akhlesh Lakhtakia, ha realizado investigaciones sobre los metamateriales en el contexto de la relatividad general y especial, y han especulado sobre la posible ocurrencia del fenómeno NRI en “escenarios que abarcan la exploración, navegación y comunicaciones espaciales e industrias espaciales remotamente guiadas”.

Finalmente, puede predecirse con seguridad que la combinación de la nanotecnología con los nuevos metamateriales darán nacimiento a metamateriales y estructuras innovadoras e “inteligentes”, con características únicas, como ser reconfigurables automáticamente o de forma programable.

Los metamateriales pueden ser implementados en la tecnología de los semiconductores bajo varias formas novedosas como sustancias ferroeléctricas, ferrimagnéticas o ferromagnéticas, químicas, orgánicas o biológicas.

En conclusión, el límite para los conceptos y aplicaciones potenciales de los metamateriales está definido solamente por nuestra imaginación.





## 5. APLICACIONES POTENCIALES

### 5.1 Metamateriales en la industria automotriz

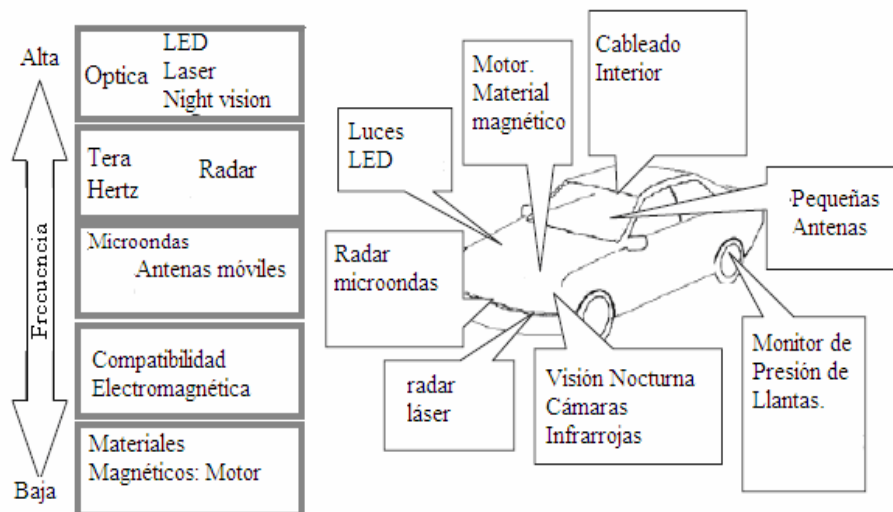
#### 5.1.1 Introducción

En esta sección se presentan las aplicaciones automotrices en las cuales se espera que existan, en un futuro muy cercano, contribuciones efectivas por parte de los metamateriales. De igual forma se presenta una revisión de las actividades de investigación realizadas en las instalaciones del *Toyota Central R&D Labs* (TCRL). Esta información incluye el desarrollo de antenas LW para sistemas de radar de ondas milimétricas, dipolos para aplicaciones de banda UHF, y la topología para las técnicas de optimización de diseño para estructuras periódicas a basadas en metamateriales.

Entre las distintas aplicaciones que se verían mejoradas se pueden mencionar los sistemas de radar con antenas mediante el escaneo de haz, antenas para comunicaciones móviles, novedosos materiales magnéticos para motores eléctricos y materiales altamente eficientes usados en el blindaje y absorción para la compatibilidad electromagnética. También se verían beneficiados los dispositivos ópticos como los faros construidos a partir de LED y los sistemas de visión nocturna a partir de cámaras infrarrojas. Estas aplicaciones se muestran en la figura 51.

Las recientes investigaciones en el área de los metamateriales realizados en los Laboratorios de Toyota incluyen contribuciones numéricas y experimentales al diseño de metamateriales y sus potenciales aplicaciones en antenas móviles. En el campo del diseño los investigadores se han basado en el análisis electromagnético usado el método de la optimización de la topología, el cual parece estar listo para convertirse en un prometedor procedimiento de diseño de metamateriales.

**Figura 49. Aplicaciones de los metamateriales en la industria automotriz.**



### 5.1.2 Optimización de la topología del diseño para materiales electromagnéticos

En el pasado, han sido utilizados modelos analíticos o modelos de circuitos equivalentes en el diseño básico de metamateriales utilizados en líneas de transmisión CRLH y en SRRs. Sin embargo, para el diseño de materiales volumétricos, no ha sido determinado ningún procedimiento general de diseño.

La optimización de topología es el método de optimización más flexible que puede lidiar simultáneamente con los cambios de configuración geométrica y topológica. En este método, se define un dominio de diseño fijo de modo que sea más grande que el diseño obtenido. En un dominio fijo, se puede expresar una configuración arbitraria utilizando una función característica, permitiendo grandes cambios en el diseño geométrico y topológico durante el proceso de optimización. La optimización de la topología fue desarrollada inicialmente para el diseño estructural, y recientemente se adaptó para una gran variedad de tipos de diseño considerando las diferentes ramas de la física, como el electromagnetismo. Por ejemplo, en 2003, Kiziltas et al. lo propusieron para la topología de sustratos dieléctricos que mejoraran el ancho de banda de antenas microstrip.

En la figura 50 se muestra un diagrama de flujo del algoritmo para la optimización. En éste se tienen tres campos numéricos para el análisis electromagnético, estructural y térmico utilizando el método del *elemento finito*. A cada uno de los cuales es realizado un análisis sensitivo el cual utiliza una variable cambiante para determinar su estado en la optimización. El algoritmo de diseño usado para el método de la variable cambiante está basado en la densidad de la estructura.

La característica principal de este método es la representación de la forma de una estructura mediante la densidad de sus microporos permitiendo la transformación libre de la topología de la forma. Una región con mayor densidad de microporos es visualizada como una región vacía. En cambio, si los microporos están dispersos, la región se considera que la región esta hecha del material en cuestión. La densidad del material se traduce en cambios graduales en las propiedades físicas como su rigidez, peso o permitividad electromagnética. Por lo tanto, la distribución de densidad es optimizada mediante la especificación deseada aplicando una técnica de programación matemática no lineal. En el caso de la permitividad electromagnética, la propiedad del material usualmente depende de la densidad variable  $\rho$ , la cual está relacionada con la constante dieléctrica del material. La propiedad del material varía de  $\rho = 1$  (permitividad dieléctrica relativa del material  $\epsilon_r = 10$ ) hasta  $\rho = 0$  (permitividad relativa del aire  $\epsilon_{r0} = 1$ ). Dividiendo el volumen en celdas diseñadas, la propiedad material de cada celda está controlada simultáneamente en cada paso de la repetición y actualizada utilizando el algoritmo mostrado en la figura 52 para alcanzar el diseño final. La microestructura está representada por las propiedades materiales de cada celda a través de la densidad variable  $\rho$ . Este planteamiento es muy atractivo debido a su simpleza y eficiencia.

Un ejemplo de un material periódico electromagnético diseñado utilizando la optimización de topología se muestra en la figura 51. El diseño inicial es un material homogéneo en el cual la permitividad relativo  $\epsilon_r$  es 10.

En estas figuras, se puede observar que la microestructura es generada con la progresión de los pasos de la iteración y finalmente es producido un material *vacío* o un material *sólido*.

Figura 50. Diagrama de flujo del diseño de optimización de la topología.

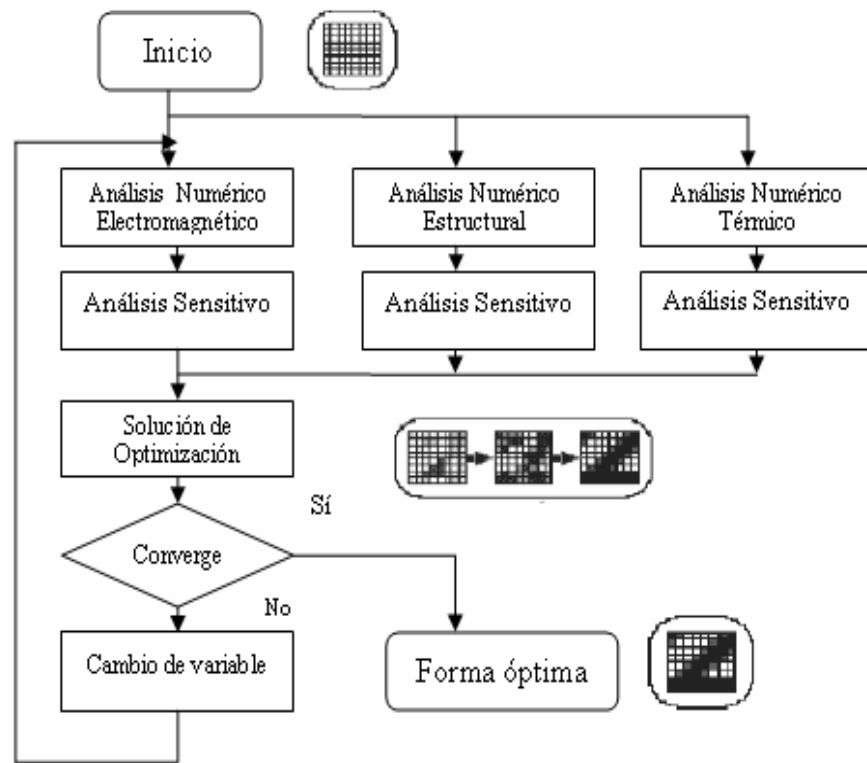
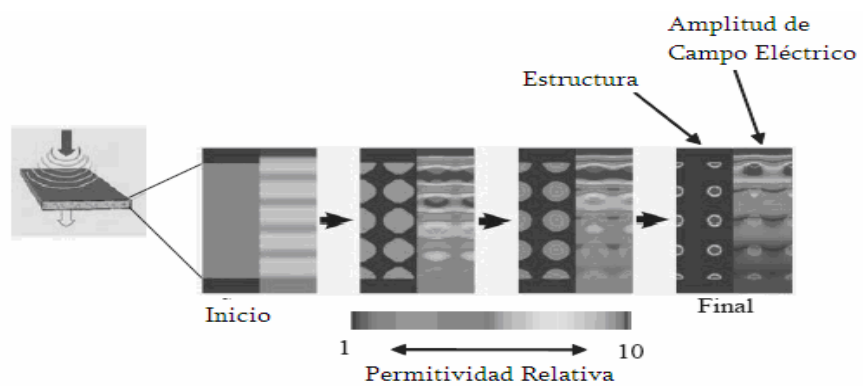


Figura 51. Ejemplo del diseño de optimización de topología.

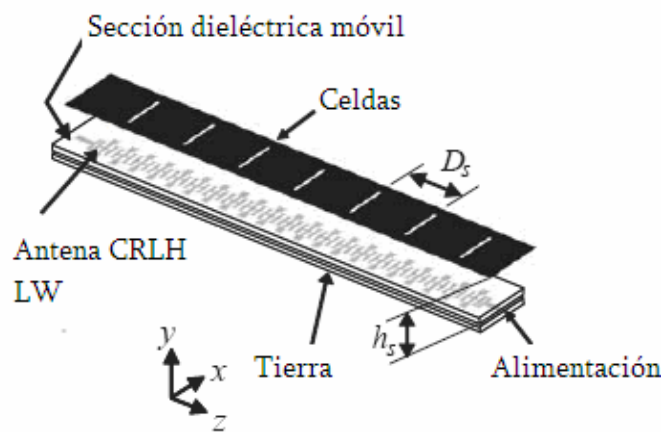


### 5.1.3 Antenas LH LW para aplicaciones de onda milimétrica

Actualmente existe un creciente interés en el desarrollo de sensores de radar para automóviles para control crucero adaptativo (ACC) y sistemas anti-colisión utilizando un ancho de banda de onda milimétrica de 76 a 77 GHz. Para estos sistemas, un campo de visión que cubra cerca de  $20^\circ$  es suficiente, y puede ser provisto por la mayoría de sensores que se encuentran en el mercado actualmente. Sin embargo, nuevas aplicaciones como el control crucero adaptativo con la posibilidad de realizar paradas y arranques (ACC *stop and go*) y sistemas de asistencia para prevención de colisiones requieren que el campo de visión sea más amplio cubriendo hasta  $60^\circ$ , con un rango máximo de 60 metros para permitir que los sistemas funcionen en situaciones de emergencia. Una antena CRLH LW de escaneo electrónico utilizando diodos varactores, como la presentada en la sección 3 tiene la ventaja de poder escanear amplias áreas, sin embargo los diodos presentan demasiadas pérdidas en la banda milimétrica. Por lo tanto los laboratorios Toyota proponen una novedosa estructura para una antena maniobrable independiente de la frecuencia para aplicaciones en banda milimétrica. Esta antena ofrece las ventajas de un escaneo de haz ancho, alta ganancia y una estructura simple; y consta de una sección dieléctrica móvil situada sobre la antena CRLH LW, con un ángulo de radiación que puede ser modificado cambiando la distancia entre la sección dieléctrica y la antena utilizando actuadores compactos. La figura 52 muestra la estructura de la antena propuesta con la sección móvil. Ésta consiste en unidades de celda conectadas en serie las cuales funcionan como capacitores. La sección dieléctrica es colocada cerca de la antena, y la constante dieléctrica efectiva es variada cambiando la distancia  $h$  entre la línea microstrip y la sección móvil, con lo cual el ángulo de radiación puede ser maniobrado a una frecuencia fija.

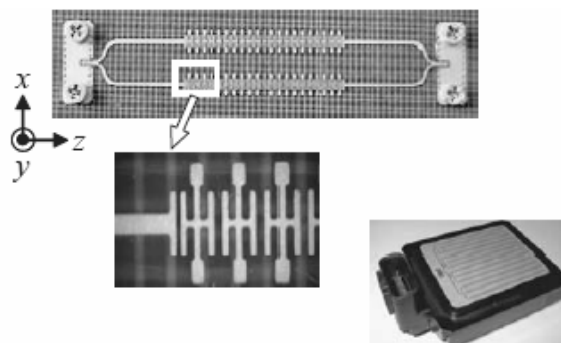
Un prototipo de esta antena se muestra en la figura 53. Un sustrato de teflón fue utilizado como sección móvil. Se han agregado ranuras a la antena para controlar la distribución de apertura de amplitud para el arreglo de antena, y de esta manera mejorar la ganancia de la antena.

**Figura 52. Antena CRLH con sección móvil.**



Mediante la medición fueron demostradas de forma satisfactoria las características de escaneo de haz a 76 GHz.

**Figura 53. Fotografías del prototipo de antena CRLH.**



#### **5.1.4 Antena dipolo LH**

A continuación se muestran antenas LH, basadas en líneas de transmisión LH, las cuales son una gran promesa en el futuro de las comunicaciones automotrices.

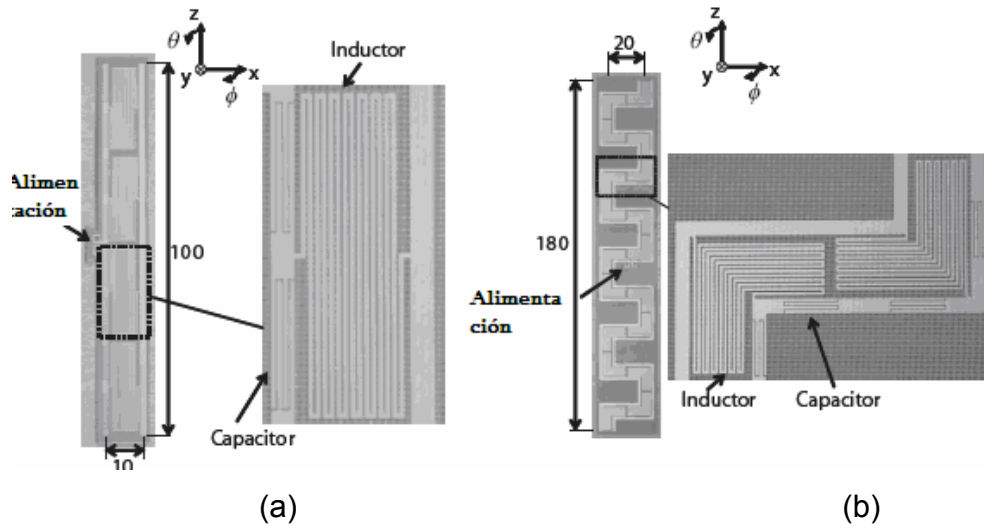
Esta antena está compuesta por una red periódica en escalera de unidades de celda, cada una construida a partir de capacitores en series e inductancias en paralelo. Agregando capacitores a un lado de la red se obtienen corrientes desfasadas con diferentes amplitudes las cuales producen altos niveles de radiación. La antena tiene una característica única en la cual la longitud de onda decae junto con la frecuencia. Este concepto es aplicado a dos antenas. La primera es un dipolo pequeño, mostrado en la figura 54 (a), mientras se trabaja en el modo fundamental. Un dipolo con una longitud de 0.18 longitudes de onda puede tener una impedancia de entrada de 50 ohms.

La segunda es un dipolo polarizado ortogonalmente, la cual se muestra en la figura 54 (b). Un dipolo LH de forma serpenteado el cual utiliza un modo de orden superior produce una polarización ortogonal a la producida por una antena RH convencional.

Estos conceptos propuestos reducen el tamaño de la antena y mejoran el rendimiento de la misma, siendo una gran promesa para comunicaciones móviles en el campo automotriz. Pero debido a que las pérdidas en antenas LH son el principal problema se hace necesario el estudio del diseño para capacitores e inductores con bajas pérdidas.



Figura 54. Antenas dipolo LH. (a) Dipolo recto. (b) Dipolo serpenteado.



## 5.2 Enfoque ultrasónico mediante una red metamaterial acústica

A continuación se presenta la primera demostración experimental del enfoque de ondas ultrasónicas a través de un lente plano acústico hecho de un metamaterial compuesto de una red plana de resonadores de Helmholtz de media onda.

Las técnicas de generación de imágenes acústicas son las herramientas esenciales en Ensayos no Destructivos (END) y exámenes médicos. Sin embargo, la resolución espacial de los métodos convencionales de generación de imágenes acústicas está restringida a las ondas de ultrasonido incidentes. Esto es debido a los que los campos que contienen las características de los objetos se desvanecen rápidamente. Para superar este límite de difracción, los lentes perfectos propuestos anteriormente ofrecen la posibilidad de construir un dispositivo que permita la generación de imágenes de alta resolución de un objeto.

La demostración exitosa de los súper lentes electromagnéticos ha inspirado a la búsqueda de lentes acústicos con índice de refracción negativo. De hecho, los cristales fotónicos fueron los primeros materiales utilizados en la investigación para el desarrollo de dispositivos con refracción negativa para ondas sonoras. Sin embargo, para el diseño de lentes basado en cristales fotónicos, la dependencia a la periodicidad de la red usualmente hace necesario que la modulación espacial sea del mismo orden de magnitud de la onda acústica, lo cual puede hacer que la estructura sea demasiado grande, haciéndola impráctica. Debido a esto, se han realizado investigaciones experimentales del enfoque de una fuente puntual desde un metamaterial ultrasónico el cual consiste de una red en una dimensión de resonadores de Helmholtz de media onda. Para facilitar el diseño, se han adaptado los métodos de las líneas de transmisión bidimensionales en el desarrollo de metamateriales con índice negativo. En este caso, el sistema acústico se convierte en un bloque de circuito análogo en el cual el movimiento del fluido es equivalente al comportamiento de la corriente en el circuito. De manera similar a la permitividad y permeabilidad en los metamateriales electromagnéticos, la densidad efectiva y la compresibilidad de la estructura de la red está relacionada con la capacitancia e inductancia en este bloque de circuito. En la versión unidimensional de este metamaterial ultrasónico, se ha encontrado teórica y experimentalmente que el módulo elástico es negativo en un rango específico de frecuencias.

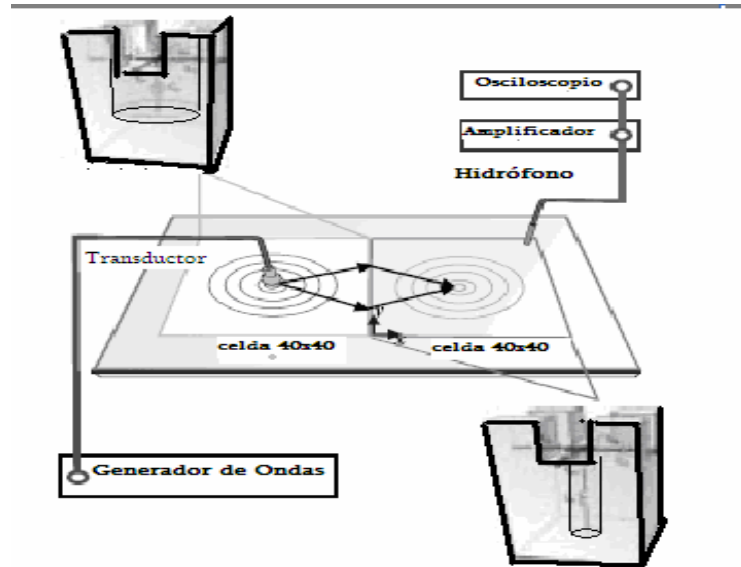
La figura 55 muestra el plano experimental para el estudio del fenómeno de enfoque de un metamaterial acústico. Para preparar la muestra, se ha ideado un arreglo bidimensional de resonadores de Helmholtz conectados de forma periódica en una placa de aluminio y en donde los resonadores están llenos de agua.

Como ha sido comprobado por otras investigaciones, un canal principal de transmisión con ramas laterales recurrentes, las cuales están cerradas en un extremo, es análogo a un circuito de inductores en serie con capacitores en paralelo. Por otro lado, cuando se insertan tubos laterales con un extremo abierto, el sistema acústico puede ser descrito por un bloque de circuito de capacitores en serie con inductancias en paralelo. Las medias partes derechas e izquierdas son versiones periódicas bidimensionales de estos distintos tipos de topología. Una unidad de cada media parte se muestra inserta respectivamente.

La parte izquierda está compuesta por un arreglo bidimensional (40×40) de cavidades largas conectadas con canales principales. El volumen de la cavidad es aproximadamente diez veces más grande que la sección de los canales. Consecuentemente, cuando una onda acústica incidental es aplicada al fluido de los canales, el gradiente de presión a través de los canales es mucho más grande que el gradiente dentro de la cavidad. Por lo tanto, es como si el fluido en la cavidad fuera relativo al fluido en los canales.

De forma que cuando el fluido en los canales oscila como una unidad, existen compresiones adiabáticas y rarefacciones del fluido dentro de la cavidad más grande. Dicho sistema acústico es análogo a un circuito LC en donde los canales actúan como inductores en serie ( $L_p$ ) y la cavidad actúa como un capacitor ( $C_p$ ).

Figura 55. Plano esquemático de una red metamaterial acústica.



Si siguiendo con el análisis electromagnético, la densidad efectiva y la compresibilidad de esta red puede expresarse en la forma de:

$$\rho_{eff,P} = \frac{L_p S_p}{d_p} \quad (5.1)$$

Y

$$\beta_{eff,P} = \frac{C_p}{S_p d_p} \quad (5.2)$$

En donde  $d_p$  es la periodicidad y  $S_p$  es el área de la sección transversal de los canales. Tanto la densidad efectiva como la compresibilidad son valores positivos.

El índice de refracción acústica relativo  $n_p$  puede determinarse por:

$$n_p = \frac{c_w \sqrt{L_p C_p}}{d_p} \quad (5.3),$$

donde  $c_w$  es la velocidad del sonido en el agua. A esta mitad se le llama medio con índice efectivo positivo (PI).

La parte derecha de la muestra es la configuración dual de la parte izquierda; en la cual existe un arreglo de orificios de 40×40 conectados a través de canales. El volumen de una sección de canal principal está diseñado para ser cerca de diez veces el tamaño del orificio. Debido a que el fluido en el orificio no está confinado, este experimenta una compresión insignificante mientras el fluido en los canales experimenta menos movimiento en promedio. Consecuentemente, cuando el fluido en el orificio oscila como una unidad, existen compresiones adiabáticas y rarefacciones del fluido dentro de los canales principales. Este sistema acústico se puede describir como un circuito con capacitores en serie ( $C_N$ ) para el canal principal y un inductor en paralelo ( $L_N$ ) debido al orificio. La periodicidad es la misma que en la parte izquierda, por lo tanto la densidad efectiva y la compresibilidad pueden ser estimadas de manera similar, de la siguiente manera:

$$\rho_{eff,N} = -\frac{S_N}{\omega^2 C_N d_N} \quad (5.4)$$

y

$$\beta_{eff,N} = -\frac{1}{\omega^2 L_N d_N S_N} \quad (5.5)$$

Ambos parámetros son negativos. El índice de refracción también es negativo,

$$n_N = -\frac{c_w}{\omega^2 d_N \sqrt{L_N C_N}} \quad (5.6)$$

Por lo tanto, esta red actúa como un medio que exhibe índice de refracción negativa (NI). Las dos mitades están diseñadas con índices refractivos de valores iguales y opuestos.

Para una confirmación experimental del enfoque de ultrasonido en este metamaterial acústico, se mide el campo de presión a través de esta interfaz PI/NI. Las ondas de ultrasonido son emitidas desde un transductor en forma de corneta con una punta de 3mm de diámetro. La punta es insertada en un agujero abierto en el centro de la parte PI para alimentar la muestra. Para trazar el plano del campo de presión, se coloca un hidrófono en dos etapas ortogonales de traslación en la parte NI tomando la amplitud de presión en cada paso, obteniéndose una distribución espacial de campo del patrón de enfoque de la onda de ultrasonido.

Experimentalmente se ha determinado que una interfaz PI/NI por sí sola no permite el suficiente crecimiento de campos para lograr un enfoque mientras que una estructura emparedado (dos interfaces PI/NI) ofrece una mejor oportunidad de superar el límite de difracción.

En resumen, la emisión de una fuente puntual a frecuencias de magnitud de kilohertz es llevada a un foco a través de interfaces PI/NI debido al índice de refracción negativo en este metamaterial ultrasónico; el cual se espera sea un paso hacia novedosos lentes acústicos para la generación de imágenes.

La unidad de celda de la red acústica es solamente un octavo de su longitud de onda de operación, haciendo que el lente tenga un tamaño compacto.

### **5.3 Generación de Imágenes de Resonancia Magnética (MRI)**

La posibilidad de crear magnetismo sin materiales magnéticos, presentada en la sección 4.5, resulta ser ideal para la generación de imágenes de resonancia magnética (MRI). En una máquina MRI existen dos campos magnéticos distintos. Grandes campos cuasi-estáticos, ente 0.2 y 3 tesla en máquinas comerciales, causan que los espines nucleares en el cuerpo de un paciente se alineen. Los espines son resonantes típicamente en la frecuencia de Larmor entre 8.5 y 128 MHz, de forma que un segundo campo magnético en la forma pulso de radiofrecuencia los excitará, causando su precesión cerca del campo principal. Las imágenes son reconstruidas observando la señal dependiente del tiempo resultante de la precesión de los espines. A pesar de que la resolución de una máquina de resonancia magnética se obtiene a través de los campos cuasi-estáticos, el control de precisión del campo RF también es vital para la eficiencia y exactitud de la operación de la máquina.

Cualquier material destinado al uso en un ambiente MRI no debe perturbar los patrones de los campos magnéticos cuasi-estáticos, excluyendo de esta forma a los materiales magnéticos convencionales. Sin embargo, los materiales magnéticos que responden a campos variantes con el tiempo pero no a los campos estáticos pueden ser utilizados para alterar y enfocar los campos RF sin interferir con el patrón del campo.

En una esta escala de longitud de onda, los componentes eléctricos y magnéticos de radiación electromagnética son esencialmente independientes; entonces para manipular una señal a radiofrecuencias, se necesita solamente controlar la permeabilidad del metamaterial: las propiedades dieléctricas son irrelevantes.

El metamaterial que más se acopla a las aplicaciones MRI es el Rollo Suizo. Un diseño de cerca de 11 vueltas en un cilindro de 1cm de diámetro tiene una respuesta de resonancia de 21 MHz. La figura 56(a) muestra dicha figura. El metamaterial está formado al agrupar varios de estos cilindros.

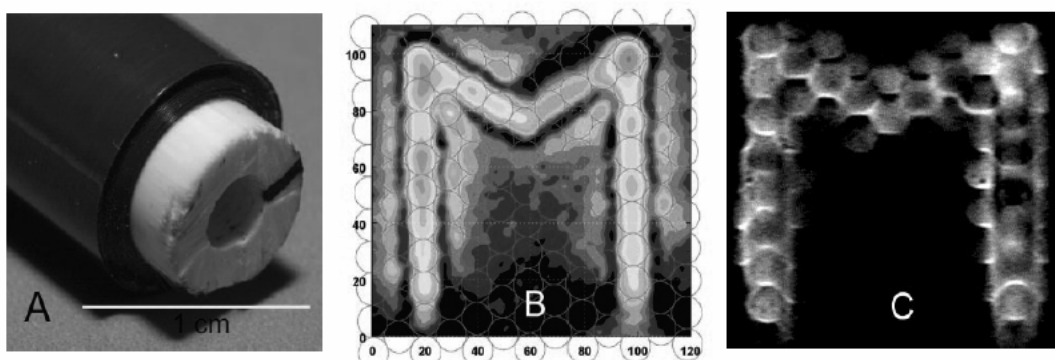
Científicos han demostrado que estos metamateriales podrían ser utilizados en un ambiente MRI al utilizarse un grupo de rollos suizos para conducir el flujo de un objeto hacia un detector remoto. Aunque los MTMs utilizados en estos experimentos presentaban muchas pérdidas, y toda la información posicional en la imagen fue provista por el sistema decodificador espacial de la máquina MRI; quedó claro que podrían realizar una función potencialmente útil y única.

En esta estructura, la autocapacitancia y la autoinductancia de las hojas de cobre crean resonancia. Las corrientes que fluyen cuando se activa esta resonancia se acoplan fuertemente a un campo magnético aplicado, permitiendo una permeabilidad efectiva que puede alcanzar valores bastante altos. A la frecuencia de resonancia, una sección de rollo suizo compuesto se comporta como una colección de alambres magnéticos. Esto fue demostrado al colocar una antena con forma de M como la fuente y trazar el plano de la distribución de campo magnético transmitido (los campos cerca de un alambre que transporta corriente son predominantemente magnéticos).



En la resonancia, el rollo suizo transmite el patrón del campo incidente a través de la sección (fig. 56(b)) y la resolución coincide con la teoría.

**Figura 56. Aplicaciones del rollo suizo I. (a) Rollo suizo. (b) Campo magnético RF transmitido por una antena en forma de M. (c) Imagen resultante tomada de una máquina MRI.**

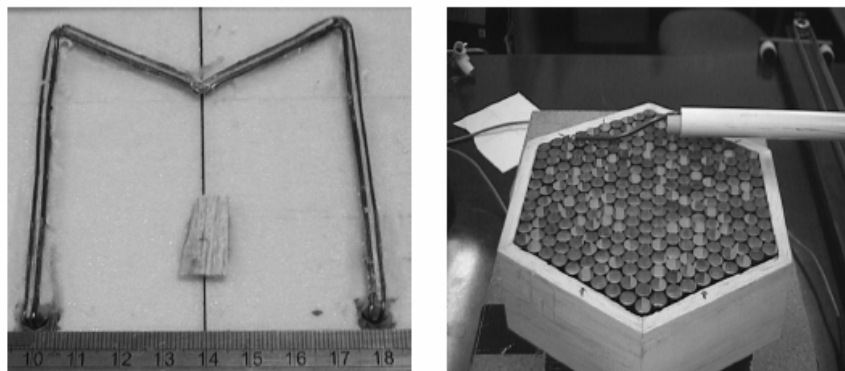


La transferencia de imagen fue demostrada de igual forma en una máquina MRI. Aquí, la misma antena en forma de M fue utilizada tanto como la fuente de del campo de excitación RF y como el detector para la señal, y el metamaterial fue doblemente examinado. Primero, debe transmitir el campo de excitación sin degradar la información espacial de forma que el patrón requerido del espín sea excitado. Segundo, la señal de este patrón de espín tiene que ser transportada fielmente al receptor. Este experimento demostró que un metamaterial de alto desempeño puede actuar como una placa magnética y transportar información de un lado a otro sin perder la información espacial (fig. 56(c)).

La generación de imágenes en la medicina es solamente un ejemplo de la utilidad potencial de los materiales magnéticos artificiales. A pesar de que los metamateriales magnéticos artificiales tienen propiedades únicas, a bajas frecuencias, los materiales magnéticos convencionales son bastante eficientes.

Por otro lado, si miramos a altas frecuencias, los materiales magnéticos convencionales dejan de cumplir con las expectativas y los materiales artificiales empiezan a jugar un rol de más importancia.

**Figura 57. Aplicación del rollo suizo II. (a) Antena en forma de M. (b) Arreglo de rollos suizos.**



(a)

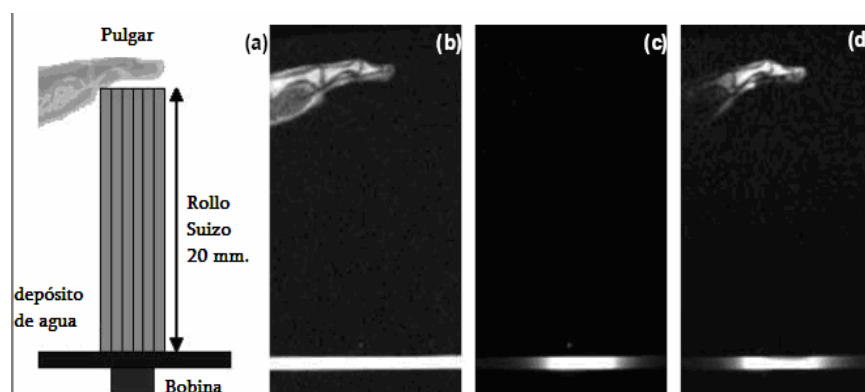
(b)

Un rango de frecuencia de interés particular ocurre ente 1 y 3 THz, una región que representa un punto de ruptura natural entre la respuesta eléctrica y magnética en los materiales convencionales. A bajas frecuencias, se encuentra que los materiales magnéticos inherentes exhiben resonancias. A altas frecuencias, casi todos los materiales tienen resonancias electrónicas que resultan de vibraciones u otros mecanismos que causan la ocurrencia de una respuesta eléctrica. La región terahertz intermedia representa el punto en el cual tanto la respuesta electrónica de altas frecuencias como de bajas frecuencias se desvanece. En este punto, en la naturaleza no existe ningún material con fuertes propiedades magnéticas o dieléctricas. Los metamateriales, por otro lado, pueden construirse para proveer esta respuesta. A frecuencias más altas, el SRR, puede ser utilizado convenientemente para lograr una respuesta magnética, como se explicó en la sección 4.6.

En otro experimento que muestra sus características, los rollos suizos fueron utilizados como guías de flujo para la generación de imágenes. El arreglo esquemático se muestra en la figura 58 (a), la cual muestra el conjunto utilizado en un sistema MRI. La bobina detector es un solenoide corto, de 3 vueltas, y 37mm de diámetro, sintonizado a 21.3 MHz. Esta fue colocada inmediatamente bajo de una capa de agua de 1 cm. de espesor para proveer un plano de referencia. El objeto de la prueba, uno de los dedos del autor del experimento, fue mantenido a 200 mm. sobre el agua, sostenido inicialmente en un bloque inerte de plástico (fig. 58 (c)).

La primera imagen (fig. 58 (b)) fue obtenida utilizando la bobina en modo transmisor-receptor. Esto permite la determinación de la posición precisa del pulgar, de forma que las siguientes imágenes pueden ser determinadas con precisión. A pesar de aumentar la ganancia, no se detectará ninguna imagen utilizando solamente la bobina. Sin embargo, cuando el conjunto de 19 rollos suizos de 200mm de largo es utilizado para acoplar el pulgar a la bobina receptora, se observa una imagen clara del mismo, como se muestra en la figura 58 (d).

**Figura 58. Aplicaciones del rollo suizo III. (a) Plano del experimento. (b) Imagen obtenida como referencia. (c) Imagen de la bobina receptora cuando un bloque plástico sustituye al rollo suizo. Solo el agua es visible. (d) Imagen obtenida al utilizar el rollo suizo. El pulgar es claramente visible.**



#### **5.4 Cubiertas metamateriales**

Utilizando nuevas teorías de diseño, los investigadores de la Escuela Pratt de la Universidad Duke y el Colegio Imperial de Londres han desarrollado las bases para la creación de una cubierta para invisibilidad. Una vez creada, los investigadores aseguran que la cubierta podría tener numerosos usos, desde aplicaciones para defensa hasta comunicaciones inalámbricas. De hecho, podría esconder cualquier objeto tan bien que los observadores no se percatarían de su presencia, actuando como si se abriera un hoyo en el espacio. Toda la luz u otras ondas electromagnéticas son arrastradas alrededor del área, guiadas por el metamaterial para luego emerger en el otro lado como si hubieran pasado por un espacio vacío. Justamente como ocurre en un río virtualmente calmo alrededor de una piedra de suaves curvas.

Una de las posibles ventajas de recubrir un objeto con este metamaterial sería el permitir que los campos electromagnéticos esencialmente pasen a través de éste cuando obstruya su paso. Al eliminar los efectos de la obstrucción, dicha cubierta podría mejorar las comunicaciones inalámbricas. De igual forma, una cubierta acústica podría servir como protección, previniendo la penetración de vibraciones, sonidos u ondas sísmicas.

Durante el segundo semestre de 2006, el grupo de científicos demostró el funcionamiento de la cubierta, al comprobar que desvía los haces de microondas para que fluyan alrededor de un objeto escondido dentro de la cubierta con poca distorsión, haciéndolo parecer casi como si nada estuviera allí, en este rango de frecuencias.

Mientras las propiedades de los materiales naturales están determinadas por su química, las propiedades de los metamateriales en cambio dependen de su estructura física. En el caso de la cubierta, la estructura consiste de anillos de cobre y alambres ordenados en hojas de compuesto de fibra de vidrio que son utilizadas tradicionalmente en tarjetas de circuitos de computadoras.

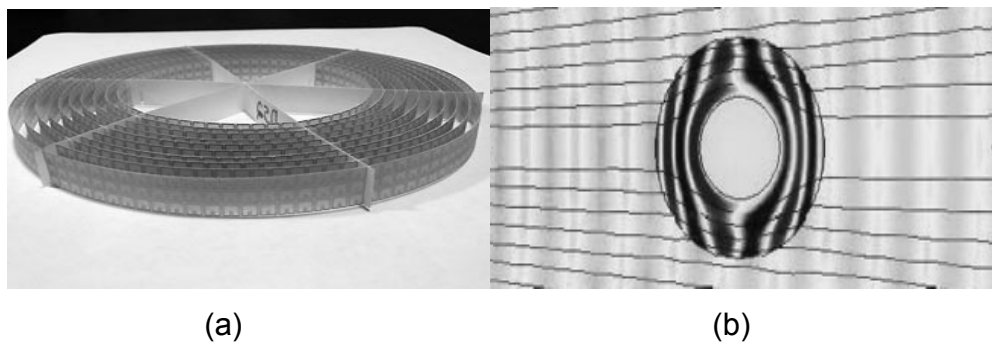
Para simplificar el diseño y fabricación en el estudio, el equipo diseñó una pequeña cubierta, de menos de cinco pulgadas, la cual brindaría invisibilidad en dos dimensiones en lugar de tres. En esencia, la cubierta incluye cintas de metamaterial en forma de anillos concéntricos en dos dimensiones, un diseño que permite utilizarse con un haz de radiación de microondas (fig. 59 (a)). Las variaciones precisas en la forma de los elementos de cobre ordenados en sus superficies determinan sus propiedades electromagnéticas.

Este diseño de cubierta es único entre los metamateriales por su geometría circular y sus variaciones estructurales internas, pues todos los demás metamateriales están basados en diseños cúbicos o en forma de rejilla y la mayoría de ellos tienen propiedades electromagnéticas uniformes. A diferencia de éstos la cubierta requiere un cambio gradual en sus propiedades en función de la posición.

Para verificar el funcionamiento de la cubierta, los investigadores utilizaron aparatos especializados de detección para medir los campos electromagnéticos que se desarrollan dentro y fuera de la cubierta. Al examinar una representación animada de los datos, encontraron que el frente de onda del haz se separa en dos y fluye alrededor del centro de la cubierta (fig. 59 (b)).

A pesar de que, teóricamente, la aplicación de los mismos principios de la cubierta microondas, en el rango óptico, llevaría a la producción de cubiertas funcionales; esto realmente es incierto, aseguran los investigadores. Esto se debe a que la cubierta debería ser capaz de interactuar simultáneamente con todas las longitudes de onda, o colores, que conforman la luz. Por lo tanto la tecnología requeriría una estructura metamaterial mucho más pequeña e intrincada.

**Figura 59. Cubierta metamaterial. (a) Diseño de la cubierta. (b) Funcionamiento de la cubierta.**



## CONCLUSIONES

1. El reciente desarrollo de los metamateriales es obra del trabajo conjunto; durante décadas, de mentes visionarias. La información aquí presentada deja abierta las puertas para el seguimiento de futuros descubrimientos de esta creciente tecnología.
2. Utilizando los conocimientos físicos y matemáticos; adquiridos con anterioridad, ha sido posible demostrar y comparar los fenómenos que caracterizan a los metamateriales.
3. Recientes esfuerzos que buscan hacer de los metamateriales lo más cercano a sus conceptos teóricos, junto con la interacción de nuevos descubrimientos en distintos campos; como la nanotecnología, borrarán la cada vez más delgada línea que separa los distintos estudios de la ciencia, lográndose un desarrollo uniforme para la humanidad.





## RECOMENDACIONES

1. Incentivar al alumnado a realizar investigaciones, que no solo tengan que ver con los cursos correspondientes a su carrera; sino que permitan aplicar los conocimientos obtenidos en los mismos, a nuevos temas y de esta forma buscar el crecimiento intelectual de próximas generaciones.
2. Tomar en cuenta que la información que aquí se expone es solamente la punta del iceberg de una gran variedad de experimentos realizados en los últimos años y que buscan cambiar la forma en que vemos y estudiamos a los fenómenos.
3. Realizar esfuerzos que permitan al estudiante tener acceso a mayor cantidad y calidad de información; ya que en la actualidad resulta muy difícil encontrar documentación acerca de temas actuales, siendo Internet la herramienta principal en este proceso.
4. Entre estos esfuerzos se pueden mencionar: lograr acuerdos con universidades nacionales y principalmente extranjeras para la creación de comunidades científicas, mostrarle a la inversión pública y privada las ventajas de los centros de investigación especializados y mostrarle a la población en general que se pueden resolver muchos de nuestros problemas (pobreza, contaminación, salud, etc.) mediante la adecuada aplicación de la ciencia.



## BIBLIOGRAFÍA

1. CALOZ, Christophe & ITOH, Tatsuo: *Electromagnetic Materials: Transmission Line Theory and Microwave Applications. The Engineering Approach*. Estados Unidos de América: John Wiley & Sons, Inc., 2006.
2. ELEFThERIADES, G. V. & BALMAIN, K. G.: *Negative Refraction Materials: Fundamental Properties and Applications*. Estados Unidos de América: IEEE Press. John Wiley & Sons, Inc., 2005.
3. SATO, K; NOMURA, T.; MATSUZAWA S. & ITZUKA, H.: *Metamaterial Techniques For Automotive Applications*. Japón: R&D Review Toyota Central Research & Development Laboratories, Vol. 41, No. 4, Diciembre, 2006.
4. SMITH, D. R.; PENDRY, J. B. & WILTSHIRE, M. C.: *Metamaterials and Negative Refractive Index*. Science Magazine, Vol. 305, Agosto, 2004. 788–792 p.
5. WILTSHIRE, M.; HAJNAL, J.; PENDRY, J.; EDWARDS, D. & STEVENS, C.: *Metamaterial endoscope for magnetic field transfer: near field imaging with magnetic wires*. Optics Express, Vol.11, No. 7, Abril, 2003. 709-715 p.

6. WILTSHIRE, M.; PENDRY, J.; YOUNG, I; LARKMAN, D.; GILDERDALE, J. & HAJNAL, J.: *Microstructured magnetic materials for RF flux guides in magnetic resonance imaging*. *Science*, Vol. 291, Feb. 2001. 849–851 p.
7. BALANIS, C. A. *Antenna Theory, Analysis and Design*, Segunda edición, John Wiley & Sons, 1997.
8. KRAUSS, J. D. & MARHEFKA, R. J.: *Antennas*. Tercera edición, McGraw-Hill, 2001.
9. HAYT, William H., hijo: *Teoría Electromagnética*. Quinta edición (2ª edición en español). México: McGraw-Hill, 1991.