



TECHNISCHE UNIVERSITÄT MÜNCHEN

&

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Proyecto Fin de Carrera

Análisis y Diseño de Antena Leaky-Wave CRLH y de Superficie Selectiva en Frecuencia para el control de los campos radiados



AUTORA: SALVADORA PEREIRA SÁNCHEZ

DIRECTORES: JOSÉ LUIS GÓMEZ TORNERO

MARK EBERSPÄCHER

Julio / 2013



Autora	Salvadora Pereira Sánchez
E-mail del Autor	doripereirasanchez@gmail.com
Director	José Luis Gómez Tornero
E-mail del director	Jose.l.gomez@upct.es
Codirector	Mark Eberspächer
Título del PFC	Análisis y Diseño de Antena Leaky-Wave CRLH y de Superficie Selectiva en Frecuencia para el Control de los Campos Radiados
Descriptores	Antenas, Circuitos de Microondas, Superficies Selectivas en Frecuencia, Metamateriales.
Resumen	
<p>En este proyecto se balanceará una antena LW basada en las celdas unitarias microstrip CRLH idénticas desarrolladas en [14] para su radiación en broadside a 10GHz, y se analizarán sus características de radiación.</p> <p>El objetivo fundamental será la reducción de los lóbulos laterales del diagrama de radiación de la antena mencionada, mediante el diseño no uniforme de la longitud y periodicidades de los slots que componen una superficie selectiva en frecuencia localizada sobre la antena, que junto con un apantallamiento lateral y una pantalla completamente reflectante situada tras ésta, conformarían una cavidad Fabry-Pérot.</p> <p>A lo largo del estudio se realizará el estudio independiente de dicha FSS cuando es alimentada por un waveguide port haciendo las veces de fuente lineal, y se aplicará un diseño no uniforme de la localización de los slots en la lámina basado en la función de distribución presentada en [41] para la reducción de lóbulos laterales de un array lineal de amplitud uniforme. Asimismo se calcularán las longitudes de slots que para cada periodicidad aseguran el mínimo de reflexión a la frecuencia de operación de 10GHz.</p> <p>Al no haberse obtenido la reducción de lóbulos laterales esperada al emplear tal espaciado no uniforme de los slots, no se implementará el diseño de la FSS cuando forma parte de la estructura completa mencionada anteriormente. Así, se revisará el método de diseño, y finalmente, se realizará un resumen de las conclusiones extraídas y se mencionarán posibles líneas de investigación que pueden abrirse a partir de este estudio.</p>	
Titulación	Ingeniería de Telecomunicación
Intensificación	Redes y Sistemas de Telecomunicación
Departamento	Tecnología de la Información y las Comunicaciones, Universidad Politécnica de Cartagena. Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik, Technische Universität München.
Fecha de Presentación	Julio 2013

Índice

Capítulo 0: Introducción

Objetivos del Proyecto	I
Estructura del Proyecto.....	III

Capítulo 1: Metamateriales

1	Introducción a los metamateriales	1
1.1	Metamateriales Basados en Líneas de Transmisión	4
1.1.1	Línea de Transmisión Left-Handed (LH)	5
1.1.2	Línea de Transmisión Composite Right/Left-Handed (CRLH)	8
1.1.2.1	Línea de Transmisión CRLH Desbalanceada.....	10
1.1.2.2	Línea de Transmisión CRLH Balanceada	13
1.2	Implementación Práctica de Líneas de Transmisión CRLH.....	19
1.2.1	Análisis de la Matriz [ABCD]	21

Capítulo 2: Antenas Leaky-Wave y CRLH Leaky-Wave

2	Antenas Leaky-Wave.....	29
2.1	Introducción a las Ondas de Fuga o Leaky-Waves	29
2.2	Características de las Estructuras Leaky-Wave	30
2.3	Estructuras Leaky-Wave Uniformes y Periódicas	35
2.3.1	Estructuras Leaky-Wave Uniformes.....	35
2.3.2	Estructuras Leaky-Wave Periódicas	36
2.4	Antenas CRLH Leaky-Wave	37
2.4.1	Determinación del Patrón de Radiación de una Antena CRLH LW	40

Capítulo 3: Antena CRLH LW propuesta

3.1	Introducción	42
3.2	Diseño de la Celda Unitaria	43
3.2.1	Antena CRLH LW en el Software de Simulación CST-Microwave Studio	46
3.2.1.1	Introducción al Software Utilizado	46
3.2.1.2	Celda Unitaria Diseñada	48
3.2.1.3	Simulación de la Celda Unitaria	50
3.2.1.4	Simulación de la Antena CRLH LW Periódica Completa	57

Capítulo 4: Diseño de una Superficie Selectiva en Frecuencia

4.1	Objetivos	64
4.2	Técnicas de Optimización de Diagramas de Radiación	65
4.3	Superficies Selectivas en Frecuencia	80
4.4	Diseño de la Superficie Selectiva en Frecuencia Propuesta	83
4.4.1	Teoría de Arrays con Espaciado No Uniforme	84
4.4.2	Proceso de diseño de la FSS	89
4.4.2.1	Obtención de una Función de Interpolación	90
4.4.2.2	Reducción de los Lóbulos Laterales de un Array Lineal de Amplitud Uniforme	93

Capítulo 5: Conclusiones y Líneas Futuras de Investigación

Conclusiones	107
Líneas Futuras de Investigación	118

Referencias	120
--------------------------	-----

0

CAPÍTULO

INTRODUCCIÓN

O**bj**etivos del Proyecto

La realización de este proyecto se basa en la consecución de los siguientes objetivos:

1. Análisis y diseño de una antena CRLH LW para su radiación a broadside a la frecuencia de 10GHz.

1.1. Diseño de las dimensiones de la celda unitaria CRLH microstrip desarrollada en [14] para lograr el balanceo de la misma a la frecuencia de operación.

1.2. Análisis de las características de radiación de la celda unitaria balanceada.

1.3. Diseño de una antena LW basada en 20 de dichas celdas unitarias para lograr la radiación en broadside a 10 GHz.

1.4. Análisis de las características de radiación de la antena LW CRLH completa, comprobando la radiación en broadside a la frecuencia deseada.

2. Análisis y diseño no uniforme de los slots de una PRS cuando es iluminada por un waveguide port actuando como una fuente lineal para obtener un determinado SLL, a partir de la función de distribución para arrays lineales alimentados uniformemente desarrollada por Ishimaru en [41].

2.1. Estudio de la dependencia entre la longitud de los slots y su periodicidad con la reflectividad de la FSS homogénea mediante simulaciones de la estructura con MWS (CST-Microwave Studio).

2.2. Implementación en Matlab de una función de interpolación que relaciona para cada periodicidad, la longitud de slot necesaria para obtener el mínimo de reflexión a 10 GHz, a partir de los datos de las simulaciones con MWS.

2.3. Cálculo mediante Matlab, del espaciado inhomogéneo de los slots a partir de la función de distribución desarrollada por Ishimaru en [41] para la reducción de lóbulos laterales de un array lineal de amplitud uniforme.

2.4. Obtención de las periodicidades a partir de la posición de los slots calculada en 2.3, y cálculo de la longitud de los slots mediante la función de interpolación implementada en 2.2.

2.5. Diseño de la FSS en MWS con los datos geométricos obtenidos en 2.4, y análisis del diagrama de radiación comprobando que se cumplen las especificaciones de SLL en el que se basa el diseño realizado.

3. Diseño de una antena CRLH LW cargada con una FSS para obtener un diagrama de radiación con un reducido nivel de lóbulos secundarios.

3.1. Diseño de una estructura formada por la antena CRLH LW balanceada propuesta en 1, sobre la que se situará la FSS diseñada para mostrar un reducido valor de SLL, junto con una pantalla totalmente reflectante bajo la antena.

3.2. Análisis de las características de radiación de la estructura.

3.3. Elección de un taper determinado de los slots de la PRS de forma que al ser iluminado exponencialmente por la antena CRLH LW proporcione una distribución de campo caracterizado por un valor mínimo en los bordes de la PRS en cuya zona central se encuentre el máximo, para lograr un patrón de radiación con bajos niveles de lóbulos laterales.

3.4. Diseño de una altura determinada de la cavidad Fabry-Pérot resultante (distancia entre la PRS y la antena CRLH LW) para que se contrarreste la aberración de fase producida en el taper realizado en 3.3.

Estructura del Proyecto

A continuación se mencionará el contenido de cada uno de los capítulos en los que se ha dividido este proyecto:

Capítulos 1 y 2. Contienen conceptos teóricos y prácticos útiles, relativos a circuitos CRLH, antenas leaky-wave y antenas CRLH LW, para situar en contexto la estructura desarrollada en este proyecto y facilitar su comprensión, así como para presentar herramientas y conceptos utilizados a posteriori en el mismo.

De esta forma, en el capítulo 1 se hablará del origen de los circuitos CRLH tanto teórica como experimentalmente, de su naturaleza y la formulación matemática en la que se sustenta el estudio de dichos materiales, en concreto, cuando están basados en líneas de transmisión, y por supuesto de su implementación práctica y sus características.

El capítulo 2, por otra parte, comienza explicando las características de las ondas leaky-wave, y las antenas que se basan en la radiación de este tipo de ondas, describiendo su funcionamiento, las expresiones matemáticas que las caracterizan, y mencionando las ventajas y desventajas de las antenas LW uniformes y periódicas.

Finalmente, las últimas secciones del capítulo 2 se centran en las antenas LW basadas en circuitos CRLH, haciendo hincapié en sus características fundamentales, y comparando estas estructuras con las puramente LW.

Capítulo 3. Este capítulo contiene la información necesaria respecto al diseño de la celda unitaria en la que se basa la antena CRLH LW objeto de optimización en este proyecto. Así, se introducirá el software utilizado para este fin, detallando los parámetros y materiales utilizados y comentando el proceso de balanceado de la celda en dicho software para que ésta radie en broadside a la frecuencia de diseño de 10 GHz, y se realizará un análisis de sus características a partir de los datos simulados. Además se procederá a simular y analizar la antena LW compuesta por la configuración en cascada de 20 celdas idénticas a la balanceada expuesta al inicio de este capítulo.

Capítulo 4.

Aquí se comenzará mencionando la técnica elegida para reducir los lóbulos secundarios de la antena presentada en el capítulo 3 para a continuación comentar diferentes técnicas de optimización de diagramas de radiación de antenas, entrando en detalle en aquellas relativas a antenas LW y LW CRLH.

Capítulo 0: Introducción

Debido a que la técnica de optimización escogida es la adición de una Superficie Selectiva en Frecuencia sobre la antena, compuesta por slots diseñados de forma no uniforme según una cierta función de distribución, se hará una introducción a este tipo de superficies, así como al método de diseño no uniforme empleado, en el caso estudiado de una FSS alimentada por un waveguide port que hace las veces de fuente lineal.

Finalmente se detalla el proceso de diseño de tal FSS mediante Matlab y CST-Microwave Studio y se analizarán los resultados obtenidos.

Capítulo 5. En este último capítulo se resumen los resultados obtenidos en este proyecto y se presentan las conclusiones sacadas a partir de estos. Por último, se proponen líneas de investigación que pueden abrirse en el futuro en relación con las conclusiones obtenidas en este trabajo.

1

CAPÍTULO

METAMATERIALES

Y

ANTENAS **L**EAKY-**W**AVE

1 Introducción a los Metamateriales

Los metamateriales son estructuras artificiales que presentan características electromagnéticas únicas. Dichas características han despertado el interés de la comunidad científica en los últimos años.

El descubrimiento de tales materiales está suponiendo el desarrollo de novedosos conceptos, dispositivos y aplicaciones, relacionados con campos tan diversos como seguridad militar, medicina, industria aeroespacial, telecomunicaciones, etc.

Este comportamiento electromagnético inusual es proporcionado por la permitividad (ϵ) y permeabilidad (μ) simultáneamente negativas, que caracterizan a estos materiales y los diferencian del resto.

La existencia de los metamateriales y sus características fueron teorizadas por primera vez en 1967 por el físico soviético Viktor Veselago.

En su tesis [1], Veselago denominó a los materiales que presentaran permeabilidad y permitividad negativas, materiales LH (left-handed o zurdos), ya que demostró que al contrario de lo que ocurre con los materiales naturales (llamados right-handed (RH) o diestros), el vector de campo eléctrico \vec{E} , el vector de campo magnético \vec{H} y el vector de onda \vec{k} , forman una tríada zurda, lo que supone que la propagación de la onda se produzca en sentido contrario al flujo de energía (representado por el vector de Poynting \vec{S}).

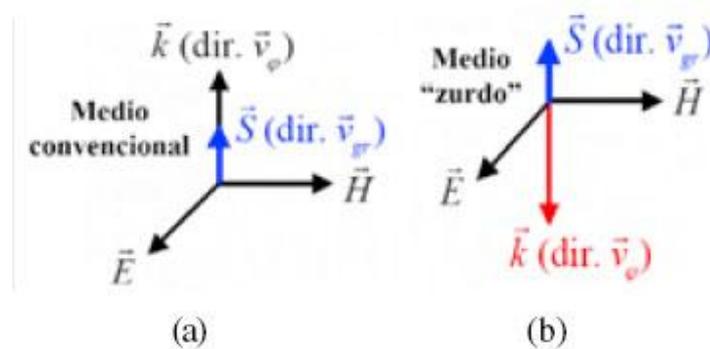


Figura 1.

a) Tríada diestra correspondiente a los materiales RH, donde se observa que el vector de onda y el vector de Poynting tienen el mismo sentido y, por tanto, la propagación de la onda se produce en el mismo sentido que el flujo de energía, esto es, alejándose de la fuente (onda progresiva).

b) Tríada zurda correspondiente a los materiales LH.

En los materiales LH, el vector de onda y el de Poynting tienen sentido opuesto, por lo que las ondas que se propagan en los materiales LH son regresivas (los frentes de ondas se desplazan hacia la fuente y la energía se propaga alejándose de ella).

Capítulo 1: Metamateriales

Además de lo mencionado anteriormente, Veselago enumeró las propiedades que dichos materiales presentarían, entre otras, las inversiones de la ley de Snell (las ondas electromagnéticas viajan en dirección opuesta a la que normalmente toman cuando pasan de un material a otro) y del efecto Doppler (para un detector que se aleje del emisor, la frecuencia detectada sería más grande que la emitida, al contrario de lo que sucede en medios convencionales).

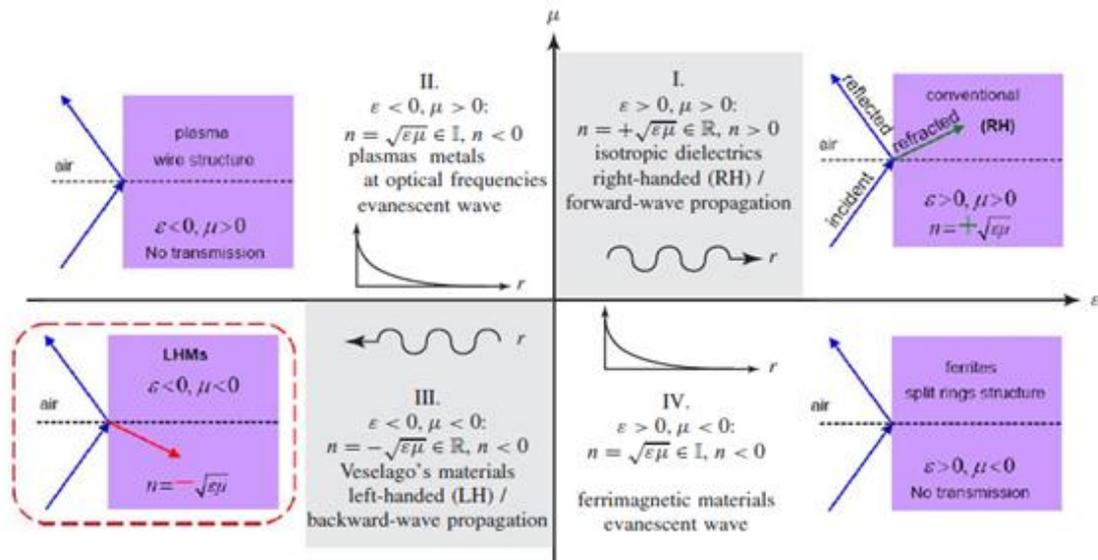


Figura 2. Clasificación de los materiales en función de su permitividad (ϵ_r) y permeabilidad (μ_r), donde la dependencia con el tiempo $e^{+j\omega t}$ está asociada con la función de onda saliente $e^{-j\beta r}$ o la función de onda entrante $e^{+j\beta r}$, y se asume que β es la constante de propagación:

$$\beta = \frac{\omega \cdot \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}}{c}$$

siendo ω , la frecuencia angular, c , la velocidad de la luz, y ϵ_r y μ_r la permitividad y permeabilidad relativas relacionadas con la permitividad y permeabilidad del espacio libre mediante:

$$\epsilon_0 = \frac{\epsilon}{\epsilon_r} = 8.854 \cdot 10^{-12} \text{ y } \mu_0 = \frac{\mu}{\mu_r} = 4\pi \cdot 10^{-7}$$

❖ Primer cuadrante:

El primer cuadrante hace referencia a materiales caracterizados por ϵ y μ positivas, es decir, a los **dieléctricos convencionales**.

El índice de refracción es también positivo y real ($n = +\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}$), y por ello, la dirección de refracción de la onda que se propaga a través de este material respeta la Ley de Snell.

A partir del índice de refracción se obtiene una constante de propagación asimismo positiva y real, ($\beta = \frac{\omega \cdot \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}}{c}$), que conduce a la **transmisión de ondas progresivas** en dichos materiales.

❖ **Segundo y cuarto cuadrante:**

En estos cuadrantes, una de las dos características ϵ o μ es negativa, obteniéndose un índice de refracción y constante de propagación complejos. En consecuencia, se crean ondas evanescentes y **no hay propagación** de las ondas.

“**Plasma wire structures**” exhiben una permitividad negativa mientras que los **materiales ferrimagnéticos** muestran una permeabilidad negativa.

❖ **Tercer cuadrante:**

Esta parte del diagrama alude a los metamateriales, es decir, a los materiales con ϵ y μ negativas, ($n < 0$ pero real).

El índice de refracción negativo conduce a que la refracción de la onda al atravesar el material se produzca en sentido contrario a la Ley de Snell.

β es igualmente, real y negativa, por lo que se produce **transmisión de ondas regresivas**.

A pesar de sus múltiples aciertos y la importancia de sus investigaciones, Veselago erró al creer que los metamateriales se pudiesen encontrar de forma natural.

No fue hasta unas tres décadas más tarde, cuando Smith y su grupo de investigación en la universidad de California, San Diego (USCD), concibieron empíricamente el primer metamaterial [2] basándose en el trabajo previo de J.B.Pendry y sus estructuras ϵ -negativas/ μ -positivas y ϵ -positivas/ μ -negativas [3][4].

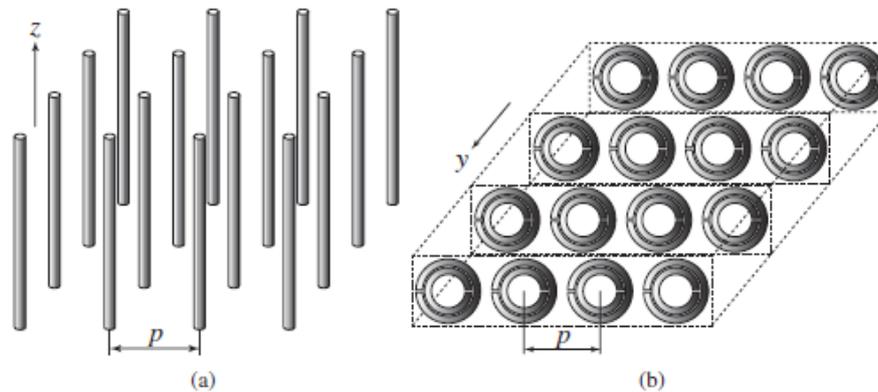


Figura 3.

- a) Estructura compuesta por delgados cables metálicos que presenta una ϵ negativa y una μ positiva.
- b) Resonador de anillos abiertos (Split-ring Resonator, SRR) que se caracteriza por una ϵ positiva y una μ negativa.

El primer material LH fue construido mediante la superposición de las dos estructuras de la figura 3 para conseguir una ϵ y μ simultáneamente negativas.

El resultado de este solapamiento se muestra en la siguiente figura:

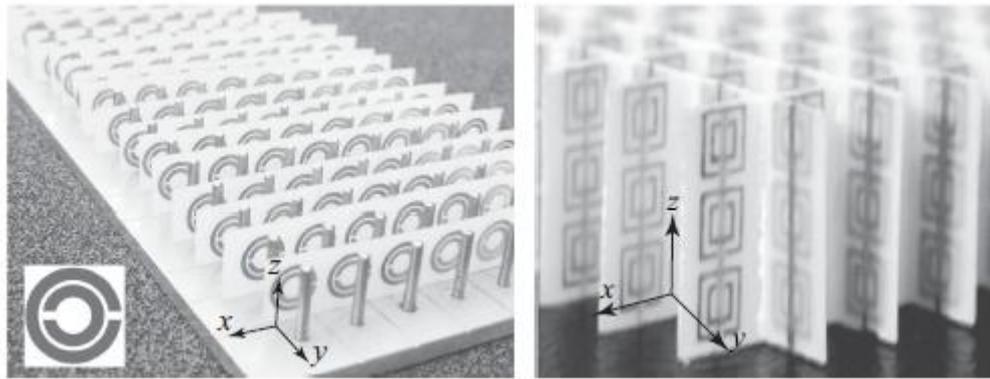


Figura 4. Primeras estructuras LH: a) Estructura monodimensional, b) Estructura bidimensional.

Posteriormente, numerosos científicos han estudiado las características y aplicaciones de los metamateriales basados en SRRs.

A pesar de que las estructuras resonantes fueron la base de la implementación de los materiales LH, este tipo de estructuras implican numerosos inconvenientes.

Las estructuras resonantes son voluminosas y acarrear grandes pérdidas, además de proporcionar anchos de banda reducidos, por lo que su uso no es recomendable en aplicaciones a frecuencias de microondas. Como consecuencia, se hizo necesario encontrar una nueva forma de implementar metamateriales con un mejor rendimiento, o lo que es lo mismo, implementar metamateriales a partir de líneas de transmisión.

1.1 Metamateriales Basados en Líneas de Transmisión

Como se mencionó en el apartado anterior, las primeras implementaciones de metamateriales se realizaron mediante resonadores y cables metálicos [2].

Pronto los investigadores pensaron en una alternativa que contrarrestara los inconvenientes que aportaban las estructuras resonantes.

La solución consistía en modelar los metamateriales mediante líneas de transmisión equivalentes (MTMs TL), que debido a su naturaleza no resonante, pueden presentar simultáneamente, bajas pérdidas y gran ancho de banda.

Otra ventaja de los metamateriales basados en líneas de transmisión es que pueden ser diseñadas en tecnología planar, lo que las hace más compatibles con circuitos de microondas como los MICs (“Microwave integrated circuits”). Además, bajo este enfoque, las MTM TLs pueden beneficiarse de la eficaz teoría de las líneas de transmisión para analizar y diseñar de forma eficiente y “sencilla” aplicaciones de microondas.

Capítulo 1: Metamateriales

En la práctica, las estructuras basadas en líneas de transmisión equivalentes además de constar de una inductancia en paralelo y una capacitancia en serie para proporcionar una permeabilidad y permitividad negativas, respectivamente, tienen que ser efectivamente homogéneas, (al igual que las estructuras resonantes).

Para lograr esto, dichas estructuras se componen de celdas unitarias cuyo tamaño medio p es mucho menor que la longitud de onda guiada λ_g ($p \leq \frac{\lambda_g}{4}$).

Un material que cumple la condición $p \leq \frac{\lambda_g}{4}$, es efectivamente homogéneo, por lo que los fenómenos de refracción dominan frente a los de la dispersión¹ permitiendo que la señal en su recorrido no tenga variaciones de fase significativas ya que la longitud de onda guiada es mucho mayor que las discontinuidades que la señal pueda “ver”.

Esto hace a la estructura electromagnéticamente uniforme a lo largo de la dirección de propagación y, por tanto, las celdas MTM son consideradas como un material uniforme, pudiendo ser caracterizadas mediante los parámetros constitutivos propios de las sustancias reales como la permitividad, ϵ , y la permeabilidad, μ .

El origen de la fabricación de metamateriales mediante líneas de transmisión, radica en el trabajo de finales de los años 40 de Brillouin y Pierce sobre la síntesis de estructuras circuitales periódicas, inversas a las líneas convencionales, al estar compuestas por capacitancias en serie e inductancias en paralelo, para el estudio de las ondas regresivas [5].

La analogía entre las ondas regresivas y las ondas left-handed convirtió el trabajo de Brillouin y Pierce en la base de la creación de los metamateriales a partir de líneas de transmisión.

A pesar de las similitudes, las estructuras de Brillouin y Pierce no podían ser caracterizadas macroscópicamente mediante la permeabilidad y la permitividad, ya que tenían un periodo del orden de media longitud de onda guiada o múltiplos de ella, y, por tanto, los fenómenos de dispersión prevalecían en la estructura.

En 2002, gracias al trabajo previo de Brillouin y Pierce, se desarrollaron los primeros circuitos LC equivalentes a metamateriales LH con $p \ll \lambda_g$ [6][7].

1.1.1 Línea de Transmisión Left-Handed (LH)

Como ya se ha presentado en secciones anteriores, los metamateriales que se conocen hasta la fecha no son sustancias naturales, sino estructuras periódicas lo suficientemente pequeñas en relación a la longitud de onda, como para comportarse como materiales

¹ Se entiende por scattering o difracción el efecto de desviación que sufre una onda cuando atraviesa un cuerpo que presenta heterogeneidades. Si dicha heterogeneidad es menor que el límite de homogeneidad efectiva, la difracción que ésta produce se considera insignificante.

efectivamente homogéneos para cierto rango de frecuencias. Así, el estudio de líneas como las mostradas a continuación es muy interesante, ya que permite describir el comportamiento fundamental de los metamateriales a partir de ecuaciones y relaciones simples.

A continuación se muestran los circuitos ideales y homogéneos de materiales RH y LH basados en líneas de transmisión:

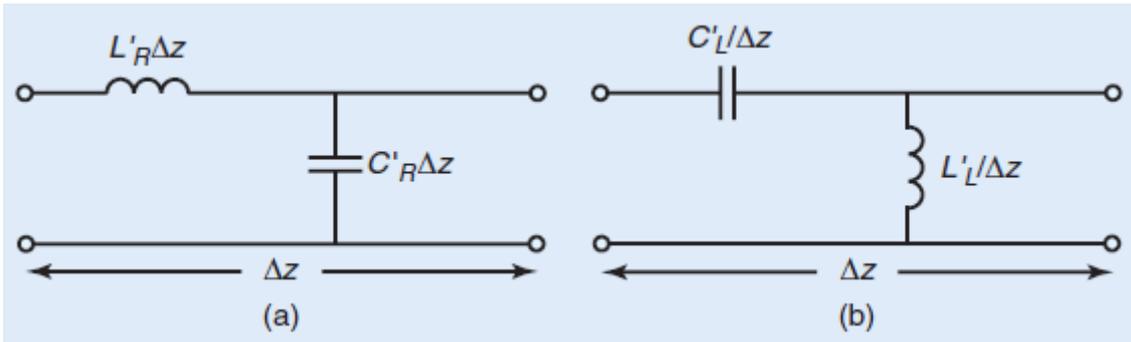


Figura 5. Modelo de circuito equivalente homogéneo²:

- a) Línea de transmisión right-handed pura (PRH TL, purely right-handed transmission line)
- b) Línea de transmisión left-handed pura (PLH TL)

Como se muestra en la Figura 5 a), el modelo ideal incremental equivalente a un material RH puro, puede ser representado como la combinación de una inductancia en serie, $L'_R \cdot \Delta z$, y una capacitancia en paralelo, $C'_R \cdot \Delta z$.

El modelo equivalente a un material PLH (Figura 5 b)), es el opuesto al modelo PRH, y consta de una capacitancia en serie, $\frac{C'_L}{\Delta z}$, y una inductancia en paralelo $\frac{L'_L}{\Delta z}$.

Utilizando las ecuaciones de la teoría de líneas de transmisión, en [7] se obtuvieron todas las relaciones que caracterizan a los metamateriales.

La constante de propagación de una línea de transmisión es:

$$Y = \alpha + j\beta = \sqrt{Z'Y'} \quad (1.1)$$

Donde

Y es la constante de propagación compleja,

α es la constante de atenuación,

β es la constante de fase y,

Z' e Y' son la impedancia y la admitancia por unidad de longitud, respectivamente.

² $\Delta z \leq \frac{\lambda_g}{4}$

Para el caso de la línea de transmisión ideal ($\alpha = 0$) LH:

$$Y = j\beta = \sqrt{Z'Y'}$$

$$Z' = \frac{1}{j\omega C'_L} \quad (1.2)$$

$$Y' = \frac{1}{j\omega L'_L} \quad (1.3)$$

$$Y = j\beta = \frac{1}{j\omega\sqrt{C'_L \cdot L'_L}} = -\frac{j}{\omega\sqrt{C'_L \cdot L'_L}} \rightarrow$$

$$\rightarrow \beta = -\frac{1}{\omega\sqrt{C'_L \cdot L'_L}} < 0 \quad (1.4)$$

Por lo que la velocidad de fase, v_p , y de grupo, v_g , serán:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = -\omega^2\sqrt{C'_L \cdot L'_L} < 0 \quad (1.5)$$

$$v_g = \left(\frac{d\beta}{d\omega}\right)^{-1} = \omega^2\sqrt{C'_L \cdot L'_L} > 0 \quad (1.6)$$

Y la impedancia característica LH:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} = \sqrt{\frac{L'_L}{C'_L}} \quad (1.7)$$

Las ecuaciones anteriores, (1.5) y (1.6), demuestran que la velocidad de fase y la de grupo son antiparalelas, y conducen por tanto a la conclusión ya comentada, de que en un LH MTM la energía se propaga alejándose de la fuente ($v_g > 0$) mientras que el frente de onda viaja hacia ella ($v_p < 0$).

Además se observa que la constante de fase, β , no es una función lineal con la frecuencia, y, por tanto, el LH MTM presenta dispersión frecuencial.

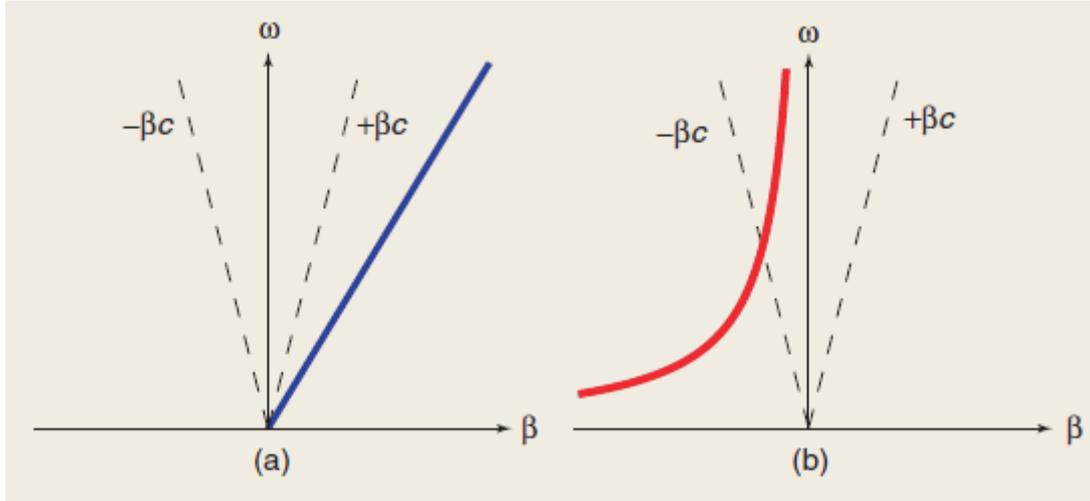


Figura 6. Diagrama de dispersión de las líneas de transmisión de la Figura 5.
 a) RH TL homogénea.
 b) LH TL homogénea.

En el diagrama de dispersión de la izquierda, se observa una constante de fase positiva, como es característico en los materiales convencionales, y una relación lineal de esta con la frecuencia.

Los valores positivos de β llevan a una $v_p = \frac{\omega}{\beta} > 0$, y la pendiente creciente del diagrama de dispersión, a una $v_g > 0$, ya que la expresión de la velocidad de grupo es $v_g = \left(\frac{d\beta}{d\omega}\right)^{-1}$. Y, como consecuencia, esta velocidad de grupo y de fase son positivas y se produce la propagación de ondas progresivas.

Por el contrario, la Figura 6. b) muestra una relación no lineal de la constante de fase con la frecuencia, como ya se sabía, y unos valores de $\beta < 0$ que caracterizan a los LH MTM.

Analizando la pendiente creciente con la frecuencia ($v_g > 0$) y debido al signo de β ($v_p < 0$), se obtienen unas v_p y v_g , antiparalelas, propias de las ondas regresivas.

1.1.2 Línea de Transmisión Composite Right/Left-Handed (CRLH)

La línea de transmisión PLH estudiada en el apartado anterior es imposible de implementar en la práctica debido a la no linealidad de los componentes modelados.

El condensador en serie, C'_L , y la bobina en paralelo, L'_L , que componen la estructura PLH TL de la figura 5. b), inducen efectos parásitos debido a los gradientes de voltaje existentes entre los conductores superiores y el plano de masa, y al flujo magnético que se induce al recorrer la corriente la metalización, respectivamente.

Dichos efectos indeseados, intrínsecos a cualquier línea de transmisión, se traducen en un condensador en paralelo C'_R y una bobina en serie L'_R ³, que junto a los elementos LH, C'_L y L'_L , conforman el modelo “real” o modelo CRLH (compuesto right/left handed).

La línea de transmisión CRLH, por tanto, es la combinación de una línea diestra y otra zurda, como puede apreciarse en la siguiente figura:

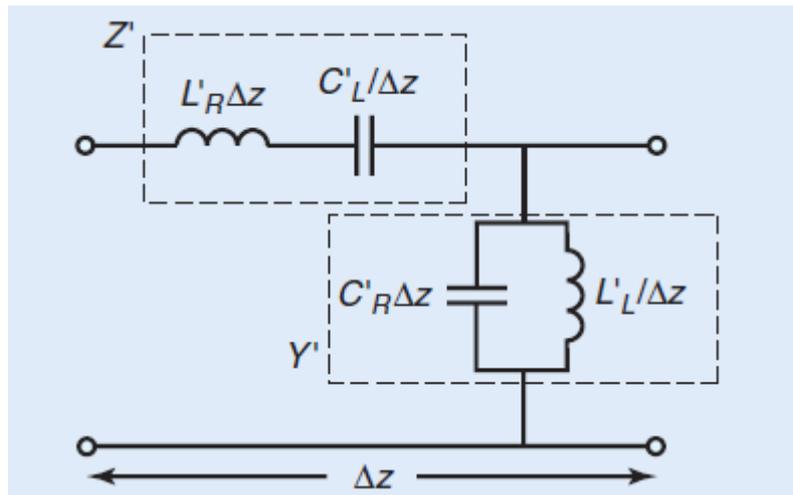


Figura 7. Modelo de circuito equivalente homogéneo sin pérdidas de una CRLH TL, que consiste en una impedancia Z' (Ω/m) compuesta por una inductancia diestra L'_R (H/m) y una capacidad zurda C'_L (F·m), y una admitancia Y' (S/m) formada por una capacidad diestra C'_R (F/m) y una inductancia zurda L'_L (H·m).

A bajas frecuencias, L'_R y C'_R (Figura 7) tienden a un cortocircuito y a un circuito abierto, respectivamente, lo que reduce el modelo a la estructura L'_L y C'_L , y por tanto, el circuito se comportará como la estructura puramente zurda, PLH. En este caso el circuito tendrá el comportamiento de un filtro paso alto, con una stopband LH bajo una cierta frecuencia de corte.

Análogamente, para altas frecuencias, el modelo circuital se reduce a L'_R y C'_R , es decir, a una estructura puramente diestra, PRH, que se comporta como un filtro paso bajo, con una stopband RH por encima de una cierta frecuencia de corte, como se verá próximamente.

Los parámetros Z' e Y de una CRLH TL se definen como:

$$Z' = j \cdot \left(\omega L'_R - \frac{1}{\omega C'_L} \right) \quad (1.8)$$

$$Y' = j \cdot \left(\omega C'_R - \frac{1}{\omega L'_L} \right) \quad (1.9)$$

³ El subíndice _R en C'_R y en L'_R hace referencia al comportamiento RH que introducen en la estructura, ya que corresponden a una permitividad y permeabilidad positivas, respectivamente.

Por lo que la constante de propagación compleja de un CRLH MTM sin pérdidas será:

$$Y = j\beta = \sqrt{Z'Y'} = js(\omega) \sqrt{\omega^2 L'_R C'_R + \frac{1}{\omega^2 L'_L C'_L} - \left(\frac{L'_R}{L'_L} + \frac{C'_R}{C'_L} \right)} \quad (1.10)$$

$$Y = js(\omega) \sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega'_R} \right)^2 + \left(\frac{\omega'_L}{\omega} \right)^2 - (L'_R C'_L + L'_L C'_R) \omega'^2_L}, \quad (1.11)$$

Donde

$$\omega'_R = \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_R}} \quad (\text{rad}\cdot\text{m/s}) \quad (1.12)$$

$$\omega'_L = \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_L}} \quad (\text{rad/m}\cdot\text{s}) \quad (1.13)$$

y las frecuencias de resonancia en serie (ω'_{se}) y paralelo (ω'_{sh}), y la función $s(\omega)$ son:

$$\omega'_{se} = \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}} \quad (\text{rad/s}) \quad (1.14)$$

$$\omega'_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}} \quad (\text{rad/s}) \quad (1.15)$$

$$s(\omega) = \begin{cases} -1 & \text{si } \omega < \omega_{z1}, & \omega_{z1} = \min(\omega'_{se}, \omega'_{sh}) & \text{Rango LH} \\ +1 & \text{si } \omega < \omega_{z2}, & \omega_{z2} = \max(\omega'_{se}, \omega'_{sh}) & \text{Rango RH} \end{cases} \quad (1.16)$$

Debido a que el radicando en la expresión de la constante de propagación puede ser positivo o negativo, la constante de propagación Y podrá ser, por tanto, imaginaria pura ($Y = j\beta$) o real pura ($Y = \alpha$), presentando un comportamiento paso-banda o elimina-banda, respectivamente.

Este comportamiento elimina-banda es una característica única de las CRLH TLs que no se manifiesta en los casos de PRH y PLH TLs.

1.1.2.1 Línea de Transmisión CRLH Desbalanceada

Una CRLH TL es desbalanceada cuando sus resonancias en serie y paralelo son diferentes ($\omega'_{se} \neq \omega'_{sh} \rightarrow L'_R C'_L \neq L'_L C'_R$). Estas resonancias diferentes dan lugar a una banda eliminada en la transición de propagación LH a RH.

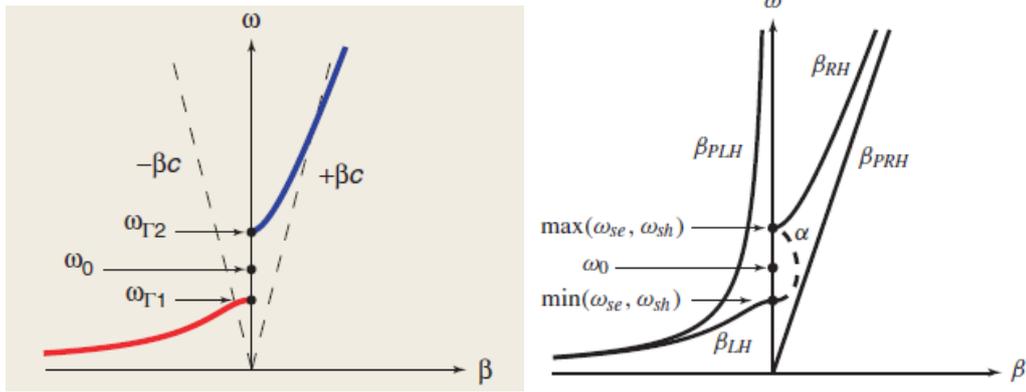


Figura 8.

(Izquierda) Diagrama de dispersión del circuito CRLH TL de la figura 7, donde la frecuencia de resonancia ω_0 viene dada por la ecuación:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt[4]{L'_R C'_R L'_L C'_L}}$$

(Derecha) Comparación entre los diagramas de dispersión de las líneas de transmisión CRLH, PLH (β_{PLH}), y PRH (β_{PRH}), donde se observa que la curva de dispersión de la CRLH TL tiende a las de la PLH y PRH a bajas y altas frecuencias, respectivamente.

Las gráficas de dispersión pueden ser analizadas respecto a la frecuencia de la siguiente forma:

- $\omega \rightarrow 0$:

A bajas frecuencias, $Z'_R \rightarrow 0$ y $Y'_R \rightarrow 0$, por lo que el circuito se convierte en una estructura PLH.

A frecuencias muy bajas no hay propagación debido a la predominancia de las características left-handed, por lo que aparece una banda eliminada.

- $\omega < \omega_{\tau 1}$:

Desde el final de la banda eliminada LH hasta $\omega_{\tau 1}$, $\beta \neq 0$, por lo que habrá propagación (radicando en (1.11) > 0 y $Y = j\beta$).

La propagación será regresiva, ya que v_p y v_g son antiparalelas, y el circuito se comporta como una estructura LH.

- $\omega_{\tau 1} < \omega < \omega_{\tau 2}$:

En este caso, el radicando de (1.11) es negativo, por lo que la constante de propagación será real pura, $Y = \alpha$, y, por tanto, se tendrá en este hueco una banda eliminada desde $\omega_{\tau 1}$ hasta $\omega_{\tau 2}$.

- $\omega > \omega_{c2}$:

La línea de transmisión CRLH tiende a una estructura RH, ya que v_p y $v_g > 0$ y se produce propagación progresiva.

- $\omega \rightarrow \infty$:

A frecuencias muy altas, el circuito es una estructura PRH ya que $Z_L' \rightarrow 0$ and $Y_L' \rightarrow 0$, y como consecuencia, habrá una banda eliminada.

La frecuencia de resonancia o de máxima atenuación de una CRLH TL desbalanceada, ω_0 , puede obtenerse igualando a cero la derivada de la constante de propagación (1.11):

$$\frac{d\gamma}{d\omega} = j \cdot s(\omega) \cdot \frac{\frac{\omega}{\omega_R'^2} - \frac{\omega_L'^2}{\omega^3}}{\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_R'}\right)^2 + \left(\frac{\omega_L'}{\omega}\right)^2 - (L'_R C'_L + L'_L C'_R)\omega_L'^2}} = 0 \quad (1.17) \rightarrow$$

$$\rightarrow \omega_0 = \sqrt{\omega_R' \omega_L'} = \frac{1}{\sqrt[4]{L'_R C'_R L'_L C'_L}} \quad (1.18)$$

Otro parámetro CRLH importante es la impedancia característica, que se obtiene mediante las ecuaciones (1.8), (1.9), (1.14) y (1.15):

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} = Z_L \sqrt{\frac{\left(\frac{\omega}{\omega'_{se}}\right)^2 - 1}{\left(\frac{\omega}{\omega'_{sh}}\right)^2 - 1}} \quad (1.19)$$

donde Z_L es la impedancia PLH,

$$Z_L = \sqrt{\frac{L'_L}{C'_L}} \quad (1.20)$$

Asimismo la longitud de onda guiada λ_g , la velocidad de fase v_p y la velocidad de grupo v_g de la CRLH TL son:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{|\beta|} = \frac{2\pi}{\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_R'}\right)^2 + \left(\frac{\omega_L'}{\omega}\right)^2 - (L'_R C'_L + L'_L C'_R)\omega_L'^2}}, \quad (1.21)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = s(\omega) \cdot \frac{\omega}{\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega'_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega'_L}{\omega}\right)^2 - (L'_R C'_L + L'_L C'_R)\omega'^2}}, \quad (1.22)$$

$$v_g = \left(\frac{d\beta}{d\omega}\right)^{-1} = \frac{\left|\frac{\omega}{\omega'_R} - \frac{\omega'_L}{\omega}\right|}{\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega'_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega'_L}{\omega}\right)^2 - (L'_R C'_L + L'_L C'_R)\omega'^2}} \quad (1.23)$$

Estos parámetros pueden calcularse para el caso RH o LH sólo sustituyendo C'_L y $L'_L = 0$ o C'_R y $L'_R = 0$, respectivamente.

1.1.2.2 Línea de Transmisión CRLH Balanceada

Una CRLH TL es balanceada cuando se cumple que $\omega'_{se} = \omega'_{sh}$ o, lo que es lo mismo, que $L'_R C'_L = L'_L C'_R$ y, por tanto, las contribuciones LH y RH se contrarrestan.

Como resultado se obtiene un modelo circuital simplificado como el que se muestra en la figura 9:

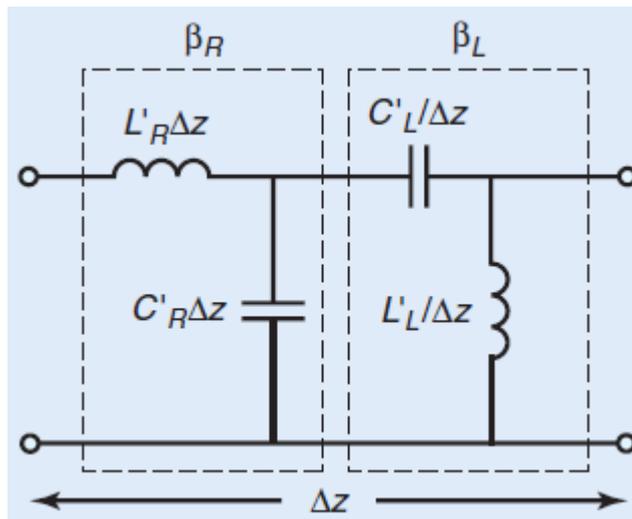


Figura 9. Modelo circuital simplificado equivalente a una CRLH TL balanceada.

Se puede demostrar que bajo la condición $L'_R C'_L = L'_L C'_R$, la constante de fase β en (1.10) es:

$$\beta = \beta_R + \beta_L = \omega \sqrt{L'_R C'_R} - \frac{1}{\omega \sqrt{L'_L C'_L}} \quad (1.24)$$

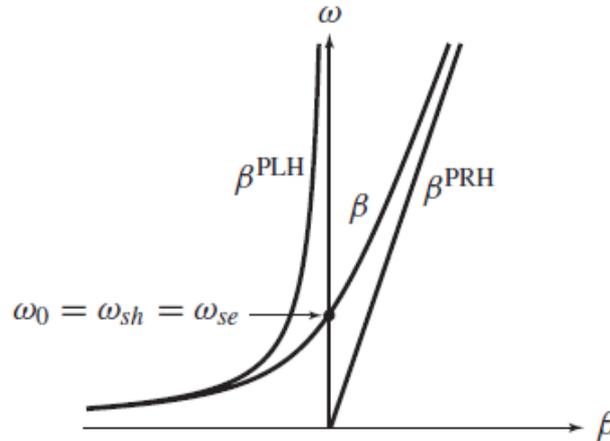


Figura 10. Comparación entre los diagramas de dispersión de las líneas CRLH balanceadas, PLH (β_L or β_{PLH}) y PRH (β_R or β_{PRH}).

En la figura anterior se observa un diagrama de dispersión con una transición continua entre la parte RH y LH, en la frecuencia de resonancia ω_0 , debido a que la constante de propagación γ es siempre imaginaria pura. Por ello, no existe banda de rechazo entre las partes RH y LH, aunque sí las bandas eliminadas a bajas y altas frecuencias debido a las aportaciones LH y RH, respectivamente, que hacen que la estructura CRLH balanceada se comporte como un filtro pasobanda⁴.

Por otra parte, la impedancia característica CRLH es:

$$Z_0 = Z_L = Z_R = \sqrt{\frac{L'_L}{C'_L}} = \sqrt{\frac{L'_R}{C'_R}} \quad (1.25)$$

donde Z_L es la impedancia PLH, y Z_R la impedancia PRH.

El hecho de que la impedancia característica del circuito CRLH desbalanceado (1.19), sea fuertemente dependiente de la frecuencia e imaginaria en el hueco entre los rangos LH y

⁴ A pesar de que la estructura CRLH balanceada se comporta como un filtro paso banda, los metamateriales no suelen ser usados como filtros, debido, entre otras razones, a que las bandas eliminadas reducen el ancho de banda operacional.

RH, produce que las líneas de transmisión desbalanceadas puedan ser adaptadas sólo en un restringido rango de frecuencias.

La ecuación anterior (1.25), muestra que en los circuitos CRLH balanceados la impedancia característica es independiente de la frecuencia y real (no hay banda rechazada) y, por tanto, la línea puede ser adaptada para un ancho de banda mucho menos restringido que en el caso desbalanceado.

Otros parámetros importantes de los circuitos CRLH balanceados vienen dados por las siguientes ecuaciones:

$$v_p = \frac{\omega^2 \omega'_R}{\omega^2 - \omega'_R \omega'_L} \quad (1.26)$$

$$v_g = \frac{\omega^2 \omega'_R}{\omega^2 + \omega'_R \omega'_L} \quad (1.27)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega'_R \omega'_L} = \frac{1}{\sqrt{L'C'}} \quad (1.28)$$

$$v_g|_{\omega=\omega_0} = \frac{\omega_0^2}{2\omega'_L} \quad (1.29)$$

Como se ha comentado anteriormente, para el caso de CRLH TL balanceada, la constante de fase se divide en una constante de fase RH real, β_R , y una constante de fase LH real, β_L (1.24), reales, y puesto que $Y = j\beta$, la transición entre la parte LH y RH será continua, ya que la constante de propagación siempre será imaginaria. Como resultado de esto, la curva de dispersión CRLH TL balanceada no presenta banda eliminada (Figura 10).

Aunque $\beta = 0$ en ω_0 , lo que corresponde a una longitud de onda guiada infinita ($\lambda_g = \frac{2\pi}{|\beta|}$), se produce la propagación de las ondas debido a que $v_g \neq 0$ en ω_0 (1.29).

Además de esto, en ω_0 , el desplazamiento de fase para una TL de longitud d es 0 ($\Phi = -\beta d = 0$), siendo el adelanto de fase ($\Phi > 0$) propio del rango de frecuencia LH ($\omega < \omega_0$), y el retardo de fase ($\Phi < 0$) propio del RH ($\omega > \omega_0$).

Previamente se han desarrollado las expresiones para múltiples parámetros que caracterizan a los CRLH TL. Dichas ecuaciones pueden ser relacionadas con los parámetros constitutivos de un material CRLH, por lo que a continuación se procederá a encontrar las fórmulas que definen los parámetros constitutivos ϵ y μ .

Como se mencionó anteriormente, la constante de propagación de una línea de transmisión es $Y = j\beta = \sqrt{Z'Y'}$. Como la constante de propagación de un material es $\beta = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$, se puede establecer la siguiente relación:

$$-\omega^2 \mu \epsilon = Z'Y' \quad (1.30)$$

Y de forma similar, la impedancia característica de una línea de transmisión $Z_0 = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}}$ se puede relacionar con la impedancia intrínseca del material $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ (1.31) mediante:

$$Z_0 = \eta \quad (1.32), \text{ o } \frac{Z'}{Y'} = \frac{\mu}{\epsilon} \quad (1.33)$$

Despejando Z' de (1.30)

$$Z' = \frac{-\omega^2 \mu \epsilon}{Y'} \quad (1.34)$$

e introduciendo esta expresión en (1.33),

$$\frac{-\omega^2 \mu \epsilon}{Y'^2} = \frac{\mu}{\epsilon} \rightarrow Y'^2 = -\omega^2 \epsilon^2 \rightarrow \epsilon = \frac{Y'}{j\omega} \quad (1.35)$$

Y sustituyendo (1.9) en (1.35),

$$\epsilon = \frac{Y'}{j\omega} = C'_R - \frac{1}{\omega^2 L'_L} \quad (1.36)$$

Asimismo despejando Y' de (1.30) para introducirla en (1.33) se llega a:

$$\mu = \frac{Z'}{j\omega} \quad (1.37)$$

y sustituyendo (1.8) en (1.37),

$$\mu = \frac{Z'}{j\omega} = L'_R - \frac{1}{\omega^2 C'_L} \quad (1.38),$$

con $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r \left(\frac{F}{m}\right)$ y $\mu = \mu_0 \mu_r \left(\frac{H}{m}\right)$.

De esta forma se demuestra que los parámetros constitutivos de los metamateriales se pueden caracterizar mediante las capacitancias e inductancias del circuito CRLH:

- C'_R y L'_R dan el carácter positivo a ϵ y μ , respectivamente.
- L'_L aporta la negatividad a ϵ y C'_L la aporta, a su vez, a μ .

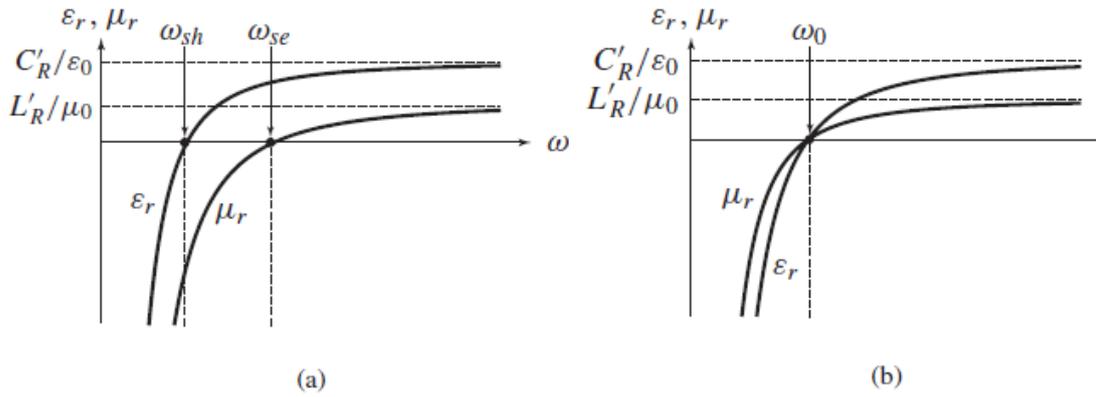


Figura 11. Diagrama de los parámetros constitutivos del material CRLH según (1.36) y (1.38).

- a) Caso desbalanceado
- b) Caso balanceado

En la gráfica 11.a) se observa que μ es negativa cuando $\omega < \omega'_{se}$, mientras que ϵ es negativa cuando $\omega < \omega'_{sh}$. Por tanto, la única zona en la que ambos parámetros, μ y ϵ , son negativos es en $\omega < \omega'_{sh}$ (Rango LH) y la zona en la que son positivos será $\omega > \omega'_{se}$ (Rango RH).

Si $\omega'_{sh} \neq \omega'_{se}$, sólo uno de los parámetros será negativo en el hueco del $\min(\omega'_{se}, \omega'_{sh})$ al $\max(\omega'_{se}, \omega'_{sh})$. En particular, μ será negativo si $\omega'_{sh} < \omega'_{se}$ y ϵ será negativo si $\omega'_{sh} > \omega'_{se}$.

Sin embargo, el diagrama CRLH TL balanceado, gráfica 11.b) presenta sólo dos zonas separadas por ω_0 .

En $\omega < \omega_0$ (rango LH), ϵ y μ son simultáneamente negativas, mientras que en el rango RH, $\omega > \omega_0$, ϵ y μ , son positivas.

Finalmente, el índice de refracción de estas estructuras, n , viene dado por:

$$n = \frac{c\beta}{\omega} \quad (1.39),$$

Donde β es:

$$\beta = s(\omega) \sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega'_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega'_L}{\omega}\right)^2 - (L'_R C'_L + L'_L C'_R) \omega'^2_L} \quad (1.40)$$

Y, por tanto:

$$n = c \cdot \frac{s(\omega) \sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega'_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega'_L}{\omega}\right)^2 - (L'_R C'_L + L'_L C'_R) \omega'^2_L}}{\omega} \quad (1.41)$$

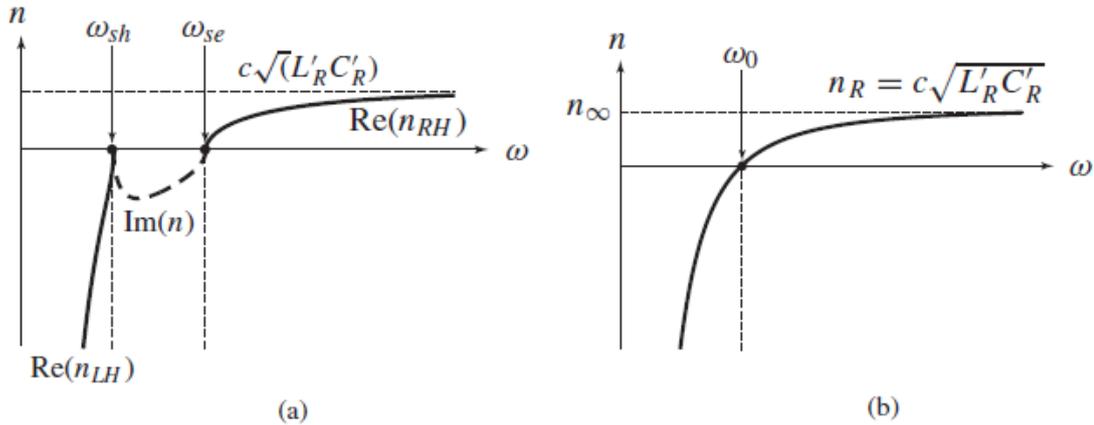


Figura 12. Diagrama del índice de refracción.

- a) Caso desbalanceado
- b) Caso balanceado

En la figura 12 se observan varias zonas que pueden ser analizadas:

-Figura 12.a)

- En la zona donde ϵ y μ son ambos negativos, se tiene una β negativa y real que da lugar a un índice de refracción, n , asimismo negativo y real (1.11) (1.39).
- En el hueco, donde sólo uno de los parámetros es negativo, se observa una β compleja, y como consecuencia, el índice de refracción será complejo.
- En el rango frecuencial donde ϵ y μ son ambos positivos, β y por tanto n , serán positivos y reales.

-Figura 12.b)

Solo se observan dos zonas separadas por la frecuencia de resonancia ω_0 :

- $\omega < \omega_0$ (rango LH), β es negativa y n es negativa y real.
- $\omega > \omega_0$ (rango RH), β es positiva y n es positiva y real.

A partir de todo lo anterior, se pueden enumerar una serie de ventajas que los circuitos CRLH balanceados presentan frente a los desbalanceados:

- ✓ Los circuitos CRLH balanceados tienen un modelo circuital más simple que los desbalanceados debido a que las contribuciones LH y RH están desacopladas.
- ✓ El circuito balanceado no presenta banda eliminada, puesto que Y es siempre imaginaria pura.
- ✓ La línea de transmisión balanceada presenta una impedancia característica independiente de la frecuencia, de forma que la línea puede ser adaptada para un gran ancho de banda, mientras que en circuitos desbalanceados sólo se puede conseguir la adaptación para un rango limitado de frecuencias.
- ✓ En el caso desbalanceado el hueco del $\min(\omega'_{se}, \omega'_{sh})$ al $\max(\omega'_{se}, \omega'_{sh})$ está asociado con una velocidad de grupo nula, por lo que no hay propagación. Al contrario, en circuitos balanceados, se produce propagación en ω_0 ya que la velocidad de grupo no es cero sino:

$$v_g|_{\omega=\omega_0} = \frac{\omega_0^2}{2\omega'_L}$$

Esta propiedad es una de las más útiles en aplicaciones con estructuras CRLH, ya que está asociada a la radiación broadside.

- ✓ La frecuencia de resonancia, ω_0 , está asociada con el modo fundamental y permite la propagación de las ondas ($v_g \neq 0$) para un valor nulo de β , lo que supone que no hay alteración de fase durante la propagación, ya que en ω_0 , Φ , ($\Phi = -\beta d$) es nula, por lo que ω_0 se considera el origen de fase de la CRLH TL.

1.2 Implementación Práctica de Líneas de Transmisión CRLH

La línea de transmisión ideal CRLH completamente homogénea descrita en la sección 1.1.2 no puede ser llevada a cabo en la práctica. Sin embargo, se pueden fabricar líneas de transmisión CRLH que sean efectivamente homogéneas en un cierto rango de frecuencias.

Una CRLH TL efectivamente homogénea de longitud d , puede conseguirse mediante celdas unitarias pasabanda LC equivalentes como la de la figura 7 (sección 1.1.2) en cascada, ya sea formando estructuras periódicas o no periódicas⁵.

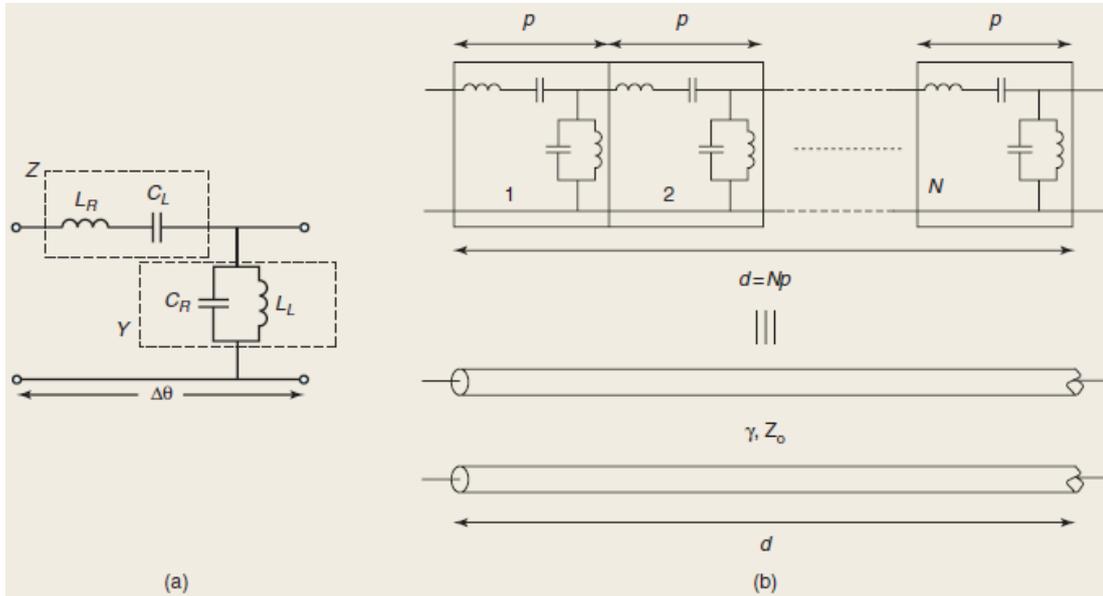


Figura 13. a) Celda LC unitaria adimensional equivalente a una CRLH TL.

b) Red periódica de celdas LC equivalente a una CRLH TL homogénea de longitud d , siendo N el número de celdas y $p = \Delta z \rightarrow 0$.

La figura 13 a), muestra una celda unitaria LC adimensional, a diferencia del modelo incremental de la figura 7 asociado con una longitud física infinitesimal Δz (en metros).

El tamaño de un circuito adimensional, sólo puede ser descrito en términos de su longitud eléctrica, $\Theta = |\Delta z|$ (en radianes). A pesar de esto, en la práctica, bobinas y condensadores ocupan una longitud física (variable en función de la tecnología usada), por lo que debido a la presencia de estos elementos, se le atribuye al circuito una longitud p .

De esta forma, aplicando esta longitud p a las ecuaciones de Z' e Y' ya vistas con anterioridad ((1.8) y (1.9), sección 1.1.2) se plantea para este circuito una nueva expresión para la impedancia, $\frac{Z'}{p}$, y admitancia, $\frac{Y'}{p}$.

⁵ Generalmente, los metamateriales son implementados mediante estructuras periódicas debido a que es más sencillo el proceso de fabricación de una estructura mediante la repetición de celdas exactas que el que se lleva a cabo en el caso de celdas diferentes.

Además se prefiere la periodicidad debido a que el análisis de estructuras no periódicas es mucho más complejo que aquellas exhibiendo las mismas propiedades.

Para que el circuito implementado en la figura 13.a) sea equivalente al modelo incremental de la figura 7 (apartado 1.1.2) debe cumplirse que $p = \Delta z \rightarrow 0$.

Además, la condición $p = \Delta z \rightarrow 0$ satisface también la condición de homogeneidad efectiva ya que $p \rightarrow 0 < \frac{\lambda_g}{4}$, lo que permite que todos los resultados obtenidos en secciones anteriores puedan aplicarse a la implementación de circuitos LC.

La línea de transmisión real equivalente a la CRLH TL ideal (Figura 13.b)), consistirá en la repetición de la celda LC unitaria incremental de longitud $p = \Delta z \rightarrow 0$, un número determinado de veces, N , y por lo tanto, la longitud del circuito real será:

$$d = N \cdot p$$

En la práctica, es imposible implementar un circuito de longitud p infinitesimal, pero se consigue una buena aproximación de la TL ideal en un cierto rango frecuencial mediante una longitud $p < \frac{\lambda_g}{4}$.

1.2.1 Análisis de la Matriz $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$

Las características de estructuras como la de la figura 13. b) se pueden analizar fácilmente calculando la matriz $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$.

La matriz $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$ de una red de dos puertos (figura 14), relaciona el voltaje y la corriente de entrada y salida de la estructura:

$$\begin{bmatrix} V_{IN} \\ I_{IN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{OUT} \\ I_{OUT} \end{bmatrix} \quad (1.42)$$



Figura 14. Representación de la red de dos puertos caracterizada mediante la matriz $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$

Capítulo 1: Metamateriales

El análisis de redes mediante matrices $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$ es especialmente útil en el caso de redes de dos puertos conectadas en cascada, ya que en este caso la matriz global de la estructura, $\begin{bmatrix} A_N & B_N \\ C_N & D_N \end{bmatrix}$, es igual al producto de las matrices de transmisión de cada red de dos puertos individual, $\begin{bmatrix} A_k & B_k \\ C_k & D_k \end{bmatrix}$.

$$\begin{bmatrix} A_N & B_N \\ C_N & D_N \end{bmatrix} = \prod_{k=1}^N \begin{bmatrix} A_k & B_k \\ C_k & D_k \end{bmatrix},$$

Si las celdas son idénticas, la anterior expresión se reduce a:

$$\begin{bmatrix} A_N & B_N \\ C_N & D_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}^N \quad (1.43),$$

La matriz $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$ correspondiente a la celda CRLH no simétrica (Figura 7, apartado 1.1.2) sería:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z' \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y' & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + Z'Y' & Z' \\ Y' & 1 \end{bmatrix} \quad (1.44),$$

Donde $\begin{bmatrix} 1 & Z' \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ y $\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y' & 1 \end{bmatrix}$ son las matrices de transmisión correspondientes a la impedancia en serie compuesta por L'_R y C'_L , y a la admitancia en paralelo formada por L'_L y C'_R , respectivamente, de tal forma que

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{asimétrico}}^{\text{CRLH}} = \begin{bmatrix} 1 - \chi & Z' \\ Y' & 1 \end{bmatrix} \quad (1.45)$$

Con:

$$Z' = j \cdot \left(\omega L'_R - \frac{1}{\omega C'_L} \right) = j \cdot \frac{\left(\frac{\omega}{\omega'_{se}} \right)^2 - 1}{\omega C'_L}$$

$$Y' = j \cdot \left(\omega C'_R - \frac{1}{\omega L'_L} \right) = j \cdot \frac{\left(\frac{\omega}{\omega'_{sh}} \right)^2 - 1}{\omega L'_L}$$

$$\begin{aligned}\omega'_{se} &= \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}} \quad (\text{rad/s}) \\ \omega'_{sh} &= \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}} \quad (\text{rad/s}) \\ \chi = Z'Y' &= \left(\frac{\omega}{\omega'_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega'_L}{\omega}\right)^2 - (L'_R C'_L + L'_L C'_R)\omega'^2_L \quad (1.46) \\ \omega'_R &= \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_R}} \quad (\text{rad}\cdot\text{m/s}) \\ \omega'_L &= \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_L}} \quad (\text{rad/m}\cdot\text{s})\end{aligned}$$

De forma que, finalmente la matriz $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$ de una celda CRLH asimétrica es:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{asimétrico}}^{\text{CRLH}} = \begin{bmatrix} 1 - \chi & Z' \\ Y' & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \chi & j \cdot \frac{\left(\frac{\omega}{\omega'_{se}}\right)^2 - 1}{\omega C'_L} \\ j \cdot \frac{\left(\frac{\omega}{\omega'_{sh}}\right)^2 - 1}{\omega L'_L} & 1 \end{bmatrix} \quad (1.47)$$

Por tanto, la expresión para una red formada por N celdas CRLH asimétricas (o no balanceadas) componiendo una LC CRLH TL, será:

$$\begin{bmatrix} A_N & B_N \\ C_N & D_N \end{bmatrix}_{\text{asimétrico}}^{\text{CRLH}} = \begin{bmatrix} 1 - \chi & j \cdot \frac{\left(\frac{\omega}{\omega'_{se}}\right)^2 - 1}{\omega C'_L} \\ j \cdot \frac{\left(\frac{\omega}{\omega'_{sh}}\right)^2 - 1}{\omega L'_L} & 1 \end{bmatrix}^N \quad (1.48)$$

En la práctica, es preferible la utilización de celdas CRLH simétricas para la construcción de redes CRLH.

Esto se debe, a que, como se puede apreciar en la figura 15.a), las celdas asimétricas introducen efectos de desadaptación en las conexiones de los puertos externos con la siguiente celda asimétrica de la red CRLH por la presencia de diferentes impedancias de entrada y salida ($Z_{IN} \neq Z_{OUT}$).

Lo anterior no ocurre para el caso de celdas simétricas figura 15.b) debido a que estas presentan una misma impedancia de entrada y de salida $Z_{IN} = Z_{OUT}$.

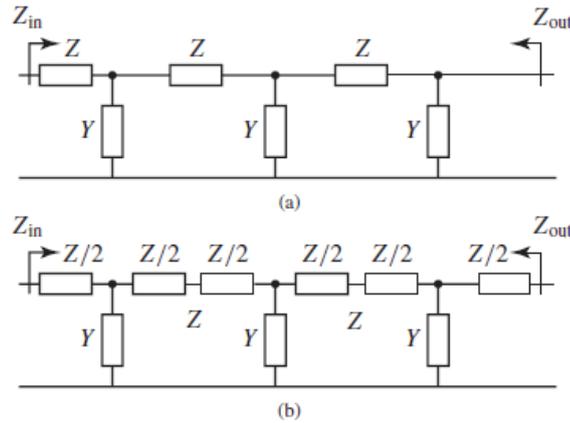


Figura 15. Ejemplos de redes TL CRLH compuestos por:

- a) 3 celdas asimétricas
- b) 3 celdas simétricas

Por tanto, debido a su importancia, se procederá a analizar las celdas simétricas siguiendo el razonamiento llevado a cabo en el inicio de este apartado para las celdas no balanceadas.

Se recuerda que para la celda CRLH simétrica o balanceada se cumple que:

$$\omega'_{se} = \omega'_{sh} \rightarrow L'_R C'_L = L'_L C'_R$$

Por lo que el valor de χ en (1.46) se reduce a la siguiente expresión:

$$\chi = \left(\frac{\omega}{\omega'_R} - \frac{\omega'_L}{\omega} \right)^2 \quad (1.49)$$

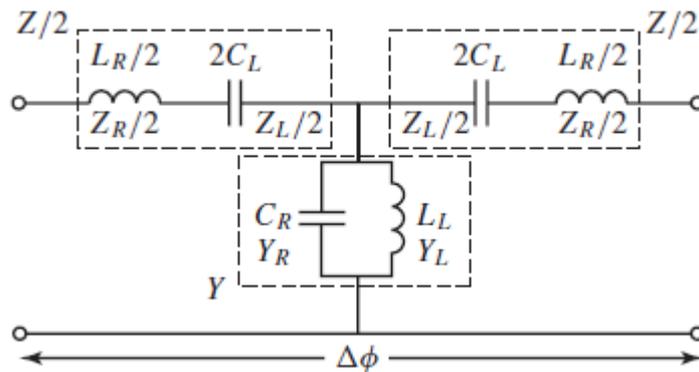


Figura 16. Celda unitaria simétrica de una LC CRLH TL con immitancias infinitesimales idénticas a las de la celda unitaria asimétrica de la figura 7.

Capítulo 1: Metamateriales

Finalmente, la expresión de la matriz $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$ para una celda CRLH balanceada como la de la figura 16 será:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & \frac{Z'}{2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y' & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \frac{Z'}{2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z'Y'}{2} & Z' \left(1 + \frac{Z'Y'}{4}\right) \\ Y' & 1 + \frac{Z'Y'}{2} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 1 - \frac{\chi}{2} & j \cdot \frac{\left(\frac{\omega}{\omega'_{se}}\right)^2 - 1}{\omega C'_L} \left(1 - \frac{\chi}{4}\right) \\ j \cdot \frac{\left(\frac{\omega}{\omega'_{sh}}\right)^2 - 1}{\omega L'_L} & 1 - \frac{\chi}{2} \end{bmatrix} \quad (1.50) \end{aligned}$$

Una vez desarrollada la matriz $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$ del circuito CRLH se puede hacer la siguiente conversión para obtener los parámetros de Scattering o parámetros S:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} S_{11,N} & S_{12,N} \\ S_{21,N} & S_{22,N} \end{bmatrix} &= \frac{1}{A_N + \frac{B_N}{Z_C} + C_N Z_C + D_N} \\ &\cdot \begin{bmatrix} A_N + \frac{B_N}{Z_C} - C_N Z_C - D_N & 2(A_N D_N - B_N C_N) \\ 2 & -A_N + \frac{B_N}{Z_C} - C_N Z_C + D_N \end{bmatrix} \quad (1.51) \end{aligned}$$

Esta conversión de parámetros $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$ a parámetros $\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$, es especialmente importante, ya que los parámetros de dispersión o scattering, permiten conocer parámetros muy importantes que caracterizan a las CRLH TL.

Por ejemplo, a través del parámetro $S_{21,N}$ se puede conocer la constante de propagación β y la constante de atenuación α de la red TL, mediante las siguientes expresiones (1.52) y (1.53):

$$\alpha = -\frac{\ln|S_{21,N}|}{l} \quad (1.52)$$

$$\beta \approx -\frac{\varphi^{unwrapped}(S_{21,N})}{l} \quad (1.53)$$

siendo l la longitud total de la CRLH TL.

Capítulo 1: Metamateriales

Aunque la obtención de α a partir de (1.52) es directa, el cálculo de β acarrea algunos inconvenientes.

Como se sabe, el diagrama de dispersión de β es una función continua con la frecuencia, y sin embargo, la fase de $S_{21,N}$ presenta discontinuidades. Por lo tanto, es necesario interpolar la fase de $S_{21,N}$, lo que conduce a ambigüedades de fase.

Otro método, basado en la aplicación de condiciones de contorno periódicas o PBCs y el teorema de Floquet a una estructura infinita periódica arbitraria, puede ser usado para facilitar el cálculo de β . De esta forma, teniendo en cuenta la matriz $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$ de la celda unitaria de la estructura, se obtiene el siguiente sistema lineal homogéneo:

$$\begin{bmatrix} A - e^{+\gamma p} & B \\ C & D - e^{+\gamma p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ I_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.54)$$

Donde V_{in} e I_{in} representan el voltaje y la corriente a la entrada de la celda unitaria, y p es la longitud física de ésta.

Por medio de (1.54), la constante de propagación γ puede ser expresada de la siguiente forma:

$$\gamma(\omega) = \frac{1}{p} \cos^{-1} \left(1 - \frac{\chi}{2} \right), \quad (1.55)$$

Y, mediante esta última expresión, se pueden obtener α y β :

$$\alpha = \frac{1}{p} \cos^{-1} \left(1 - \frac{\chi}{2} \right), \quad \text{si } \chi < 0 \quad (1.56)$$

$$\beta = \frac{1}{p} \cos^{-1} \left(1 - \frac{\chi}{2} \right), \quad \text{si } \chi > 0 \quad (1.57)$$

Además, considerando una longitud eléctrica pequeña de la celda unitaria $|\Delta\Phi| = |\beta p| \ll 1$, se puede usar la aproximación de Taylor de segundo orden, $\cos(\beta p) \approx 1 - \frac{(\beta p)^2}{2}$, en la ecuación anterior de forma que queda:

$$\beta = \frac{s(\omega)}{p} \sqrt{\omega^2 L_R C_R + \frac{1}{\omega^2 L_L C_L} - \left(\frac{L_R}{L_L} + \frac{C_R}{C_L} \right)} \quad (1.58)$$

Capítulo 1: Metamateriales

Ecuación de dispersión que es idéntica a la relación de dispersión homogénea de una CRLH TL ((1.10), sección 1.1.2) (con $L_R = \frac{L'_R}{P}$, $C_R = \frac{C'_R}{P}$, $L_L = L'_L p$, $C_L = C'_L p$), lo que demuestra que la red CRLH TL es equivalente a la CRLH TL homogénea para longitudes eléctricas pequeñas.

La ecuación (1.55) puede reducirse a la siguiente, cuando la estructura es recíproca, periódica y real [9]:

$$\gamma(\omega) = \alpha + j\beta = \frac{1}{p} \cosh^{-1} \left(\frac{A + D}{2} \right), \quad (1.59)$$

Si se conocen los valores de los elementos del circuito equivalente a la estructura, es sencillo obtener el valor de la constante de propagación mediante (1.58).

Sin embargo, hay situaciones en las que no se puede o es difícil determinar estos parámetros, como ocurre, por ejemplo, cuando no se utilizan elementos discretos sino tecnología microstrip, en la que el valor de los componentes está distribuido uniformemente a lo largo de la línea de transmisión sin estar estos concentrados en un punto determinado de esta.

En estos casos, es conveniente basar los cálculos de la estructura en los parámetros ABCD de la celda unitaria (1.59), ya que estos pueden ser extraídos fácilmente mediante simulación EM, teniéndose en cuenta, además, la estructura completa, incluyendo las host lines.

Debido a que (1.55) es equivalente a (1.53) con redes de longitud finita con un número lo suficientemente grande de celdas y esta ecuación presenta menos dificultades para el cálculo de β , será preferible en este caso su uso frente a (1.53).

Otro parámetro importante de la CRLH TL, como es la longitud eléctrica o incremento de fase, $\Delta\Phi$, puede ser obtenido a partir de los parámetros S a partir de (1.50) y (1.51):

$$\Delta\Phi = \varphi(S_{21}) = -\arctan \left\{ \frac{\left(\frac{1}{\omega} \left\{ \frac{\left(\frac{\omega}{\omega'_{se}} \right)^2 - 1}{Z_C C'_L} \left(1 - \frac{\chi}{4} \right) + \frac{Z_C \left[\left(\frac{\omega}{\omega'_{sh}} \right)^2 - 1 \right]}{\omega L'_L} \right\} \right)}{2 - \chi} \right\} \quad (1.60)$$

Que para el caso balanceado se reduce a:

$$\Delta\Phi(\omega \rightarrow \omega_0) \approx - \left[\omega \sqrt{L'_R C'_R} - \frac{1}{\omega \sqrt{C'_L L'_L}} \right] \quad (1.61)$$

Así, para una TL formada por N celdas CRLH, el incremento o desplazamiento de fase total será:

$$\Phi = N \cdot \Delta\Phi \approx -N \left[\omega \sqrt{L'_R C'_R} - \frac{1}{\omega \sqrt{C'_L L'_L}} \right] \quad (1.62)$$

Y se cumple que para $\omega = \omega_0$, se obtiene el origen de fase de la red CRLH correspondiente al origen de fase de la CRLH TL homogénea descrita en la sección 1.1.2.2, ya que:

$$\Delta\Phi(\omega = \omega_0) = 0 \quad (1.63),$$

Siendo $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt[4]{L'_R C'_R L'_L C'_L}}$.

Por otra parte, la impedancia de entrada de la CRLH TL, que será la misma en cada nodo si consideramos una red periódica en cascada de celdas CRLH simétricas es:

$$Z_{IN} = j \frac{1}{2\omega C'_L} \left\{ \left[\left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 - 1 \right] \pm \sqrt{\left[\left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 - 1 \right]^2 - 4 \left(\frac{\omega}{\omega'_L} \right)^2} \right\} \quad (1.64)$$

CAPÍTULO

ANTENAS LEAKY-WAVE

Y

CRLH LEAKY-WAVE

2 Antenas Leaky-Wave

2.1 Introducción a las Ondas de Fuga o Leaky-Waves

Las ondas de fuga (o leaky-wave) son ondas que radian su potencia de forma progresiva conforme se propagan a lo largo de una guía de onda abierta.

Las estructuras leaky-wave son estructuras que permiten la radiación de uno o más modos leaky o modos de fuga y se utilizan fundamentalmente como antenas.

El concepto de onda de fuga o “leaky-wave”, surge a partir de los estudios de numerosos investigadores a mediados del siglo XX de medios de transmisión alternativos que permitieran un mayor ancho de banda y una mayor facilidad de conexión de componentes, como el cable coaxial, y las líneas stripline y microstrip.

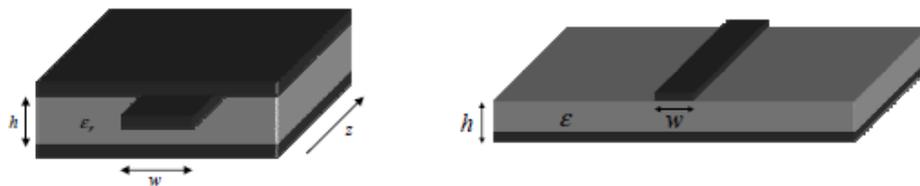


Figura 17. Línea stripline a la izquierda, y, a la derecha, su evolución, la línea microstrip.

Fue precisamente el carácter abierto de la línea microstrip el que permitió la distinción entre los llamados modos de superficie (“surface-wave” modes) y modos de fuga (“leaky-wave” modes).

Las ondas de superficie son modos que se propagan en el interior de guías dieléctricas cerradas, sin que haya pérdidas por radiación.

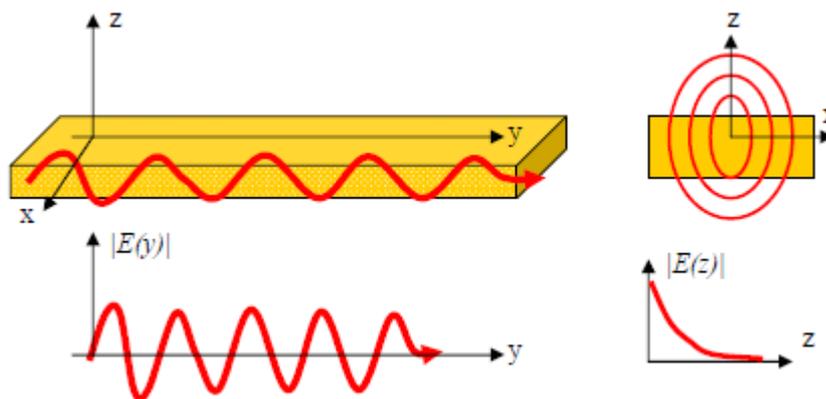


Figura 18. Onda de superficie propagándose por una guía dieléctrica.

Desde el exterior de la guía dieléctrica, se aprecia a la onda de superficie como una onda que viaja por la superficie del dieléctrico, de ahí su nombre. Fuera de la guía eléctrica la amplitud de los campos decae conforme nos alejamos de la guía y por lo tanto, no hay radiación.

Las ondas de fuga, al contrario que las ondas de superficie, son modos que se desvanecen conforme se propagan a lo largo de la guía dieléctrica abierta (eje y), mientras que se extienden por fuera de la guía hacia el infinito, provocando radiación (eje z).

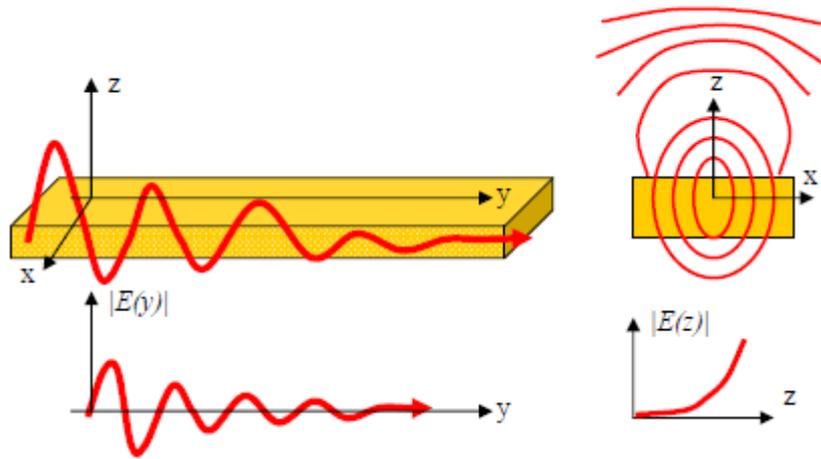


Figura 19. Onda de fuga propagándose y radiando en una guía dieléctrica.

2.2 Características de las Estructuras Leaky-Wave

Una onda con el comportamiento mostrado en la figura 19, presenta una constante de propagación compleja en la dirección longitudinal de la guía, en contraste a los modos en guías cerradas y modos de superficie, caracterizados mediante una constante de propagación real.

Esta constante de propagación compleja de las ondas de fuga o “leaky-waves” está compuesta por una parte real, la constante de fase β , y por una parte imaginaria, la constante de atenuación α , que justifica las pérdidas por radiación (las pérdidas óhmicas se consideran despreciables).

$$k_y = \beta_y - j\alpha_y \text{ (m}^{-1}\text{)} \quad (2.1)$$

Por otra parte, la constante de propagación compleja transversal será:

$$k_z = \sqrt{k_0^2 - k_y^2} = \beta_z + j\alpha_z \text{ (m}^{-1}\text{)} \quad (2.2),$$

Siendo $k_0 = \frac{\omega}{c}$ el número de onda en espacio libre.

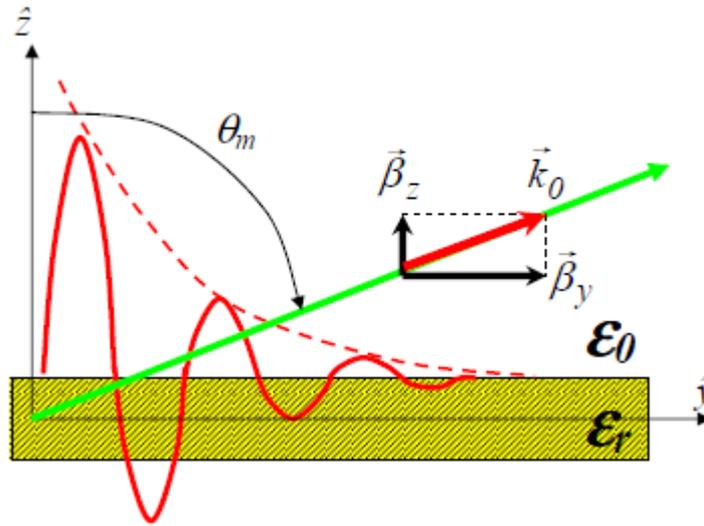


Figura 20. Evolución de una onda de fuga en la dirección longitudinal de una guía dieléctrica abierta.

Observando la Figura 20, se observa que el vector de propagación de la onda en el espacio libre, k_0 , viene dado por la siguiente suma de vectores de propagación del frente de onda longitudinales, $\vec{\beta}_y$, y transversas, $\vec{\beta}_z$:

$$\vec{k}_0 = \vec{\beta}_y + \vec{\beta}_z = \beta_y \vec{y} + \beta_z \vec{z} \quad (2.3)$$

Donde $k_0 = |\vec{k}_0| = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} = \frac{2\pi f}{c_0}$

El campo cercano de las estructuras leaky-wave puede describirse a partir de la siguiente ecuación:

$$\vec{E}(x, y, z) = \vec{E}(x, z) \cdot e^{-jk_y y} = \vec{E}(x, z) \cdot e^{-\alpha_y y} \cdot e^{-j\beta_y y} \quad (2.4)$$

Y dándole a (1.68) un carácter temporal acorde a una variación armónica, la amplitud del campo eléctrico a lo largo de la guía será:

$$\begin{aligned} \vec{E}(x, y, z, t) &= \Re\{\vec{E}(x, y, z) \cdot e^{-j\omega t}\} = \Re\{\vec{E}(x, z)\} \cdot e^{-jk_y y} = \\ &= \vec{E}(x, z) \cdot e^{-\alpha_y y} \cdot \cos(\omega t - \beta_y y) \quad (2.5) \end{aligned}$$

Como se aprecia en (2.5) la distribución de la onda en campo cercano, depende de la constante de atenuación longitudinal o tasa de radiación (“leakage-rate”), α_y , que representa las pérdidas por radiación (Nep/m), y de la constante de fase longitudinal β_y , que expresa la variación de la fase de la onda por metro recorrido (rad/m).

Capítulo 2: Antenas Leaky-Wave y CRLH Leaky-Wave

Debido a que el campo lejano de una antena puede obtenerse mediante la aplicación de la transformada de Fourier del campo cercano en la apertura de la antena, se deduce que el diagrama de radiación de una antena leaky-wave depende como el campo cercano (2.5) de α_y y de β_y .

Esta es, precisamente, una de las grandes ventajas de las antenas leaky-wave, ya que se puede caracterizar el diagrama de radiación de estas antenas de una manera sencilla conociendo la constante de propagación compleja del modo de fuga responsable de la radiación.

Por ejemplo, uno de los parámetros fundamentales para la síntesis y el análisis de antenas leaky-wave, es el ángulo o dirección de apuntamiento de la onda de fuga, Θ_m , que se obtiene aplicando la siguiente relación trigonométrica al triángulo de la Figura 20:

$$\sin(\Theta_m) = \frac{\beta_y}{k_0} \quad (2.6)$$

De esta ecuación se extrae la siguiente condición, llamada condición de radiación debido a que ésta debe cumplirse para asegurar la existencia del ángulo de radiación, Θ_m , y, por tanto, para que exista radiación:

$$|\sin(\Theta_m)| < 1 \rightarrow \left| \frac{\beta_y}{k_0} \right| < 1 \quad (2.7)$$

Además, cuando una onda cumple la condición de radiación, también se dice que se trata de una onda rápida (“fast-wave”) ya que su velocidad de fase en la dirección longitudinal, será mayor que la del vacío:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta_y} = \frac{2\pi f}{\beta_y} = \frac{2\pi \frac{c_0}{\lambda_0}}{\beta_y} = \frac{c_0}{\frac{\beta_y}{k_0}} > c_0 \leftrightarrow \left| \frac{\beta_y}{k_0} \right| < 1 \quad (2.8)$$

En el caso opuesto se encuentran las ondas lentas (“slow-wave”) u ondas guiadas, que no cumplen la condición de radiación, ya que su velocidad de fase es menor que la velocidad de la luz.

De esta forma, (2.8) dividirá el diagrama de dispersión de una estructura leaky-wave en dos regiones bien diferenciadas:

- $|\beta_y| < k_0$ (o indistintamente $v_p < c_0$ o $\omega > \beta_y c_0$):

Este rango corresponde a la **región de radiación o región fast-wave**, ya que si $|\beta_y| < k_0$, entonces $v_p > c_0$ (2.8) lo que implica que existe radiación.

Esto puede explicarse también por medio de (2.1) y (2.2), puesto que $|\beta_y| < k_0$ implica que k_z es real, por lo que habrá radiación en el eje z.

- $|\beta_y| > k_0$ (o indistintamente $v_p > c_0$ o $\omega < \beta_y c_0$):

Esta área corresponde a la **región de guiado o región slow-wave** debido a que no se satisface la condición de radiación (1.72) al ser $v_p < c_0$.

De igual forma, si $|\beta_y| > k_0$ entonces k_z será imaginaria y por tanto no habrá radiación por fuga sino guiado en el eje y .

Es importante destacar que si se satisface (2.8), se puede probar mediante (2.6), que teóricamente es posible lograr la radiación en cualquier ángulo desde backfire ($\Theta_m = -90^\circ$) a endfire ($\Theta_m = 90^\circ$) variando β_y entre $-k_0$ y k_0 .

Si la guía de onda es dispersiva (β no es una función lineal con ω), la cantidad $\frac{\beta_y}{k_0}$ y, por tanto, también el ángulo de apuntamiento, dependen de la frecuencia, por lo que $\Theta_m = \Theta_m(\omega)$, fenómeno conocido como escaneo frecuencial (frequency scanning).

Otro parámetro muy importante de las antenas leaky-wave relacionado con β_y y α_y es el ancho de haz:

$$\Delta\theta \approx \frac{1}{\left(\frac{l}{\lambda_0}\right) \cos(\Theta_m)} = \frac{1}{\left(\frac{l}{\lambda_0}\right) \cos\left(\sin^{-1}\left(\frac{\beta_y}{k_0}\right)\right)}, \quad (2.9)$$

Donde l es la longitud de la estructura y λ_0 es la longitud de onda en el espacio libre ($\lambda_0 = \frac{2\pi}{k_0}$).

Habitualmente con antenas leaky-wave se requiere una eficiencia de radiación del 90%, por lo que a partir de:

$$\eta_{rad} = 0.9 = 1 - e^{-4\pi\left(\frac{\alpha_y}{k_0}\right)\cdot\left(\frac{lA}{\lambda_0}\right)} \quad (2.10),$$

Se llega a la siguiente expresión, $\frac{l}{\lambda_0} \approx \frac{0.183}{\frac{\alpha_y}{k_0}}$ (2.11), lo que a su vez, permite relacionar (2.9) con la constante de atenuación, α_y , para una eficiencia de radiación del 90%, como sigue:

$$\Delta\theta \approx \frac{1}{\left(\frac{l}{\lambda_0}\right) \cos(\Theta_m)} = \frac{\frac{\alpha_y}{k_0}}{0.183 \cdot \cos\left(\sin^{-1}\left(\frac{\beta_y}{k_0}\right)\right)}, \quad (2.12)^6$$

⁶ Considerando como se hizo anteriormente, una estructura dispersiva, se puede asegurar mediante (2.12), que no sólo Θ_m sino también $\Delta\theta$ cambiarán con la frecuencia.

Capítulo 2: Antenas Leaky-Wave y CRLH Leaky-Wave

A partir de (2.12) se puede demostrar que se consigue una alta directividad para valores pequeños de la constante de atenuación α_y .

Un valor pequeño de α_y se traduce en pequeñas cantidades de energía radiada por unidad de longitud, por lo que para que toda la energía se radie es necesario que la onda haya recorrido una gran parte de la estructura. Esto hace que la apertura de radiación efectiva sea grande, y por tanto, que se obtenga una alta directividad.

En el caso contrario, una tasa de radiación por unidad de longitud grande, radia toda su potencia en una longitud de antena pequeña, lo que conlleva a la consecuente apertura de antena efectiva pequeña y ancho de haz grande.

Como se ha comentado previamente, una antena leaky-wave se diseña, generalmente, para radiar un 90% de la potencia (el 10% restante es absorbido por la impedancia de carga). Este porcentaje de energía radiada corresponde a un factor $\frac{\alpha_y}{k_0} \approx 0.02$ o a una longitud eléctrica de que se traduce en la longitud eléctrica $\frac{l}{\lambda_0} \approx 9$ por (2.11).

Esta longitud eléctrica típica de las antenas leaky-wave representan una apertura de radiación mucho más grande que las antenas resonantes, lo que explica la mayor directividad de las LWA frente a estas.

Cabe destacar que aunque la apertura de la antena en la dirección longitudinal es grande, en la dirección transversal sin embargo, ésta es muy pequeña. Es por esto que una estructura leaky-wave de una dimensión produce un haz de radiación delgado en el plano longitudinal y ancho en el transversal, que puede ser refinado en ambos planos para proporcionar capacidad de escaneo en 2D con una gran resolución, mediante una configuración en array de antenas LW unidimensionales.

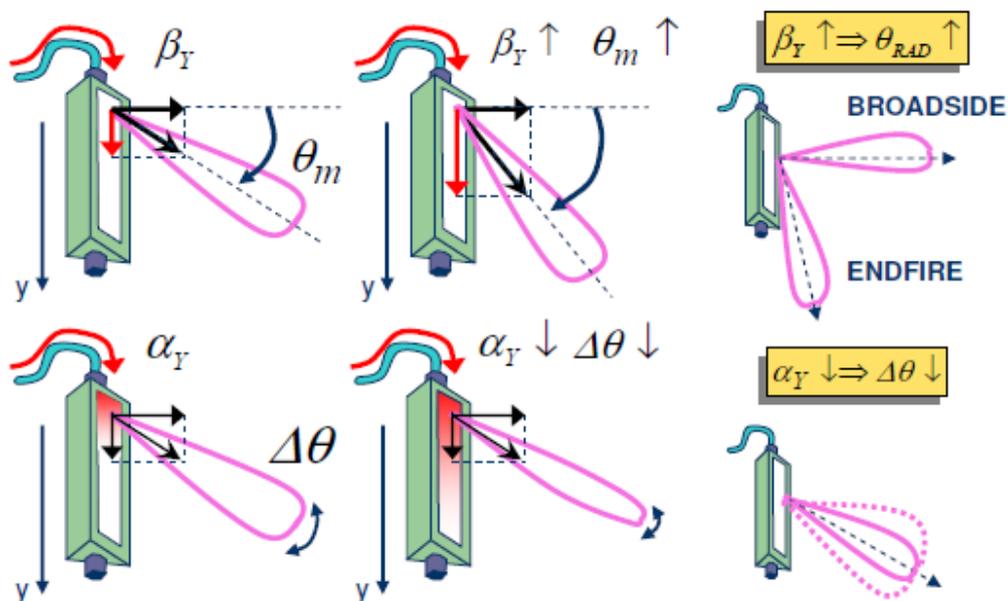


Figura 21. Relación entre las propiedades de radiación de la antena LW y sus parámetros α_y y β_y

Como se puede observar en la figura anterior, la constante de fase del modo de fuga, β_y , determinará la dirección de apuntamiento de la antena Θ_m , el cual aumentará conforme β_y lo haga.

Por otra parte, en la parte inferior de la figura 21, se muestra la relación entre la constante de atenuación α_y , y el ancho de haz, $\Delta\Theta$.

α_y , determinará la superficie iluminada en campo cercano, y por tanto el ancho de haz generado en campo lejano $\Delta\Theta$. Hay que puntualizar que la amplitud de la onda leaky se atenúa según $e^{-\alpha_y y}$, de forma que a menor valor de α_y habrá una mayor superficie iluminada y por tanto un menor ancho de haz $\Delta\Theta$.

Si se considera una antena con una apertura geoméricamente uniforme, el campo radiado en la apertura presentará una caída exponencial desde el punto donde se aplica la excitación hasta el final de la longitud de apertura efectiva determinada por la tasa de fuga. Esta caída exponencial del campo radiado lleva a un patrón de radiación con importantes lóbulos secundarios [10].

Para controlar el patrón de radiación de una antena LW y poder así reducir el nivel de lóbulos secundarios, habrá que variar la tasa de fuga α , sin modificar β (sin variar el ángulo de apuntamiento) a lo largo de la longitud de la antena para obtener una distribución de amplitud de la apertura, esto es realizar un “tapering”, que produzca el deseado nivel de lóbulos laterales.

2.3 Estructuras Leaky-Wave Uniformes y Periódicas

Las estructuras leaky-wave pueden clasificarse según su geometría en uniformes y periódicas.

2.3.1 Estructuras Leaky-Wave Uniformes

Las estructuras leaky-wave uniformes son guías de onda leaky-wave de sección transversal constante o con sólo una variación pequeña, lisa y continua, a lo largo de la dirección de propagación [7].

A pesar de su alta directividad, la LWA uniforme presenta algunas desventajas que limitan su aplicación.

Una de estas desventajas es que el modo fundamental o de menor frecuencia es slow-wave, por lo que para conseguir que esta estructura radie, se ha de desplegar una compleja e ineficiente estructura de alimentación que excite el modo fast-wave de menor frecuencia y suprima el resto de modos slow-wave de frecuencias inferiores.

Otro inconveniente importante de este tipo de antenas es que radian sólo en ángulos progresivos ya que su constante de fase β_y sólo presenta valores positivos. En consecuencia, no puede conseguirse radiación en ángulos regresivos ni en broadside ($\Theta_m = 0^\circ$)⁷.

2.3.2 Estructuras Leaky-Wave Periódicas

Las estructuras leaky-wave periódicas son guías de onda LW con una sección transversal modulada periódicamente a lo largo de la dirección de propagación [7].

Como la estructura es periódica, se puede aplicar la expansión de Floquet para representar a la onda como una superposición de infinitos armónicos espaciales y se llega por tanto a:

$$\beta_n = \beta_0 + \frac{2n\pi}{p} \quad (2.13),$$

Donde n representa el armónico espacial n-ésimo ($n = -\infty, \dots, 0, \dots, +\infty$), β_n y β_0 son la constante de fase correspondiente al armónico espacial n-ésimo y del armónico fundamental, respectivamente, y p es el tamaño medio de celda unitaria.

De tal forma las expresiones para el ángulo de apuntamiento y el ancho de haz quedarán:

$$\Theta_m = \sin^{-1}\left(\frac{\beta_n}{k_0}\right) = \sin^{-1}\left(\frac{\beta_0 + \frac{2n\pi}{p}}{k_0}\right) \quad (2.14)$$

$$\Delta\theta \approx \frac{\frac{\alpha_y}{k_0}}{0.183 \cdot \cos\left(\sin^{-1}\left(\frac{\beta_0 + \frac{2n\pi}{p}}{k_0}\right)\right)}, \quad (2.15)$$

Aunque el armónico espacial fundamental ($n = 0$), es una slow-wave, uno de los armónicos espaciales, generalmente el armónico $n = -1$, se diseña para ser fast-wave, es decir, $k_0 < \beta_{-1} < k_0$, convirtiéndose éste en una onda radiante.

Una ventaja de las antenas LW periódicas frente a las uniformes es que el haz puede apuntar tanto en direcciones progresivas ($\Theta_m > 0$) como regresivas ($\Theta_m < 0$), utilizándose, respectivamente, los armónicos espaciales positivos ($n > 0$) o los negativos ($n < 0$).

⁷ Para que se produzca la radiación en broadside, la condición de radiación (2.7) debe satisfacerse en $\Theta_m = 0^\circ$, por lo que β_y tiene que ser cero.

Este tipo de estructuras presentan una $v_g = 0$ en $\beta = 0$ que impide el escaneo continuo de backfire (-90°) a endfire (90°).

Esto puede ser visto como que para la frecuencia broadside, ω_0 , las señales reflejadas en las discontinuidades equiespaciadas de la estructura periódica se suman en fase, interfiriendo negativamente con la señal de alimentación de la estructura, por lo que se produce una stopband a esta frecuencia.

Esta limitación ha podido ser subsanada mediante la creación de estructuras con un periodo entre discontinuidades tal que no se produzca dicha interferencia, sino que las señales reflejadas se contrarresten, siendo posible de esta forma, la radiación broadside, como desarrollaron M. Guglielmi and D. R. Jackson en [11].

Además, en [12], Jackson et al., consiguieron la radiación en broadside de estructuras LW periódicas modeladas mediante líneas de transmisión y dotadas con una configuración periódica de elementos en serie o paralelo, ya fueran stubs o aperturas en guías de onda.

La radiación en broadside ocurría mediante un armónico espacial radiante en la vecindad de la frecuencia a la que estaba situada la stopband, utilizando para el estudio de la operación a dicha frecuencia un análisis asintótico de Bloch aproximado de la red equivalente adoptada y el cálculo de un simple factor de array para el campo lejano radiado, así como aplicando la condición de igualdad de constantes de atenuación y fase del armónico para conseguir la máxima radiación en broadside.

2.4 Antenas CRLH Leaky-wave

Las antenas CRLH leaky-wave consisten en la repetición periódica de CRLH TLs efectivamente homogéneas, y por lo tanto, estas estructuras se caracterizarán mediante expresiones que relacionen a las antenas leaky-waves con las líneas de transmisión CRLH.

Por ejemplo, a través de $Y(\omega) = \alpha + j\beta = \frac{1}{p} \cosh^{-1} \left(\frac{A+D}{2} \right)$ (1.59), se obtienen las constantes de atenuación y fase de la antena, α y β , directamente relacionadas con parámetros como el ángulo de radiación y el ancho de haz.

Las CRLH LWAs tienen como propósito el solventar las restricciones de radiación de las antenas LW convencionales, ya que permiten el escaneo continuo de backfire a endfire.

Además estas antenas pueden radiar en su modo fundamental [13], ya que este modo contiene una región de radiación o región fast-wave, $|\beta| < k_0$ además de una región de guiado o slow-wave, si $|\beta| > k_0$. La radiación en broadside se logra con antenas LW basadas en líneas de transmisión CRLH balanceadas, como se muestra en la siguiente figura:

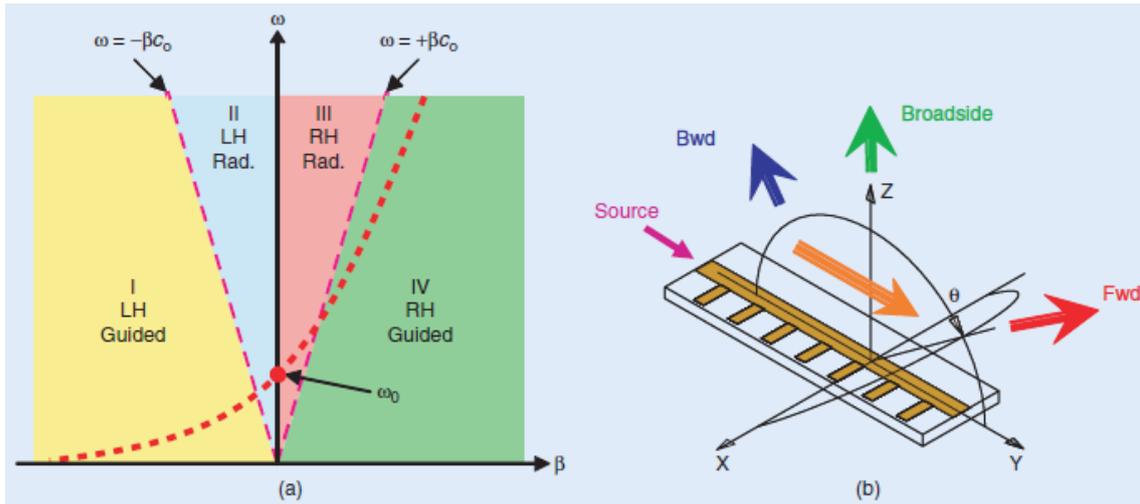


Figura 22. Antena CRLH LW balanceada

a) Diagrama de dispersión.

b) Diagrama de radiación.

Tanto el diagrama de dispersión como el diagrama de radiación de la figura 22, muestran varias zonas bien diferenciadas que están directamente relacionadas:

- $\omega = -\beta c_0$:

Límite entre la zona de radiación y guiado left-handed.

Para este valor de frecuencia se obtiene la **radiación backfire** ($\theta_m = -90^\circ$) como se puede demostrar mediante (2.6) considerando $k_0 = \frac{\omega}{c_0}$:

$$\sin(\theta_m) = \frac{\beta}{k_0} = \frac{-k_0}{k_0} = -1 \rightarrow \theta_m = \sin^{-1}(-1) = -90^\circ$$

- I) $\omega < -\beta c_0$:

En este rango frecuencial se localiza la **región de guiado left-handed**. La región es left-handed al estar ubicada en valores negativos de β , y de guiado (slow-wave), al no cumplirse la condición de radiación, ya que $v_p < c_0$.

- II) $-\beta c_0 < \omega < \omega_0$:

Esta zona corresponde a la **región de radiación** o radiación fast-wave ya que se cumple que $\beta < 0$ y $v_p > c_0$.

En esta región se produce radiación en **ángulos regresivos** ya que θ_m es -90° en el límite inferior de la región, $\omega = -\beta c_0$, y 0° en el límite superior, $\omega = \omega_0$ ⁸.

- $\omega = \omega_0$:

ω_0 constituye la zona de transición entre el comportamiento LH y RH del circuito. A la frecuencia de transición se logra la **radiación broadside**, ya que como se mencionó anteriormente, las CRLH TL balanceadas permiten la radiación cuando β es nula debido a que la velocidad de grupo es distinta a 0, y la velocidad de fase es ∞ (sección 1.1.2.2)).

- III) $\omega_0 < \omega < \beta c_0$:

La región de **radiación right-handed** se localiza en este intervalo, ya que ($\beta > 0$) y ($v_p > c_0$).

En este rango frecuencial se obtiene la **radiación forward**, o radiación en ángulos positivos, $0^\circ < \theta_m < 90^\circ$.

- IV) $\omega > \beta c_0$:

Este grupo de frecuencias constituye la **región right-handed de guiado o región slow-wave**.

- $\omega = \beta c_0$:

$\omega = \beta c_0$ es el límite entre la radiación y el guiado RH, donde se alcanza la **radiación endfire** ($\beta = k_0 \rightarrow \theta_m = 90^\circ$).

Las CRLH LWAs presentan la ventaja de operar en su modo fundamental, pudiendo lograr con este el escaneo continuo de backfire a endfire con un diseño balanceado, como queda demostrado en el desarrollo anterior. Al radiar mediante su modo fundamental y no ser “overmoded” como las antenas LW, pueden ser alimentadas de forma sencilla, sin necesitar sistemas de alimentación más complejos que exciten modos de orden superior.

⁸ Sustituyendo los límites de la región, $\omega = -\beta c_0$ y $\omega = \omega_0$, por $\beta = -k_0$ y $\beta = 0$, respectivamente, y aplicándolos en la ecuación (2.6):

$$\sin(\theta_m) = \frac{\beta}{k_0} = \frac{-k_0}{k_0} = -1 \rightarrow \theta_m = \sin^{-1}(-1) = -90^\circ$$

$$\sin(\theta_m) = 0 \rightarrow \theta_m = 0^\circ$$

Lo que demuestra que para $-\beta c_0 < \omega < \omega_0$, se obtienen ángulos de radiación $-90^\circ < \theta_m < 0^\circ$, es decir, ángulos regresivos o **radiación backward**.

Capítulo 2: Antenas Leaky-Wave y CRLH Leaky-Wave

Además, otra ventaja de operar en el modo fundamental, es que estas estructuras pueden ser más pequeñas que las que trabajan mediante modos de orden superior.

A pesar de la complejidad del diseño de dichas celdas unitarias y del proceso de balanceado de las mismas, éstas pueden ser construidas por completo en tecnología impresa de circuitos, incluso sin ninguna conexión entre capas [14], consiguiéndose una gran escalabilidad a frecuencia de microondas a un bajo coste.

2.4.1 Determinación del Patrón de Radiación de una CRLH TL LWA

Cristophe Caloz and Tatsuo Itoh desarrollaron en [15] un factor de array para facilitar un diseño eficiente y rápido de antenas LW basadas en metamateriales.

El factor de array se calcula considerando la antena LW como un array de N elementos, es decir, N celdas unitarias CRLH, espaciadas una distancia p .

Las celdas unitarias de la antena LW son consideradas radiadores isotrópicos, ya que satisfacen la condición de homogeneidad y, por tanto, $\frac{p}{\lambda_g} \rightarrow 0$. Este hecho asegura que el patrón de radiación de los arrays LW pueda ser aproximado únicamente por la función de factor de array $AF(\theta)$.

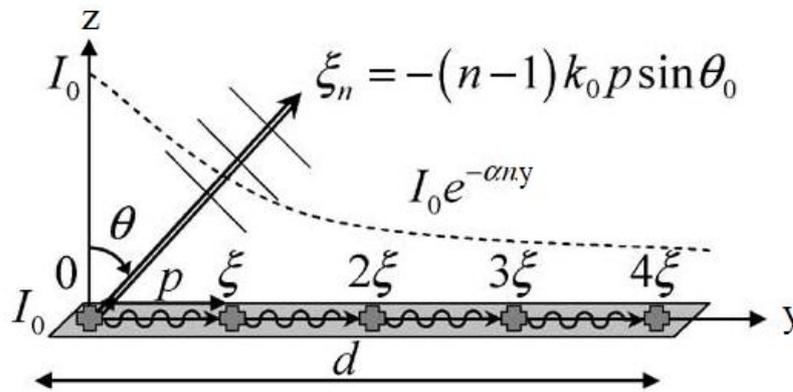


Figura 23. Array lineal que representa una antena LW basada en metamateriales.

La figura anterior muestra una antena leaky-wave configurada mediante un array lineal alimentado de forma continua en un extremo con una función de amplitud I y una función de fase ξ .

La amplitud de la excitación decae exponencialmente según la tasa de radiación o de fuga, α , de la siguiente forma:

$$I_n = I_0 e^{-\alpha(n-1)p} \quad (2.16)$$

Donde I_0 es la amplitud inicial, p es el periodo de la estructura y n es el número del elemento.

Además, la función de fase depende de la distancia entre los radiadores según la siguiente expresión:

$$\xi_n = -(n - 1)k_0p \sin \theta_m \quad (2.17)$$

Siendo θ_m el ángulo de radiación dado por (2.6), and k_0 la constante de propagación en el espacio libre.

Finalmente, el patrón de radiación de una antena LW, $R(\theta)$, viene dado por:

$$R(\theta) = AF(\theta) = \sum_{n=1}^N I_n e^{j(n-1)k_0p \sin \theta + j\xi_n} \quad (2.18)$$

Donde N es el número de celdas unitarias CRLH de la estructura e I_n y ξ_n las expresiones dadas en (2.16) y (2.17).

3

CAPÍTULO

ANTENA **C**R LH **L**W **P**ROPUESTA

3.1 Introducción

La síntesis de materiales CRLH con sus características y prestaciones únicas, han abierto las puertas a su estudio en diversas áreas de investigación tales como en tecnología de microondas y de ondas milimétricas. Tales materiales presentan un futuro prometedor a la hora de conseguir importantes avances científicos en medicina, telecomunicaciones, aplicaciones militares, y sistemas RADAR, entre otros.

Así, se han creado nuevos circuitos CRLH para el guiado, la refracción y la radiación de ondas, tales como acopladores branch-line de doble banda, lentes planares de índice de refracción negativo o antenas leaky-wave de escaneo continuo backfire a endfire, respectivamente [16].

Estos nuevos dispositivos aportan nuevas propiedades que mejoran el rendimiento de los dispositivos precedentes o que permiten su uso en nuevas aplicaciones.

En concreto, en este proyecto se estudiarán las características de propagación inusuales que presentan las antenas LW basadas en circuitos CRLH, las cuales aportan propiedades únicas para antenas RF, de microondas o de ondas milimétricas.

Como se ha comentado en el capítulo anterior, las antenas LW están dotadas con una alta directividad (mayor que las de las antenas resonantes) con tamaños reducidos y una capacidad de escaneo para un gran rango de ángulos (estructuras LW periódicas), exhibiendo además, la capacidad de poder modelar su patrón de radiación mediante el control de sus parámetros α y β , ya que el campo cercano de esta antena, así como el lejano, dependen de ellos.

A pesar de sus bondades, las antenas LW presentan un importante inconveniente para aplicaciones que requieran de una gran directividad, ya que cualquier antena LW de geometría uniforme presentará una tasa de radiación constante, lo que se traduce en una amplitud de iluminación que decae exponencialmente con respecto a esta ($e^{-j\alpha y}$), generándose un patrón de radiación con importantes niveles de lóbulos secundarios [10].

Aunque con las antenas LW se puedan obtener numerosos beneficios, las antenas LW CRLH mejoran sus limitaciones y aportan nuevas ventajas frente a estas, ya que permiten un escaneo continuo de -90° a 90° con una gran directividad operando en su modo fundamental, lo que da lugar a estructuras de menor tamaño y a sistemas de alimentación sencillos al no tener que excitar modos de orden superior.

En general, las antenas LW basadas en metamateriales suelen ser periódicas, es decir, se basan en una estructura conformada por el mismo tipo de celdas unitarias equiespaciadas, a pesar de que la periodicidad no es obligatoria en este tipo de estructuras, ya que las CRLH LW operan en su modo fundamental y no requieren de la

excitación de modos de orden superior. Esto se debe a que la periodicidad facilita el diseño y el análisis de la estructura (el análisis de una celda unitaria puede ser extrapolado al comportamiento de la estructura completa) así como su fabricación.

Este espaciado uniforme de celdas idénticas, como puede observarse en la figura 23 de la sección 2.4.1, conlleva a una distribución de amplitud que decae exponencialmente según la tasa de radiación de la estructura, como sucede con las antenas LW. Y, por tanto, el patrón de radiación generado por la antena contará, asimismo, con la presencia de importantes lóbulos secundarios.

En este capítulo se analizará la antena LW CRLH utilizada en este trabajo mientras que en el siguiente se ahondará en las técnicas de optimización de los diagramas de radiación de antenas LW y CRLH LW, y se presentará la elegida en este proyecto para reducir los lóbulos secundarios de la antena propuesta.

A continuación se presentará la antena LW CRLH utilizada, la cual ha sido diseñada por completo en tecnología planar microstrip sin vías tal y como se detalla en [14].

Las celdas unitarias serán balanceadas y simétricas, componiendo una estructura periódica que operará a 10 GHz.

Los pasos seguidos para el diseño y el análisis de esta antena, serán mencionadas en el siguiente apartado. El software utilizado es el simulador electromagnético 3D, CST Microwave Studio.

3.2 Diseño de la Celda Unitaria

Como se ha mencionado previamente, la realización de una antena CRLH LW se basa en la repetición periódica o no, de una serie de celdas unitarias CRLH en cascada que cumplan la condición de homogeneidad efectiva y presenten el fenómeno de longitud de onda infinita.

Así, el primer paso para obtener cualquier antena CRLH LW, será diseñar las celdas unitarias para que cumplan las prestaciones requeridas.

Dichas celdas unitarias serán secciones de líneas de transmisión compuestas, como en la teoría, por la capacitancias en serie y la inductancia en paralelo que aportan el comportamiento left-handed, y por la capacitancia en paralelo y la inductancia en serie, consideradas como parásitas e inherentes a cualquier línea de transmisión, que aportan el comportamiento right-handed, obteniéndose la consabida estructura CRLH.

Dichas inductancias y capacitancias serán generadas por componentes físicos, ya sean chips en tecnología SMT (“Surface Mount Technology”) o componentes distribuidos.

Capítulo 3: Antena CRLH LW Propuesta

La tecnología SMT o de montaje superficial es un método de construcción de dispositivos electrónicos en la que el montaje de los componentes se realiza directamente sobre la superficie del circuito impreso mediante soldaduras.

Los circuitos basados en tecnología SMT son más pequeños y livianos que los realizados mediante componentes distribuidos, permitiendo, en general, diseños más rápidos y sencillos. Esto permite una mayor cantidad de automatización que reduce costes en la producción en serie y mejora la productividad.

Sin embargo, esta tecnología presenta importantes limitaciones para su uso en aplicaciones radiativas con metamateriales.

Por ejemplo, dichos componentes presentan una autorresonancia que limita su aplicación a bajas frecuencias ($\approx 3-6$ GHz), y están disponibles sólo en ciertos valores discretos proporcionados por los fabricantes. Además, las soldaduras producen pérdidas y efectos parásitos que afectan a las prestaciones del circuito, que, unido a que las características electromagnéticas de la estructura son difíciles de controlar, hace que no sea conveniente su utilización en aplicaciones de radiación de ondas.

Debido a estas limitaciones es preferible la utilización de estructuras realizadas mediante componentes distribuidos.

Los componentes distribuidos pueden ser fabricados en diversas tecnologías, ya sea microstrip, stripline, guía de onda coplanar, etc.

En este caso se utilizará la tecnología microstrip para la implementación de la antena.

Al constar nuestra antena de componentes distribuidos, o líneas de transmisión, los valores de los elementos del circuito equivalente a la estructura no son fáciles de determinar, y por ello no podrá obtenerse el valor de la constante de propagación mediante (1.58). Como mencionamos en anteriores apartados, en estos casos es preferible usar expresiones relacionadas con los parámetros ABCD de la estructura, ya que estos son fácilmente extraídos del circuito mediante simulación EM o medición.

En este caso, se utilizará una red periódica y recíproca compuesta por un gran número de celdas unitarias simétricas, por lo que es válida la utilización de (1.59).

Las inductancias y capacitancias necesarias para la implementación de una celda CRLH pueden modelarse mediante condensadores interdigitados (IDC, “Interdigital capacitors”) en tecnología microstrip. De hecho, la primera estructura MTM TL distribuida, desarrollada en 2002 por Caloz et. Al. [17] fue construida mediante condensadores interdigitados y stubs inductores que proporcionaban respectivamente la capacitancia en serie C_L y la inductancia en paralelo L_L , mientras que las contribuciones C_R y L_R procedían de sus reactancias parásitas.

A pesar de que los condensadores interdigitados pueden ser implementados fácilmente en tecnología microstrip, esta configuración presenta numerosos inconvenientes [18].

Por ejemplo, para obtener altos valores de capacitancia es necesaria la utilización de dedos muy largos y delgados muy próximos entre sí y esto lleva a que el condensador interdigitado sea una estructura multiconductora en la que surgen resonancias de los diferentes modos cuando se usan más de tres dedos. Cuando el IDC se usa para la implementación de celdas unitarias CRLH, estas resonancias impiden la propagación de cualquier señal a dichas frecuencias. Además, conforme la frecuencia aumenta, los dedos del condensador se hacen más difíciles de fabricar y los efectos parásitos tienden a dominar su comportamiento.

En nuestro proyecto, la celda unitaria utilizada elude estos inconvenientes de las estructuras IDC ya que dicha celda unitaria fue implementada en [14] mediante dos líneas de transmisión enfrentadas, y dotadas cada una de ellas de dos stubs en paralelo acabados en circuito abierto, como muestra la figura 24.

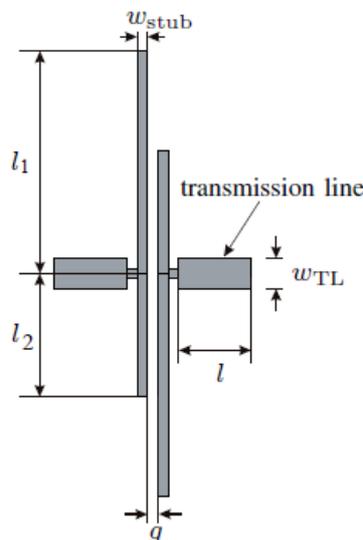


Figura 24. Celda unitaria simétrica en tecnología microstrip desarrollada en [14].

Cada par de stubs puede ser visto como una tira conductora que enfrentada con el par de la otra línea de transmisión produce un acople capacitivo. Como consecuencia se crea una capacitancia en serie, C_L , cuya magnitud se determina principalmente por el espaciado de los conductores, g , y su longitud común.

Los stubs de la línea conductora en paralelo, a su vez, modelarán el comportamiento de una inductancia o capacitancia, en función del valor de sus longitudes, $l_i, i \in \{1,2\}$. En concreto, si $l_i < \frac{\lambda_g}{4}$, el stub presentará un comportamiento capacitivo, mientras que si $\frac{\lambda_g}{4} < l_i < \frac{\lambda_g}{2}$ el stub modelará una inductancia. De esta forma, en el diseño considerado, cada línea de transmisión estará compuesta por una inductancia y una capacitancia en paralelo (stubs de longitudes l_1 y l_2 , respectivamente), ya que tanto la capacitancia en serie, C_L , como la inductancia en paralelo, L_L , son necesarias para aportar a la estructura el comportamiento left-handed.

Sin embargo, las capacitancias e inductancias parásitas C_R y L_R son inherentes a las líneas de transmisión, debido al gradiente de voltaje entre la línea de transmisión y el plano de masa y por el flujo magnético creado por la corriente que fluye por la línea de transmisión, respectivamente.

Así, como se puede comprobar con este diseño, desarrollado por Mark A. Eberspächer et al. en [14], se hace posible la implementación de circuitos CRLH sin vías, ya que mediante stubs acabados en circuito abierto pueden modelarse las capacitancias e inductancias requeridas sin necesidad de recurrir a conexiones entre capas, a coste de una mayor longitud. Al no necesitarse la utilización de vías el proceso de fabricación se simplifica y abarata y además, las dimensiones de la antena resultante podrán ser escaladas fácilmente para adaptarlas a nuevas frecuencias de operación.

El circuito simétrico y recíproco [19], equivalente a dicha celda, se observa en la figura 25.

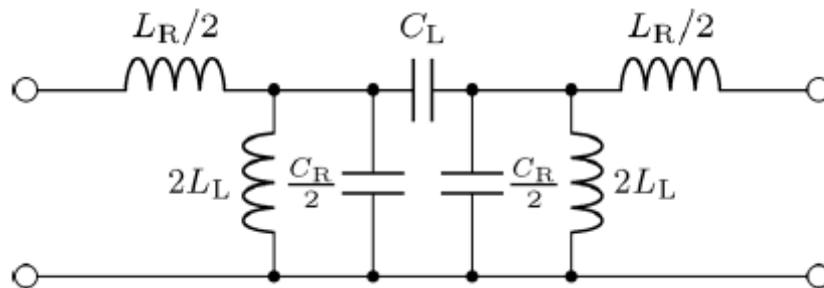


Figura 25. Circuito equivalente a la celda unitaria de la figura 25 en un rango limitado de frecuencia para una longitud de celda l , pequeña.

La simetría de la celda unitaria permite que no haya desadaptaciones en las conexiones en cascada con las siguientes celdas unitarias idénticas que componen la antena LW CRLH, ya que presentan el mismo valor de impedancia tanto a la entrada como a la salida del circuito ($Z_{IN} = Z_{OUT}$).

3.2.1 Antena CRLH LW en el Software de Simulación CST-Microwave Studio

3.2.1.1 Introducción al Software Utilizado

Como es bien sabido, el diseño y análisis de circuitos pasivos se basa en resolver las ecuaciones de Maxwell. Para encontrar soluciones apropiadas en estructuras complejas, hay que prescindir de métodos analíticos y concentrarse en métodos numéricos, que mediante simplificaciones y aproximaciones, permiten analizar y diseñar dichas estructuras.

CST-Microwave Studio [20][21] es una herramienta de cómputo numérico para el cálculo del comportamiento electromagnético de una estructura. Este software simplifica el proceso de creación de la estructura proporcionando un proceso de modelado gráfico muy potente.

Después de la construcción del modelo geométrico ya sea utilizando el constructor de modelos del software de simulación o importando los datos geométricos del dispositivo mediante herramientas mecánicas CAD, hay que elegir los materiales que componen el dispositivo, intentando que haya el mayor grado de exactitud entre las propiedades del material del software y la realidad.

El siguiente paso es definir unas condiciones de contorno para reducir el espacio circundante a la estructura, ya que el entorno virtual a simular debe ser acotado para poder simularlo.

Finalmente, se definen puertos en el modelo, en los puntos de la estructura donde se conectarían las fuentes en la realidad, y que excitan los modos deseados en el dispositivo.

Así, tras estos múltiples pasos, la representación geométrica de la estructura se ha establecido en el entorno software y ya se puede avanzar hacia el resultado final. Para ello, el primer punto es la discretización del espacio (el establecimiento del mesh o mallado) que en los softwares comerciales modernos está automatizado en gran medida. En el segundo paso, el software crea un sistema de matrices basado en la información geométrica de este mallado y del método elegido para aproximar las ecuaciones de Maxwell. Después de que todas las matrices hayan sido creadas y unidas, empieza el tercer paso denominado solución del sistema algebraico finito.

Una de las características más importantes del software CST-Microwave Studio es que permite que se elija el tipo de mesh o de simulación más adecuado para cada problema de forma individual, para conseguir el mayor grado de precisión posible.

El software contiene varias técnicas de simulación electromagnética diferentes, entre la que destaca el simulador transitorio.

Este simulador es la herramienta de simulación más flexible, y permite obtener el comportamiento frecuencial completo de banda ancha de la estructura mediante una sola simulación (al contrario que sucede con otros simuladores, como el frecuencial, en el que con cada simulación se obtienen las características del dispositivo para una determinada frecuencia), lo que reduce, los requerimientos de memoria para la simulación de una estructura en un rango frecuencial grande. Este simulador es muy eficiente para la mayoría de aplicaciones de altas frecuencias, tales como conectores, filtros, líneas de transmisión, antenas, etc.

El método numérico en que se basa el simulador transitorio, es el FIT o la técnica de integración finita, mediante la que se obtienen las incógnitas (voltajes y flujos magnéticos) que caracterizan al comportamiento EM de la estructura resolviendo las ecuaciones de Maxwell en su forma integral. Además el que el mallado utilizado para

modelar la geometría se base en hexaedros reduce aún más el tiempo de cálculo mediante la explotación de la simetría de los elementos hexaédricos.

3.2.1.2 Celda Unitaria Diseñada

Todas las celdas unitarias que componen la antena LW se han diseñado en un sustrato de tipo Taconic TLY-5 con una constante dieléctrica, DK , de 2.2, un factor de disipación, DF , de 0.0009 y una espesor de 0.78 mm. Los puertos utilizados son waveguide ports⁹ que excitan un modo quasi-TEM.

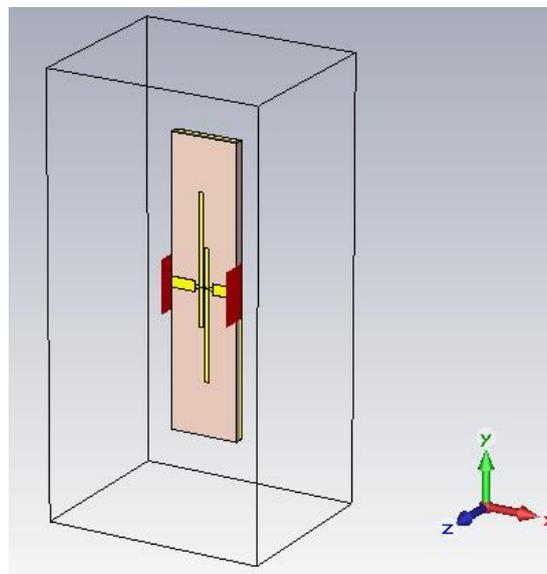


Figura 26. Layout de la celda CRLH unitaria diseñada en CST Studio

⁹ Los puertos discretos son simplemente una fuente de voltaje o corriente concentrado, que se conecta mediante cables perfectamente conductores a dos puntos del dispositivo. Dichos alambres presentan una inductancia interna que afecta a la solución, por lo que existen otros tipos de puertos, los face-ports en el que la fuente de voltaje está distribuida a lo largo de un pequeño hueco en una cara metálica y que tiene una inductancia interna mucho más pequeña que los otros. Aún así, siempre habrá una pequeña perturbación del cálculo numérico calculado en la zona donde están situados por esta inductancia.

Para eliminar completamente esta perturbación, se debería extender la línea de transmisión excitada hasta el infinito, lo que por supuesto imposibilitaría el modulado numérico de la estructura. Es por esto que se propone un tipo especial de puerto, el llamado waveguide port, como medio de trancar la línea infinita sin introducir ninguna perturbación.

Dicho tipo de puerto es una superficie perpendicular a una línea de transmisión en la cual se calculan los modos que pueden propagarse a lo largo de esta. El patrón de campo correspondiente a estos modos es entonces usado como excitación durante la simulación. Para asegurar precisión en el cálculo de los modos para configuraciones de líneas arbitrarias, los modos se calculan típicamente resolviendo un problema eigenmode de dos dimensiones en la superficie del puerto [20].

Capítulo 3: Antena CRLH LW Propuesta

Las dimensiones del waveguide-port de una línea microstrip que permiten la mayor precisión posible¹⁰ en el resultado son:

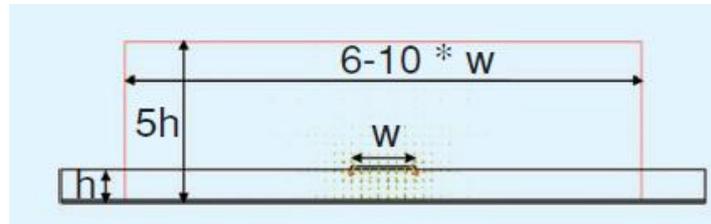


Figura 27. Dimensiones de los puertos waveguide utilizados para la simulación de la antena, donde w es la anchura de la host line ($w = 0.9$ mm) y h es la altura del substrato ($h=0.78$ mm).

¹⁰ Los puertos necesarios para excitar la estructura y monitorizar los resultados de la simulación como la transmisión y la reflexión, se definen en las localizaciones donde, en la realidad, se conectarían las fuentes y deben diseñarse de forma que no tengan impacto en los resultados de simulación.

Por esto último el tamaño del waveguide port es de gran importancia para la precisión de la solución. Mientras que para una guía de onda coaxial o vacía el tamaño del puerto está claro- debería ser tan largo como la sección cruzada de la guía de onda- para otros tipos de líneas de transmisión (microstrip, stripline, etc.), puede ser difícil suponer cómo de largo debería ser este puerto

Debido a que estas líneas de transmisión permiten la propagación de modos TEM de tipo estático o de modos QUASI-TEM, cuyos campos se hacen cero, teóricamente, en el infinito, en [20] se definen algunas reglas que cumplan con esta restricción. Así, se eligen puertos lo suficientemente grandes como para no presentar niveles de campo en sus bordes.

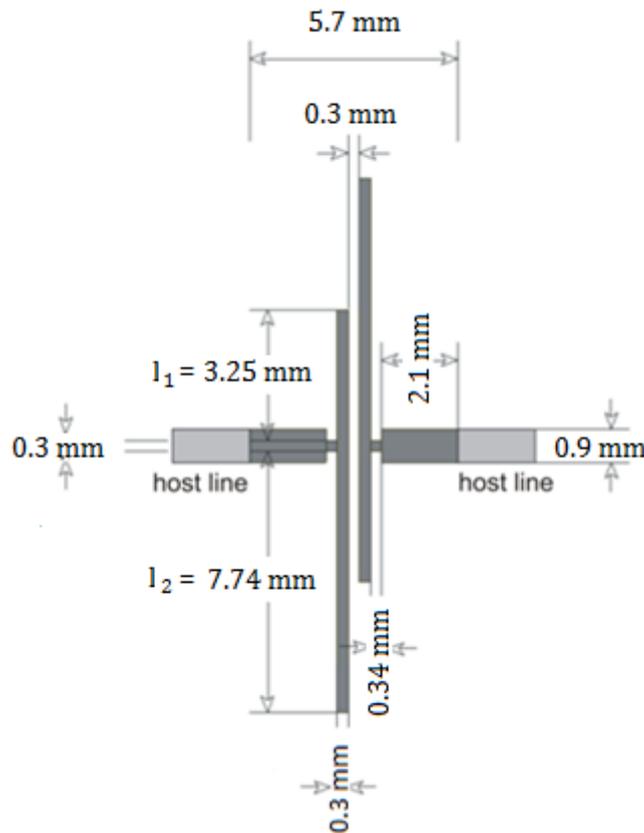


Figura 28. Layout de la celda CRLH unitaria diseñada con la dimensión de sus elementos.

Por otra parte, hay que tener en cuenta la longitud de onda guiada ($\lambda_g = 20.2 \text{ mm}$ a 10 GHz) a la hora de elegir la longitud de los stubs y que estos presenten un comportamiento inductivo o capacitivo. Así los stubs cuyas longitudes se encuentren entre $\frac{\lambda_g}{4} < l_i < \frac{\lambda_g}{2}$, es decir entre $5.05 \text{ mm} < l_i < 10.1 \text{ mm}$ presentarán un comportamiento inductivo, mientras que los stubs con una $l_i < \frac{\lambda_g}{4} = 5.05 \text{ mm}$ actuarán como stubs capacitivos.

3.2.1.3 Simulación de la Celda Unitaria

Para obtener las características EM de la estructura, se realizará una simulación en el dominio del tiempo. Como se ha mencionado con anterioridad, el simulador transitorio permite obtener el comportamiento de la estructura a lo largo de un rango frecuencial en una sola ejecución. En este caso, el rango frecuencial simulado va desde los 8 hasta los 12 GHz.

Capítulo 3: Antena CRLH LW Propuesta

Los waveguide ports de la estructura excitan un modo quasi-TEM, y por tanto, el modo está caracterizado por unas componentes longitudinales del campo eléctrico y magnético mucho más pequeñas que las transversales.

Como se ha mencionado en ocasiones anteriores, la celda unitaria CRLH debe ser balanceada para conseguir el escaneo continuo de backfire a endfire.

El proceso de balanceo de una estructura compuesta por elementos distribuidos es mucho más complicado que la de una compuesta por elementos concentrados, ya que en este último caso, basta con escoger los valores de dichos elementos que hacen iguales la frecuencia de resonancia en serie y paralelo. Sin embargo, con antenas CRLH LW basadas en celdas unitarias microstrip compuestas por elementos distribuidos, el proceso de balanceado se complica, siendo necesario realizar simulaciones electromagnéticas full-wave, las cuales proporcionan los parámetros de dispersión de la celda unitaria. Así, mediante los parámetros de dispersión de la estructura, se pueden extraer las impedancias y admitancias correspondientes, y observar los picos de las mismas que se relacionan con las resonancias de los circuitos resonantes en paralelo y serie, respectivamente.

A pesar de esto, conocer las resonancias únicamente implica conocer el producto de los valores L y C que representan éstas, desconociéndose qué elementos particulares de las celdas deben ser modificados para optimizar el circuito.

Recientemente, Mark A. Eberspächer and Thomas F. Eibert, han desarrollado en [19] un método para facilitar este proceso.

Dicho método desarrolla un novedoso análisis, denominado even-odd mode, que aplicado a estructuras CRLH simétricas, descompone la red en dos impedancias, Z_{even} y Z_{odd} , las cuales, como se comprobó en este estudio, permiten describir el comportamiento completo de este tipo de antenas. A partir de los polos y ceros de estas impedancias, se puede expresar la impedancia de Bloch, la constante de propagación, y la condición de balanceado, lo que mediante simulaciones EM permite identificar de forma inmediata los parámetros de la celda unitaria que deben ser modificados para cumplir unas determinadas especificaciones, como el balanceo a una determinada frecuencia.

Este proceso permite simplificar el proceso de diseño y análisis de las celdas unitarias, especialmente cuando la estructura consta de líneas de transmisión.

A pesar de las bondades del método comentado anteriormente, en este proyecto el proceso de balanceado de la celda unitaria se ha llevado a cabo mediante experimentación, variando las dimensiones de los elementos de la estructura, tales como las longitudes de los stubs y la separación entre estos, para hacer coincidir los picos de las resonancias en series y paralelo con la frecuencia de operación de la antena en la simulación EM en CST-Microwave Studio. Además, el balanceo de la celda se ha

confirmado en Matlab, obteniendo la característica de dispersión de la estructura mediante los valores de los parámetros S_{11} y S_{21} procedentes de la simulación de cada variación de la estructura, hasta que se ha conseguido una dispersión continua en la que β se anula en la frecuencia de resonancia requerida (10 GHz).

Este método, si bien más rudimentario, fue elegido por cuestiones de adaptación y entrenamiento al software de simulación y a la estructura.

Las dimensiones finales de la celda unitaria para conseguir la frecuencia de resonancia a 10 GHz, obtenidas mediante el método de experimentación, son las que aparecen en la figura 28 de la sección previa.

A continuación se muestran las gráficas de la dispersión y de la tasa de fuga, normalizadas con respecto a la frecuencia, de la celda unitaria con dichas dimensiones.

Ambas gráficas han sido obtenidas mediante la siguiente ecuación, que relaciona los parámetros S extraídos de la simulación EM de la estructura (Figura 29) con β y α :

$$Y(\omega) = \alpha + j\beta = \frac{1}{p} \cos^{-1} \left(\frac{1 - S_{11} \cdot S_{22} + S_{12} \cdot S_{21}}{2 \cdot S_{21}} \right) \cdot \frac{1}{p}, \quad (3.1)$$

La ecuación anterior puede descomponerse en las dos siguientes ecuaciones, que han sido divididas por k_0 para conseguir las expresiones normalizadas respecto a la frecuencia de β y α :

$$\frac{\beta}{k_0} = \text{Re} \left\{ \cos^{-1} \left(\frac{1 - S_{11} \cdot S_{22} + S_{12} \cdot S_{21}}{2 \cdot S_{21}} \right) \cdot \frac{1}{p} \right\} \cdot \frac{1}{k_0} \quad (3.2)$$

$$\frac{\alpha}{k_0} = \text{Im} \left\{ \cos^{-1} \left(\frac{1 - S_{11} \cdot S_{22} + S_{12} \cdot S_{21}}{2 \cdot S_{21}} \right) \cdot \frac{1}{p} \right\} \cdot \frac{1}{k_0} \quad (3.3)$$

Donde $k_0 = \frac{2\pi f}{c_0}$, con valores de f entre 8 y 12 GHz y p es la anchura de las celdas unitarias ($p = 5.7 \text{ mm}$).

La ecuación (3.1), utilizada en [22] para el cálculo de la dispersión y la tasa de fuga de celdas unitarias CRLH 1-D en tecnología microstrip, es muy similar a (1.59) y ha sido utilizada en vez de esta por cuestiones de comodidad, ya que el software CST-Studio proporciona directamente el valor de los parámetros S en vez de los parámetros ABCD y no hay que efectuar ninguna conversión entre parámetros al utilizar dicha ecuación.

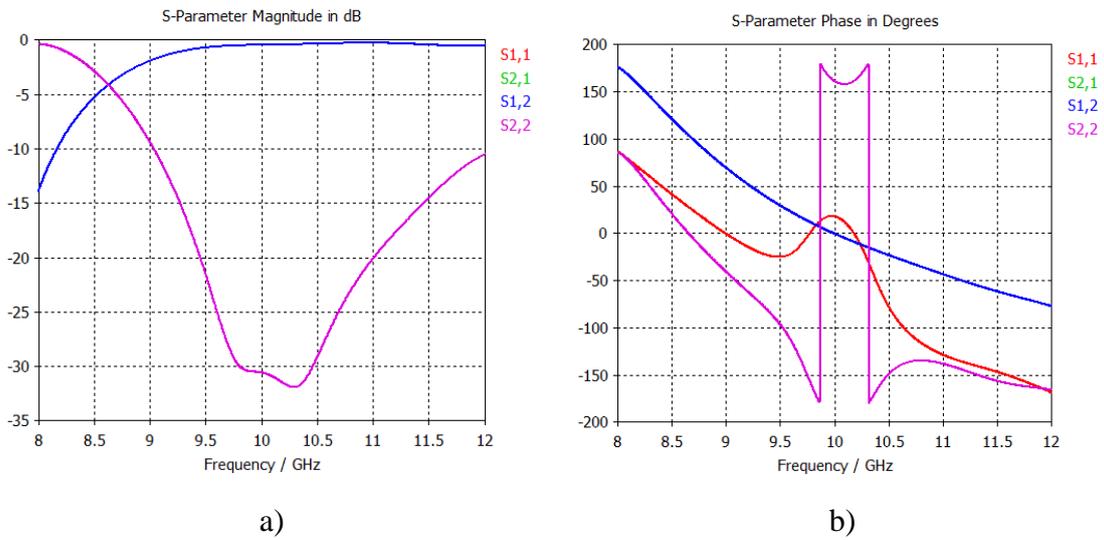


Figura 29. Parámetros S de la celda unitaria.

a)Magnitud. b)Fase ¹¹

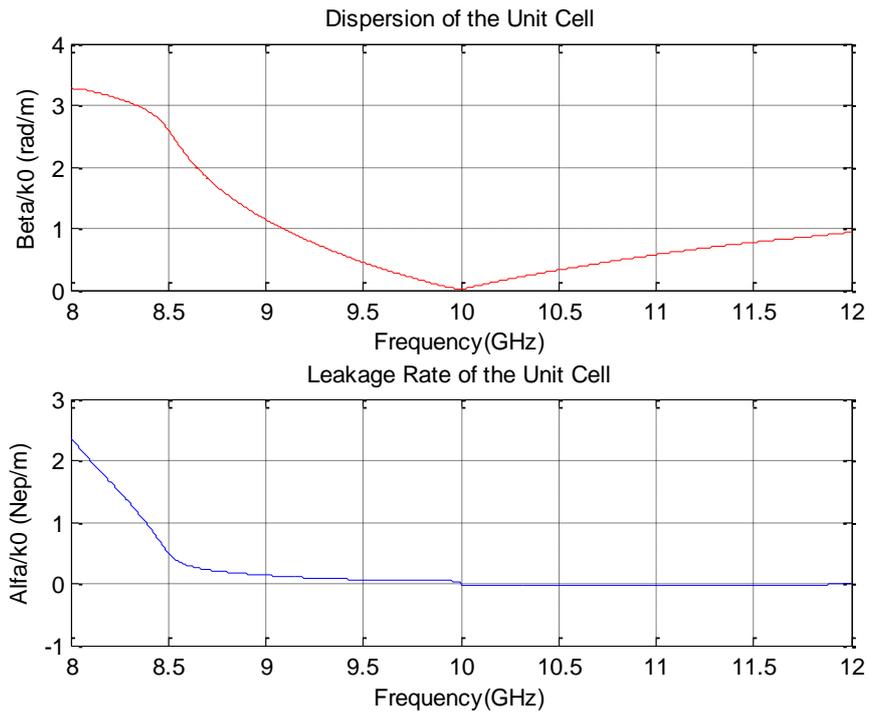


Figura 30. Gráfica de la dispersión y de la tasa de fuga normalizada de la celda unitaria CRLH.

Las gráficas de la figura 30 muestran el resultado matemático obtenido mediante la herramienta Matlab para la tasa de fuga y de la dispersión. Sin embargo, ambos parámetros carecen de sentido físico.

¹¹ Al ser el circuito recíproco y simétrico, se cumple que $S_{11} = S_{22}$ y que $S_{12} = S_{21}$

Capítulo 3: Antena CRLH LW Propuesta

En primer lugar, en lo que respecta a la dispersión, la simulación de una celda unitaria CRLH debe caracterizarse por una región right-handed, caracterizada por valores positivos de β y por una región left-handed donde β presenta valores negativos, separadas ambas por la frecuencia de transición (10 GHz).

Como se observa en la gráfica superior de la figura anterior, la solución obtenida mediante Matlab sólo presentaría región right-handed, con valores de β siempre positivos.

Por otra parte, la última gráfica de la figura 30, presenta una región en la que la tasa de fuga presenta valores negativos (por encima de 10 GHz), lo que carece de sentido al ser la estructura radiante.

Por todo ello se procederá a invertir los valores de la dispersión en la región por debajo de la frecuencia de resonancia y los valores de la tasa de fuga a partir de 10 GHz, consiguiéndose así, la dispersión típica de las estructuras CRLH y una tasa de fuga continua y positiva, respectivamente. El resultado de esta inversión se muestra en la siguiente figura:

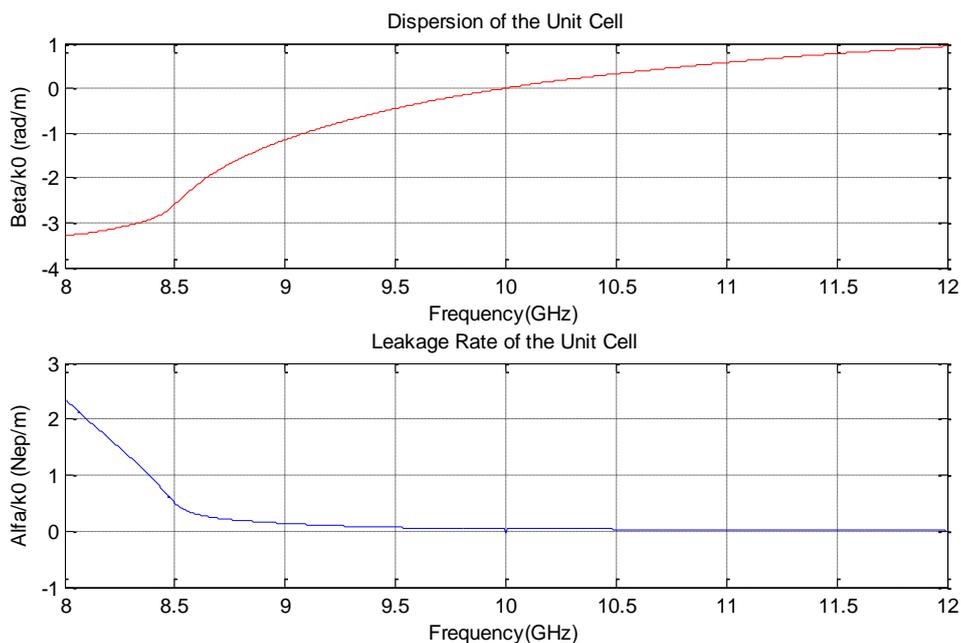


Figura 31. Gráfica de dispersión y tasa de fuga normalizada de la celda unitaria CRLH.

Tanto en la gráfica de dispersión mostrada en la figura 30, como en la figura 31, se aprecia que la celda unitaria cumple la condición de balanceo en 10 GHz, ya que se aprecia una transición continua en esta frecuencia de la región left-handed a right-handed.

Capítulo 3: Antena CRLH LW Propuesta

Además, a la frecuencia de resonancia, se obtiene una tasa de fuga de unos 0.04 Nep/m, valor que es del mismo orden de magnitud que las tasas de fuga típicas de las antenas LW ($\frac{\alpha_y}{k_0} \approx 0.02$). Este valor es muy bueno, ya que una tasa de fuga de mayores órdenes de magnitud, radiarán toda la potencia en una longitud de antena pequeña, lo que da lugar a antenas poco directivas, mientras que una tasa de fuga demasiado pequeña no radia toda su potencia al recorrer toda la longitud de la antena, y como consecuencia, a pesar de obtenerse antenas muy directivas, la potencia restante puede ocasionar reflexiones en el extremo de la antena.

Seguidamente se muestran las gráficas de los parámetros Z e Y de la celda balanceada obtenidas en el entorno de simulación CST Studio, donde se puede observar que los picos de la magnitud de las matrices de impedancias y admitancias, o lo que es lo mismo, las resonancias en paralelo y serie, están localizadas a la frecuencia de diseño.

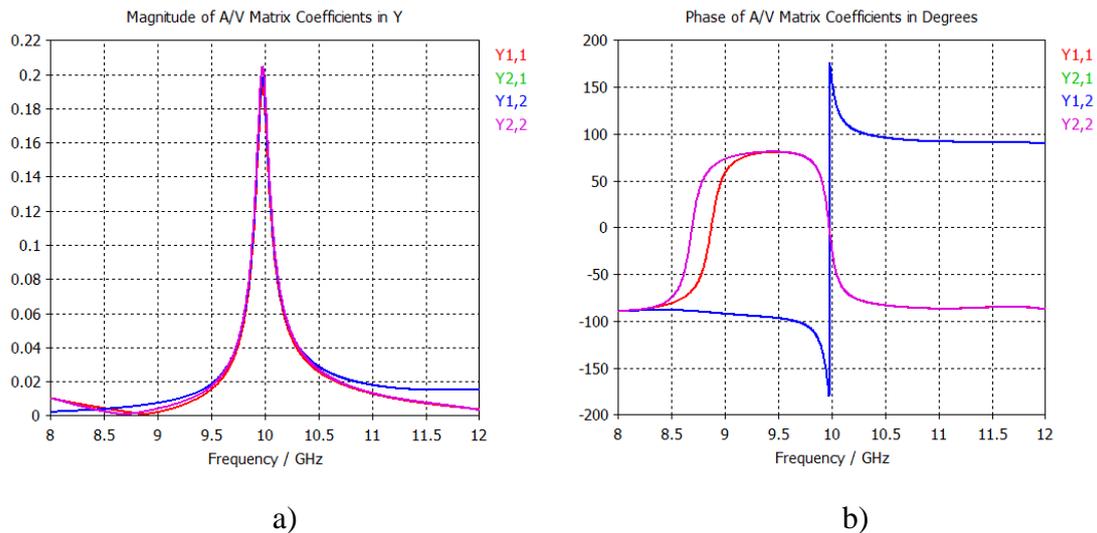


Figura 32. Parámetros Y de la celda unitaria.

a)Magnitud. b)Fase

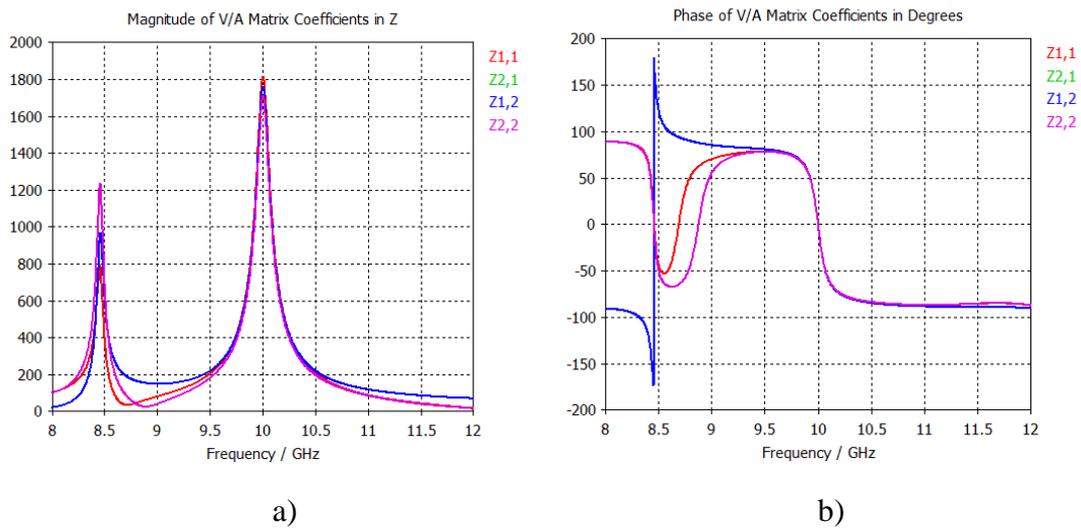


Figura 33. Parámetros Z de la celda unitaria.

a) Magnitud. b) Fase.

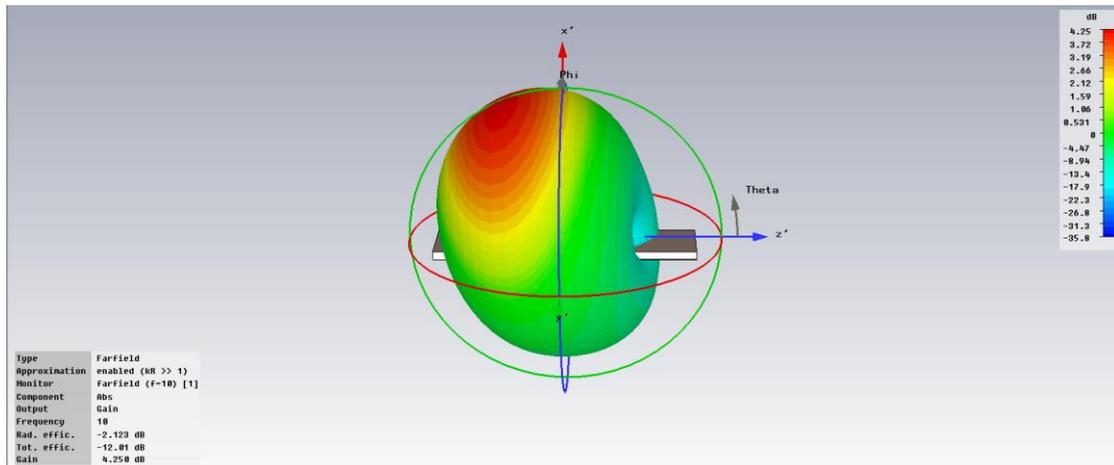


Figura 34. Diagrama de radiación 3D de la celda unitaria a 10GHz

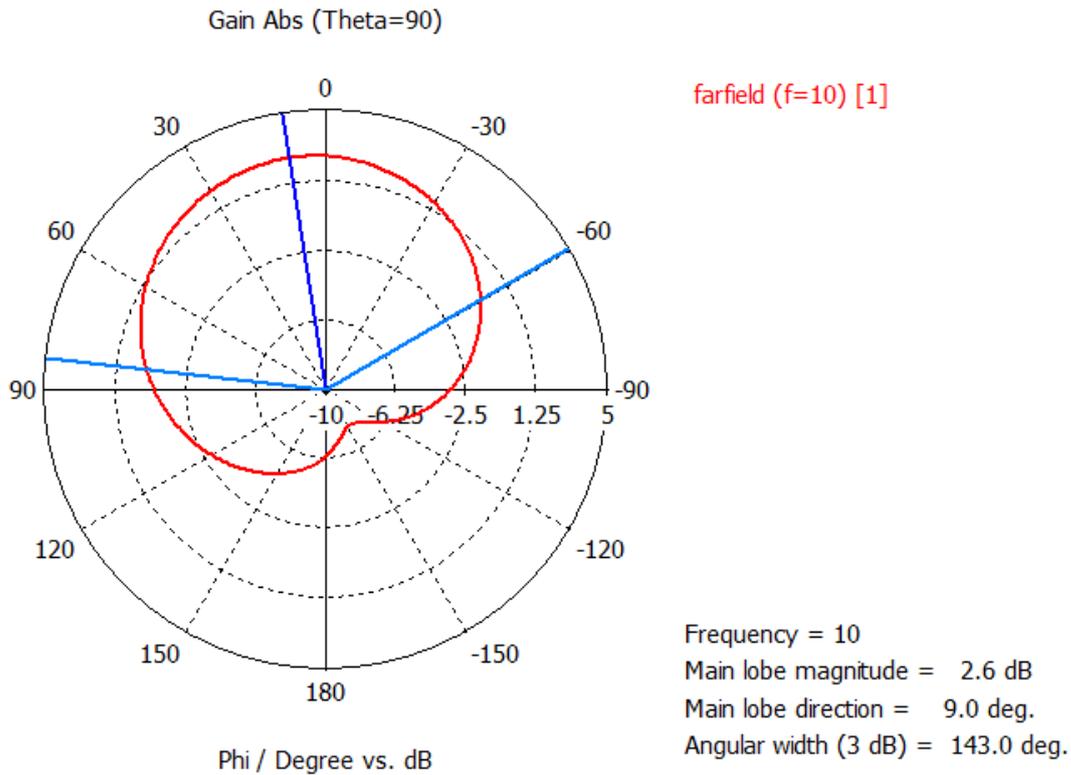


Figura 35. Diagrama de radiación 2D correspondiente al plano E de la celda unitaria a 10GHz.

Como es bien conocido, el análisis de la radiación de la estructura se realiza en base al teorema de Floquet, suponiendo que la estructura es periódica e infinita.

Es por esto que los efectos esperados de radiación en broadside a la frecuencia de diseño para una antena balanceada estarán restringidos al caso de que nuestra estructura esté compuesta por un número lo suficientemente grande de celdas.

De hecho, como se puede observar en la figura 35, el comportamiento de una única celda, a pesar de estar balanceada, no puede extrapolarse al que cabría esperar de la estructura completa, ya que el teorema de Floquet pierde validez al truncar el número de celdas de la misma.

Es por esto que la celda unitaria no presenta ni radiación a broadside a 10 GHz ni un haz directivo propio de la antena CRLH LW propuesta.

3.2.1.4 Simulación de la Antena CRLH LW Periódica Completa

La estructura CRLH LW completa, consta de 20 celdas unitarias idénticas a la del apartado anterior, balanceadas de forma individual a la frecuencia de 10GHz, y dispuestas en cascada.

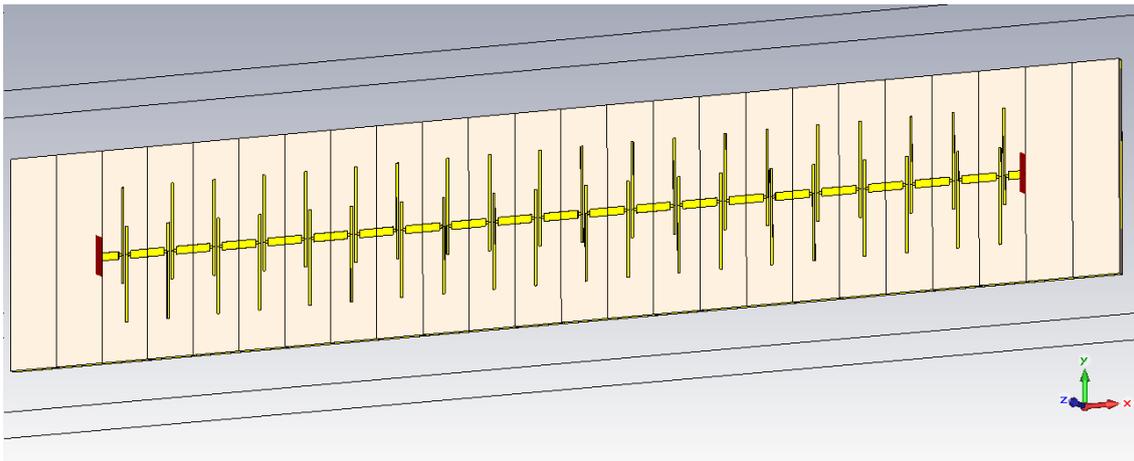


Figura 36. Layout de la estructura CRLH LW compuesta por 20 celdas unitarias idénticas.

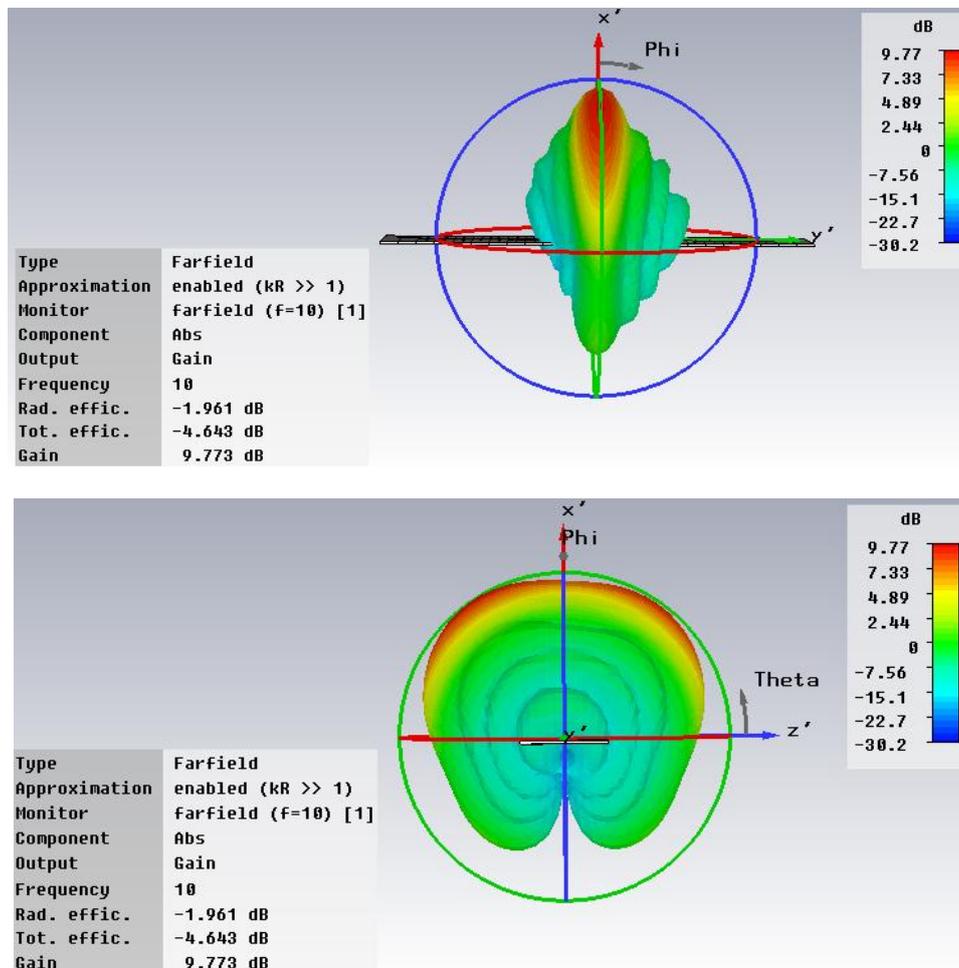


Figura 37. Diagrama de radiación 3D de la antena CRLH LW propuesta.

A) Plano E

B) Plano H

Capítulo 3: Antena CRLH LW Propuesta

La figura anterior muestra un diagrama de radiación correspondiente a una antena fan beam caracterizada por un diagrama de radiación con forma de abanico. Tal antena presenta como en la figura 37, un ancho de haz estrecho en el plano que contiene la dimensión larga de la antena y uno amplio correspondiente al de la dimensión estrecha de la misma, esto es en nuestro caso, el plano que contiene el vector de campo eléctrico y el vector de propagación, el plano E, y el plano que contiene el vector de campo magnético y el vector de propagación, el plano H.

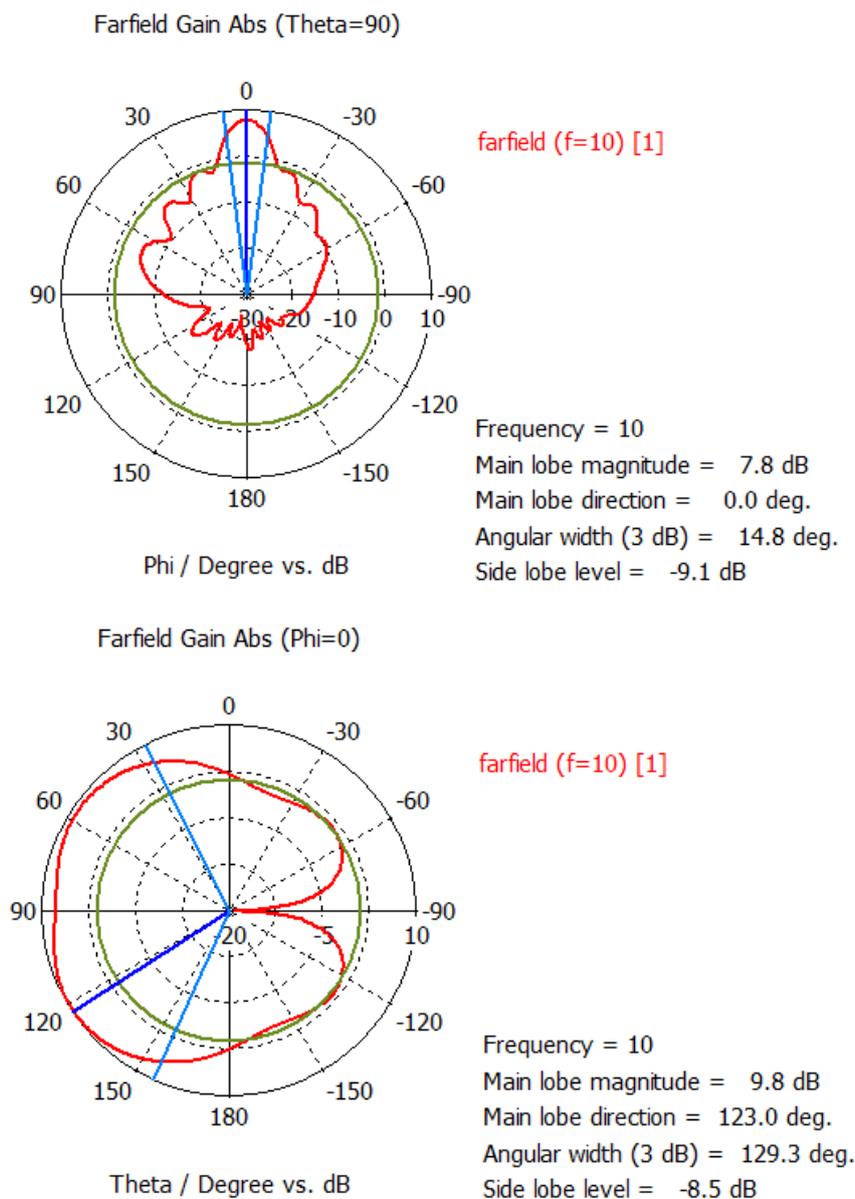


Figura 38. Diagrama de radiación.

(Arriba) Plano E

(Abajo) Plano H

Capítulo 3: Antena CRLH LW Propuesta

Como se puede observar tanto en la figura 37 como en la 38, en este caso sí que para 20 celdas, el comportamiento de la estructura es el esperado ya que presenta una mayor directividad, a la vez que logra la radiación en broadside a 10 GHz, como era de esperar.

Sin embargo, debido a que la antena no presenta ninguna asimetría sino que sus celdas unitarias presentan uniformidad, la antena estará caracterizada por una tasa de fuga constante a lo largo de la longitud de la antena, y como es característico de las antenas LW, se obtendrá una iluminación exponencial, caracterizada por un nivel de lóbulos secundarios grande (-9.1 dB), como se aprecia en la figura anterior.

A pesar de que la antena radia en broadside a la frecuencia de operación, el siguiente diagrama muestra que se produce un aumento de la reflexión precisamente alrededor de 10 GHz. Esto se debe a que es muy difícil encontrar un valor de parámetros tal que produzca un balanceo perfecto, lo que sumado a que en una estructura compuesta por un gran número de celdas se producen acoplamientos mutuos que pueden desviar las resonancias de la estructura completa, conlleva a la imperfección del mismo. Esto último puede observarse mediante los valores de los parámetros de reflexión para la frecuencia de operación.

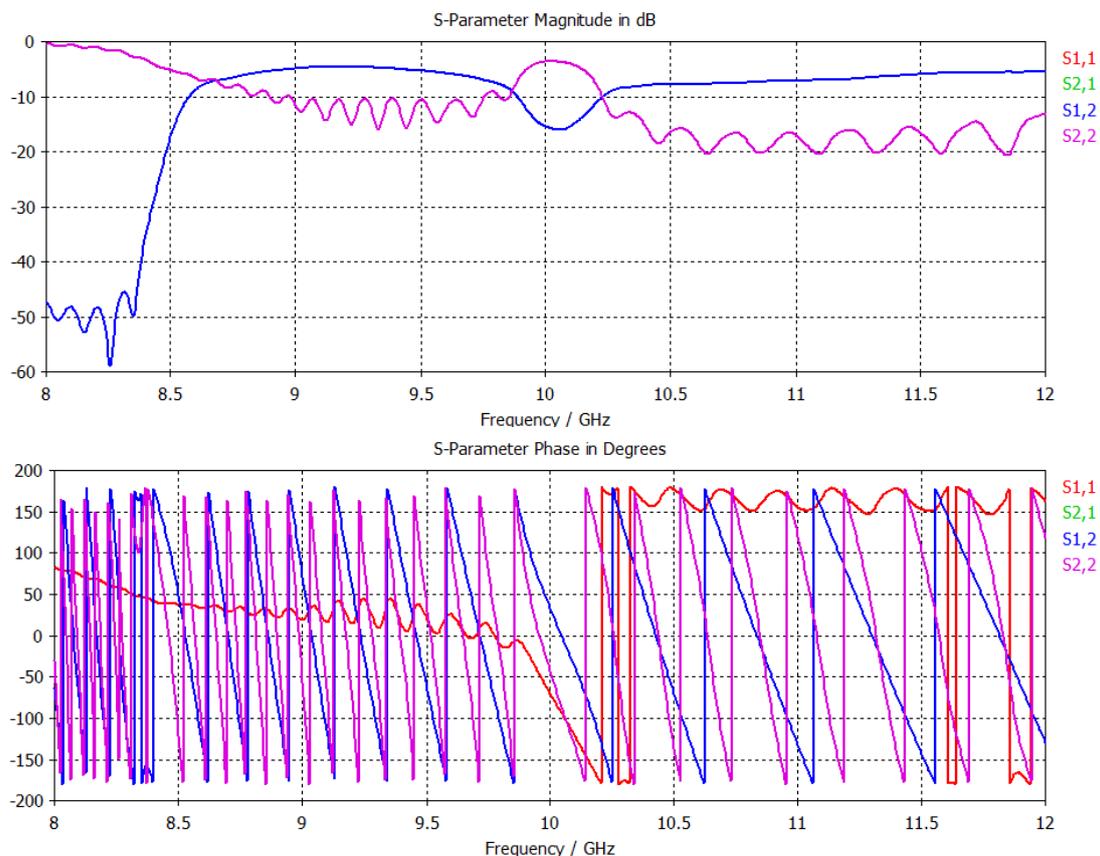


Figura 39. Parámetros S de la celda unitaria.

a)Magnitud b)Fase

Para mejorar el balanceo “teniendo en cuenta” el acoplo entre elementos, para así conseguir un mejor balanceado con estructuras compuestas por un número elevado de celdas unitarias, en [23] se consideró como celda CRLH una estructura constituida por 5 celdas unitarias idénticas, a las que se fue variando las dimensiones de sus elementos hasta conseguir el balanceo a la frecuencia de operación. En esta tesis se comprobó que el balanceo de tales celdas presenta una buena extrapolación a una estructura compuesta por un número elevado de ellas, por lo que se obtiene un buen modelado de los acoplos para conseguir el balanceo deseado al tener en cuenta 5 celdas unitarias.

Por otra parte, a partir de los datos obtenidos en la simulación de la estructura en CST-Studio, se comprueba con la siguiente gráfica realizada mediante Matlab cómo, variando la frecuencia, se puede obtener radiación backward (rojo), forward (azul) y broadside (negro).

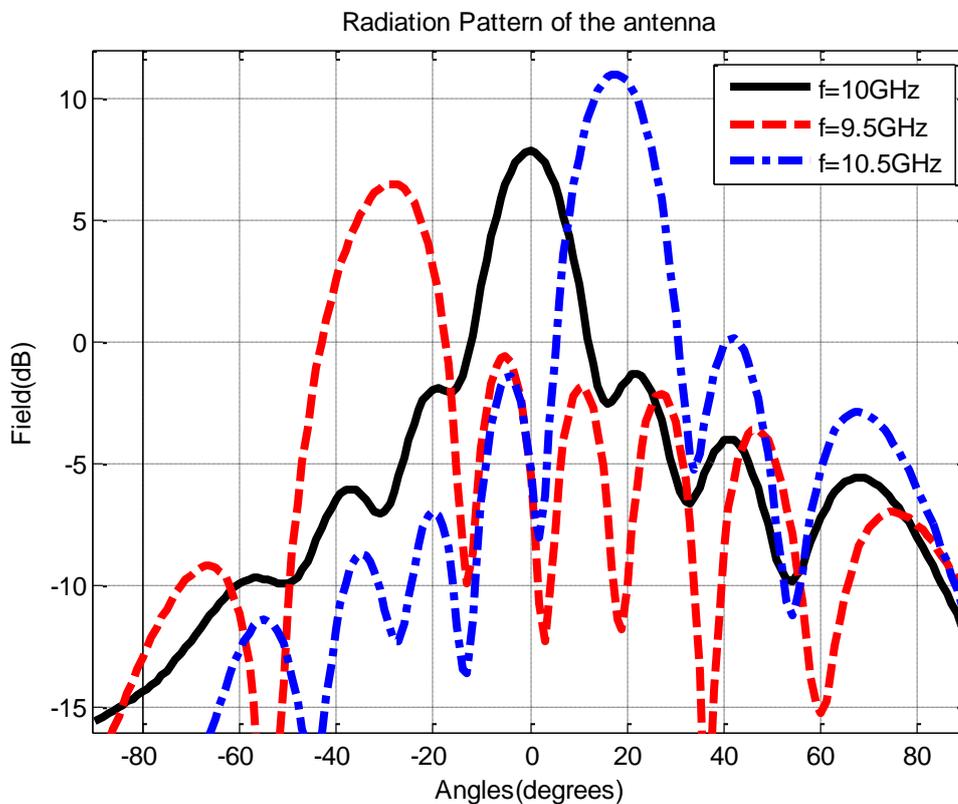


Figura 40. Diagrama de radiación de la estructura para tres frecuencias diferentes de operación.

Para comprobar que se obtienen resultados coherentes con respecto a las que cabría esperar al utilizar la celda unitaria de la sección anterior, se generó en Matlab la siguiente gráfica, que muestra el ángulo de apuntamiento esperado para cada frecuencia a partir de la constante de fase normalizada de la celda unitaria y por tanto, a partir de los parámetros de dispersión de la misma, (empleando para ello la expresión (2.7) del

capítulo 2) y donde aparecen superpuestos los valores del ángulo de apuntamiento procedentes de la simulación electromagnética de la estructura completa.

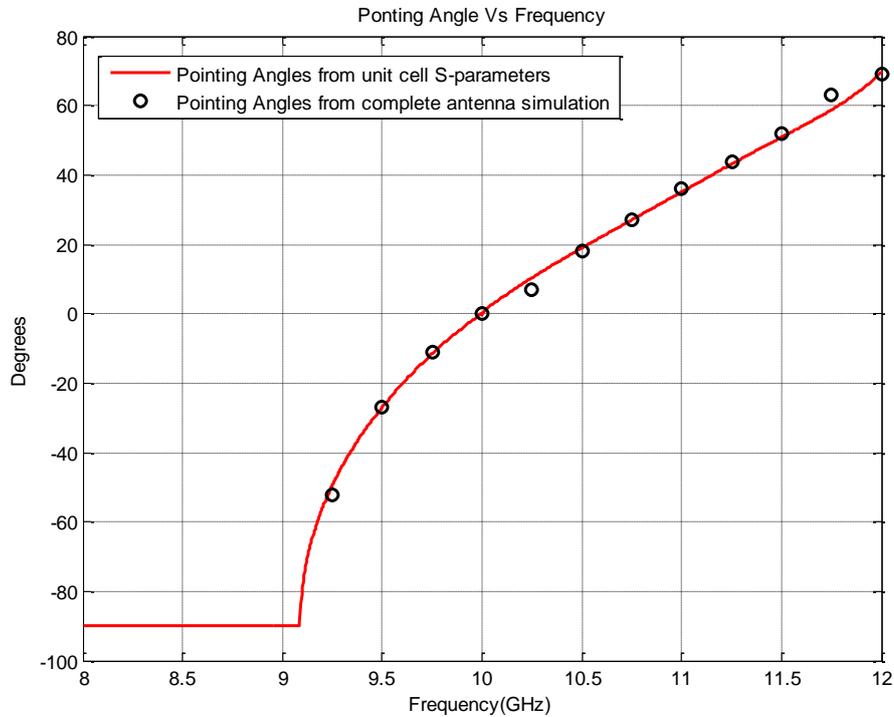


Figura 41. Representación los ángulos de apuntamiento en función de la frecuencia esperados para la antena CRLH LW a partir de los datos obtenidos en la simulación de una celda unitaria y los obtenidos mediante la simulación electromagnética de la estructura completa.

A partir de la figura anterior se puede concluir que se obtiene una buena estimación del ángulo de apuntamiento para la estructura completa, a partir de los parámetros de dispersión de la celda unitaria.

Además de esto, en las dos gráficas anteriores, se puede observar que el escaneo en backward es más rápido que en forward, ya que el rango de -90° a 0° se cubre en un menor rango de frecuencias que el rango angular forward (0° a 90°). Debido a esto, en la figura 40, no se obtienen ángulos de radiación simétricos respecto a broadside en 9.5 y 10.5 GHz.

Esto tiene una correspondencia directa con la constante de propagación normalizada de la celda unitaria que aparece en la parte superior de la figura 31, donde apreciamos que el intervalo frecuencial determinado por los valores de $\frac{\beta}{k_0}$ iguales a -1 y 0 (o lo que es lo mismo, un ángulo de apuntamiento backfire o broadside) es mucho menor (1 GHz) que

Capítulo 3: Antena CRLH LW Propuesta

el limitado por los valores de $\frac{\beta}{k_0}$ que se corresponden con una radiación broadside a endfire (más de 2 GHz).

Finalmente se calculó la eficiencia de radiación de la antena a partir de la ecuación (2.10) del capítulo anterior, introduciendo la longitud de nuestra antena, $\frac{L_A}{\lambda_0} \approx 3.8$, y la tasa de radiación normalizada en broadside, $\frac{\alpha_y}{k_0} \approx 0.04$ Nep/m, lo que da lugar a un muy buen porcentaje de potencia radiada a lo largo de la longitud de la antena del 85% aproximadamente.

4

CAPÍTULO

DISEÑO DE UNA

SUPERFICIE **S**ELECTIVA EN **F**RECUENCIA

4.1 Objetivos

El objetivo de este proyecto es reducir el nivel de lóbulos secundarios de la antena leaky-wave presentada en el capítulo anterior.

Como se describirá con mayor detalle en la siguiente sección, hay diversas técnicas para optimizar el patrón de radiación de cualquier tipo de antena.

En concreto, para conseguir el objetivo mencionado anteriormente, en este proyecto se situaría una lámina de cobre surcada por slots paralela a la antena y sobre ella a una determinada distancia, que se comportaría como una superficie parcialmente reflectante (PRS, “Partially Reflective Surface”) iluminada por la antena CRLH LW, que actuaría como una fuente de iluminación lineal de la misma.

Asimismo, se colocaría en la parte trasera de la antena una pantalla completamente reflectante.

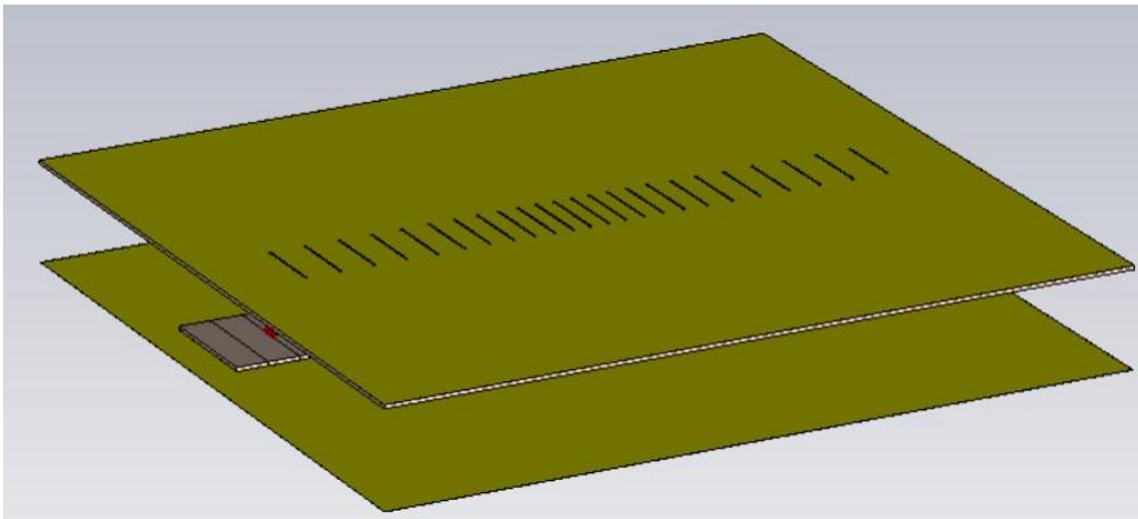


Figura 42. Ejemplo de una estructura compuesta por una lámina completamente reflectante situada detrás de una antena LW CRLH sobre la que se sitúa una PRS con slots posicionados de forma no uniforme (“unequally spaced slots”) desarrollada en [23].

Las dimensiones de los slots y su distribución en la PRS se diseñarían de forma no uniforme, es decir, se elegiría un determinado táper de los slots de la PRS, teniendo en cuenta sus dimensiones y localización, para conseguir una tasa de fuga variante que repercute en una distribución de campo sobre ésta tal que disminuya los lóbulos secundarios de la antena CRLH LW a la frecuencia de operación.

Para ello, siguiendo los pasos explicados en el capítulo anterior, se debe conseguir que la antena LW CRLH opere a su frecuencia de resonancia (en broadside) ya que cuando el campo eléctrico de la celda unitaria incide de forma perpendicular respecto a la parte estrecha de los slots, se excita una corriente magnética dentro de estos con una misma fase a lo largo de la estructura.

Como se observará en este capítulo, para conseguir este objetivo, se estudiará la PRS individualmente, sin ser alimentada por la antena LW CRLH, sino que será alimentada por un waveguide port que actúa como una fuente lineal.

Al no haber obtenido unos resultados satisfactorios en cuanto al diseño individual de la FSS se refiere, no se ha procedido a simular la respuesta de la estructura completa, que estaría además apantallada lateralmente para evitar pérdidas formando una cavidad Fabry-Perot y cuya optimización quedará propuesta en el apartado de líneas futuras.

4.2 Técnicas de Optimización de Diagramas de Radiación

En el capítulo anterior se realizó un análisis de la antena CRLH LW utilizada.

Como se pudo comprobar en los diagramas de radiación obtenidos, y tal como se esperaba, dicha antena presentaba un alto nivel de lóbulos secundarios debido a la configuración periódica de celdas CRLH que conforman la antena.

La tasa de radiación de la antena depende como es obvio, de la geometría de la apertura de la antena, de forma que si ésta es uniforme, como ocurre en nuestro caso, la tasa de radiación se mantendrá constante a lo largo de la longitud de la misma.

Dicha tasa de radiación constante, repercute en una amplitud de iluminación de la antena LW o CRLH LW (figura 23 sección 2.4.1) que decae exponencialmente con respecto a ésta, y que proporciona patrones de radiación con grandes niveles de lóbulos secundarios, lo que impide la aplicación de este tipo de antenas en aplicaciones que requieran de una alta directividad.

Si somos capaces de disminuir esta tasa de radiación constante, se podrá iluminar una mayor área de la antena, ya que se radiará una menor cantidad de potencia por unidad de longitud y, por tanto, la onda tendrá que recorrer una mayor longitud de la antena para radiar toda su potencia. Esto a su vez, produciría una longitud efectiva de antena mayor, y la antena presentaría, por tanto, una mayor directividad.

El problema que tiene este procedimiento es que la iluminación seguirá siendo de tipo exponencial, por lo que seguirá radiándose más potencia en las zonas de la antena cercanas a la fuente de alimentación, y además, se conseguirá que llegue más energía a los extremos de la estructura, favoreciendo el efecto negativo de la difracción en los bordes de la antena y produciéndose reflexiones indeseadas.

Una solución, para antenas LW, sería modificar la geometría de la apertura de la antena, esto es realizar un “taper”, de forma que se obtenga una tasa de radiación variable con la longitud de la estructura, que dé lugar a una iluminación mayor en el centro de la LWA y la reduzca lo máximo que sea posible en los extremos de ésta. De esta forma se consigue reducir la difracción de bordes, y con ello, reducir los lóbulos laterales del diagrama de radiación de la antena.

Asimismo, habría que conseguir coherencia de los haces radiados, de forma que, aparte de realizar una determinada variación de α para actuar sobre la amplitud de los campos radiados y conseguir un menor nivel de lóbulos laterales, se lograra mantener constante la constante de fase, β , y con ello el ángulo de apuntamiento.

Por tanto, es sumamente importante cuando se quiere optimizar el patrón de radiación de una antena LW, elegir técnicas que permitan modificar independientemente α y β .

Para este fin, en décadas recientes se han propuesto diferentes estructuras para diseñar antenas con diagramas de radiación optimizados.

Debido a que la tasa de radiación depende directamente de la geometría de la apertura de la antena LW, a lo largo de los años se han propuesto numerosas modificaciones de ésta para mejorar y controlar su radiación.

Por ejemplo, para controlar el diagrama de radiación antenas LW basadas en guía de onda cerrada, se introducían asimetrías para hacer radiar el modo slow-wave. En estos casos, la tasa de fuga está controlada por el grado de asimetría introducido en la guía de onda, mientras que la constante de fase leaky se ajustaba mediante el cambio de las dimensiones de la sección transversal de la guía.

En [10] se mencionan diferentes tipos de estas LWAs diseñadas con cavidades vacías en las que se introducían modificaciones de forma asimétrica en la guía para inducir y controlar su radiación.

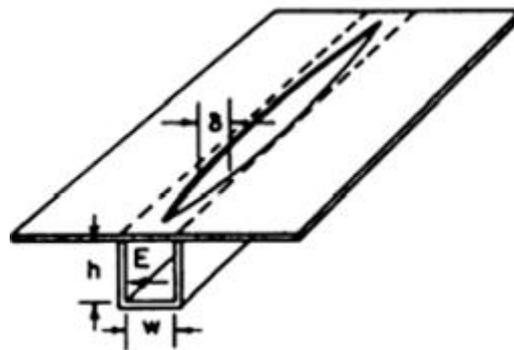


Figura 43. Antena leaky-wave basada en una guía de onda cerrada con un diseño “taper” de su apertura.

En este ejemplo concreto, se comprobó que $\frac{\beta}{k_0}$ podía controlarse principalmente mediante variaciones en “h”, mientras que $\frac{\alpha}{k_0}$ dependía fundamentalmente de la dimensión δ , lo que concuerda con lo anteriormente dicho.

La modificación o diseño “taper” de este tipo de antenas LW basadas en tecnología de guía de onda, para controlar la tasa de radiación de la antena y sintetizar, por tanto, un determinado patrón de radiación, es caro y difícil, debido a que la robustez de la guía implica procesos de mecanizado que encarecen y complican la fabricación de la antena.

Posteriormente, con la introducción de antenas LW en tecnología híbrida [24] para su aplicación en la banda de ondas milimétricas, que combinan guía de onda dieléctrica con circuitos impresos, se simplificaba este proceso, ya que se demostró [25], que mediante las modificación de las dimensiones del circuito impreso se podía controlar de forma simple la constante de fase y la tasa de fuga leaky, evitando la modificación mecánica de las LWAs basadas en guías de onda.

Sin embargo, el uso de guías de ondas dieléctricas traía consigo grandes pérdidas y un mayor coste con respecto a las LWAs construidas en guías de onda vacías.

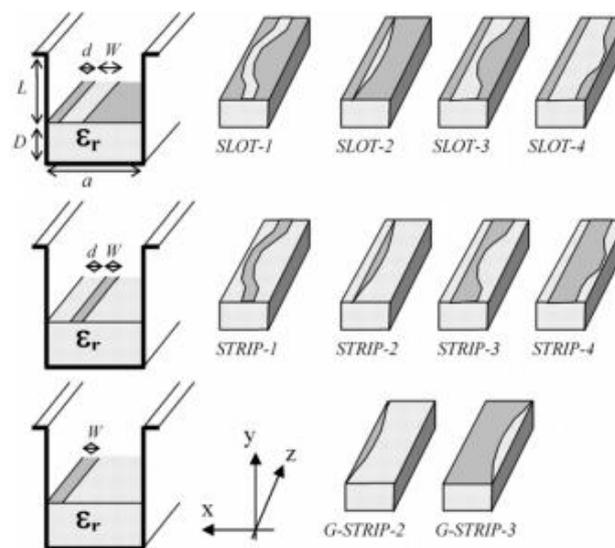


Figura 44. LWAs en tecnología híbrida [24] con diferentes técnicas de taper consistentes en modular la anchura y la posición de sus strips o slots.

Por otra parte, en 1950, Giswalt Von Trentini [26], propuso una técnica diferente para conseguir diagramas más directivos.

En este trabajo, el autor consideró una estructura consistente en una fuente radiante localizada sobre o en un plano de masa PEC (“Perfect Electric Conductor”, o conductor eléctrico perfecto), sobre el que se sitúa una lámina parcialmente reflectante (PRS, “Partially Reflecting Surface”) a una distancia “l”.

Von Trentini demostró que mediante esta estructura y las múltiples reflexiones producidas entre la lámina y la pantalla, se producía una mejora en la iluminación y en la directividad, consiguiendo por tanto un incremento de la ganancia de la antena.

Eso sí, para conseguir esto, había que ajustar la distancia entre ambos planos de forma que los rayos parciales transmitidos a través de la lámina al espacio tuvieran fases iguales en la dirección normal.

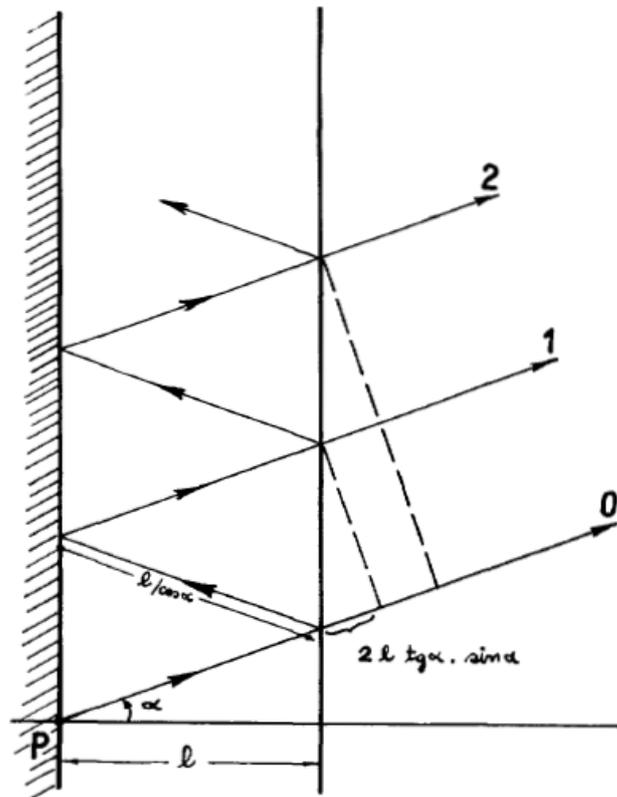


Figura 45. Principio de operación de la antena PRS, donde se observan las múltiples reflexiones entre la pantalla y la lámina.

Como se puede observar en la figura anterior, la fuente está localizada en un punto P, en o sobre la pantalla, con un patrón de radiación $E_0(\alpha)$.

Asumiendo que el coeficiente de reflexión de la PRS es $\Gamma = \rho \cdot e^{j\psi}$, el patrón de potencia será:

$$S(\alpha) = \frac{|E_0(\alpha)|^2}{\eta} \cdot G_e(\alpha), \quad (4.1)$$

Donde η es la impedancia característica del espacio libre, y $G_e(\alpha)$ es la ganancia extra obtenida como resultado de la suma de los rayos parciales transmitidos, mostrados en la figura anterior.

Esta ganancia extra tiene la siguiente expresión:

$$G_e(\alpha) = \frac{1 - \rho^2}{1 + \rho^2 - 2\rho \cos\left(\psi - \pi - \frac{4\pi l}{\lambda} \cos(\alpha)\right)}, \quad (4.2)$$

Siendo λ la longitud de onda de trabajo.

Dicha ecuación muestra que la ganancia extra depende del coeficiente de reflexión de la PRS, así como de la distancia entre los planos y el ángulo de incidencia.

Para un ángulo de incidencia, $\alpha = 0^\circ$, la máxima potencia se obtiene cuando se cumple la siguiente condición de fase:

$$\psi - \pi - \frac{4\pi l}{\lambda} = 0, \quad (4.3)$$

Y por tanto, la ecuación que determina la distancia de resonancia l_r de la lámina es:

$$l_r = \left(\frac{\psi_0}{360} - 0.5\right) \frac{\lambda}{2} + N \frac{\lambda}{2}, \quad (4.4)$$

Con ψ_0 expresado en grados y $N=0, 1, 2, 3$, etc.

Por lo tanto, a partir de lo anterior, Von Trentini demostró que mediante una antena formada por una pantalla reflectante y una PRS, se puede conseguir un diagrama de radiación dotado con una mayor directividad y ganancia que depende del coeficiente de reflexión de la PRS y de la distancia de separación entre ambos planos.

En este artículo, además, se mencionan dos posibilidades para mejorar las características de radiación de este tipo de estructuras.

La primera consiste en conseguir una distribución de amplitud de la PRS que produzca el diagrama de radiación deseado. Debido a que la distribución de amplitud de la lámina está influenciada por el factor de reflexión, se puede elegir un taper determinado de la PRS que de cómo consecuencia la iluminación deseada.

La segunda opción tiene que ver con la radiación lateral que se produce en este tipo de estructuras. Dicha radiación lateral puede reducirse o eliminarse por completo apantallando los laterales de la antena con superficies metálicas. Así, se produce una cavidad excitada mediante la antena que queda en su interior, y que radia a través de la PRS. Con este tipo de estructura hay que tener en cuenta que el número de modos excitados en la cavidad dependerán de la naturaleza y la ubicación de la fuente de excitación y de las dimensiones de la cavidad.

Cabe destacar en este sentido, el trabajo en 2001 de Feresidis y Vardaxoglu [27], que presentaron una versión mejorada de la antena de Von Trentini, asumiendo una estructura de longitud infinita compuesta por una PRS alimentada por una guía de onda rectangular incorporada al plano de masa.

Siguiendo la teoría de rayos de Von Trentini, optimizaron la estructura de este autor, al darse cuenta de que la antena tendría un mayor ancho de banda si la fase de su PRS incrementara linealmente con la frecuencia, ya que de esta manera se compensaba la longitud del camino que estos rayos debían recorrer (o equivalentemente, el cambio de espesor eléctrico de la capa dieléctrica).

Por lo tanto, basándose en esta premisa, investigaron PRSs constituidas por distintos tipos de elementos, como dipolos cruzados, parches, anillos, etc, y demostraron que las estructuras con slots y parches, especialmente cuando dichos elementos estaban muy cercanos entre sí, presentaban una menor variación del haz con la frecuencia.

Un ejemplo de una antena LW cargada por una PRS, se encuentra en [28], donde M. García-Vigueras, J. L. Gómez-Tornero, et al., optimizaron el diagrama de radiación de esta antena leaky-wave unidimensional de tipo híbrido cuya estructura consiste en una guía metálica rectangular abierta en la que se introduce una FSS (“Superficie Selectiva en Frecuencia”) formada por dipolos, formando una cavidad Fabry-Perot en la que se crean y propagan ondas leaky.

Esta antena presenta la principal ventaja de la utilización de la tecnología híbrida como sucede con estructuras como la de la figura 44, ya que el “taper” se puede realizar de forma flexible debido a que la FSS impresa es la responsable de la radiación, y además presenta menores pérdidas dieléctricas al utilizarse una guía de onda vacía.

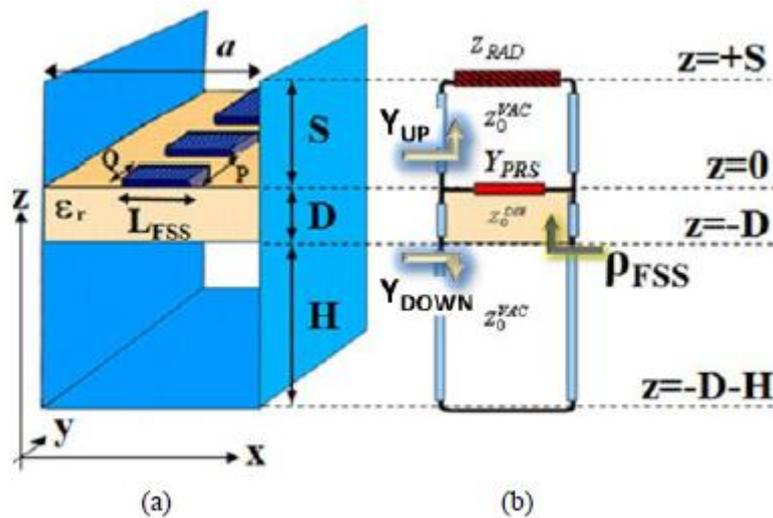


Figura 46. a) Antena LW Fabry-Peror unidimensional
b) Red equivalente transversa de la estructura

Debido a que la transparencia de la FSS controla la cantidad de energía que llega a la apertura superior de la antena y, por lo tanto, determina la tasa de radiación del modo leaky, $(\frac{\alpha_y}{k_0})$, para variar la tasa de radiación y obtener una distribución de amplitud que

origene un diagrama de radiación de reducidos lóbulos secundarios, se realizó una modificación de la longitud de los dipolos, ya que como se demostró la longitud de estos determina la transparencia de la FSS y por tanto, pueden controlar de forma flexible la tasa de radiación de la antena.

En este estudio se analizó la estructura mediante una herramienta modal basada en el TEN de la Figura 46 b). En dicho esquema, la FSS se modeló mediante la admitancia equivalente $Y_{PRS}(k_y, L_{FSS})$ obtenida con el método de identificación de polos y ceros descrito en [29] mientras que la admitancia Z_{RAD} modela la apertura superior de la antena a través de las expresiones desarrolladas por Marcuvitz en [30].

A una frecuencia concreta, la constante de propagación de los modos *leaky* por la estructura (k_y) se puede obtener resolviendo la siguiente ecuación de resonancia transversa (Transverse Resonance Equation, TRE) asociada al TEN de la Fig.46 b) [31]:

$$Y_{DOWN}(k_y) + Y_{UP}(k_y) + Y_{PRS}(k_y, L_{FSS}) = 0 \quad (4.5)$$

Los resultados de la ecuación anterior, demuestran que modificando L_{FSS} se puede controlar de forma flexible la tasa de radiación de la antena $\frac{\alpha_y}{k_0}$.

Para realizar el taper de la estructura, correspondiente a una determinada iluminación se utiliza la siguiente fórmula, donde $\alpha(y_0)$ es la tasa de radiación en cada punto y_0 de la antena y $M(y)$ es la iluminación deseada:

$$\alpha(y_0) = \frac{1}{2} \cdot \frac{|M(y_0)|^2}{\frac{1}{\eta} \int_{y=0}^{y=L_a} |M(y)|^2 \partial y - \int_{y=0}^{y=y_0} |M(y)|^2 \partial y} \quad (4.6)$$

A continuación se aplica esta variación necesaria de $\frac{\alpha_y}{k_0}$ a lo largo de la longitud de la estructura junto con la correspondiente variación de L_{FSS} determinada por la relación entre $\frac{\alpha_y}{k_0}$ y L_{FSS} obtenida en la resolución de (4.5).

Así se obtiene una determinada distribución de la longitud de los dipolos resonantes de la FSS que se traducen en la iluminación requerida.

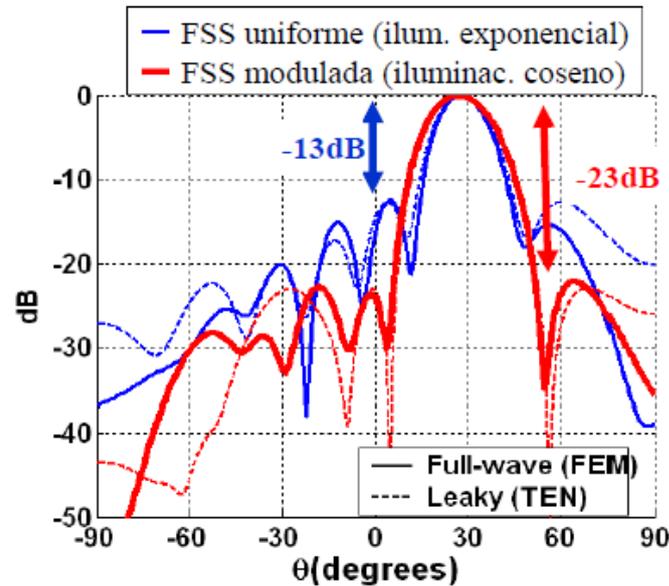


Figura 47. Comparación entre la antena de la figura 46 con una FSS uniforme y modulada, donde se observa una caída en el nivel de lóbulos secundarios de unos 10 dB.

Por tanto, en este trabajo, se demostró que modificando de forma apropiada las longitudes de los dipolos de la FSS se podía obtener una tasa de fuga no uniforme que derivaba en una mejor iluminación. Los patrones de radiación experimentaban por tanto un menor nivel de lóbulos secundarios cuando se conseguían iluminaciones tipo coseno, coseno cuadrado, etc.

Sin embargo, este diseño presenta un problema grave, ya que al aplicar diseños no uniformes de las longitudes de los dipolos para reducir el SLL de la estructura, se producían variaciones del ángulo de apuntamiento de la LWA a lo largo de su longitud, produciéndose una aberración de fase.

De esta forma, si no se mantiene constante el ángulo de apuntamiento, los dipolos de diferentes longitudes de la PRS radiarán en diferentes direcciones, provocando un ensanchamiento del lóbulo principal y por tanto una pérdida de directividad.

Para encontrar una técnica que permita realizar un “taper” de la tasa de fuga a la vez que se mantiene constante el ángulo de apuntamiento, los autores desarrollaron en [32] una nueva estructura basada en la de la figura 46.

Esta antena se basa en una guía de onda de placas paralelas cargada con dos circuitos impresos consistentes en un array de dipolos impresos conformando una cavidad Fabry-Perot cuya altura, “H”, determina la frecuencia de operación de la antena, como muestra la siguiente figura:

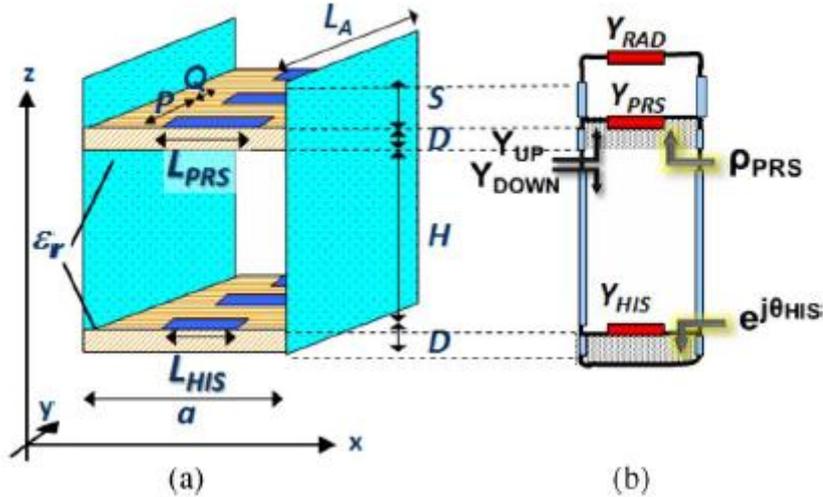


Figura 48. Estructura desarrollada en [32] compuesta por una guía de onda cargada con dos circuitos impresos constituídos por arrays de dipolos.

El circuito impreso superior actúa como una superficie parcialmente reflectante (PRS) mientras que el inferior conectado a masa se comporta como una superficie de alta impedancia (HIS).

En este estudio se verificó que para esta estructura también se podía controlar la tasa de fuga variando la longitud de los dipolos de la PRS (L_{PRS}), aunque el ángulo de apuntamiento también se veía alterado.

Sin embargo, la HIS permitía modificar la altura efectiva de la cavidad resonante formada por los dos circuitos impresos, la cual afectaba muy significativamente a las curvas de dispersión del modo excitado, permitiendo el control del ángulo de apuntamiento a una determinada frecuencia. Asimismo, cabe recordar que conforme aumenta el ángulo de apuntamiento, la correspondiente tasa de fuga disminuye.

Teniendo en cuenta que variando L_{PRS} y L_{HIS} se podía modificar la tasa de fuga y el ángulo de apuntamiento, en [33] se desarrolló un método que permitía diseñar una antena basada en esta misma estructura con un determinado ángulo de apuntamiento, ancho de haz y eficiencia de radiación.

Este método consiste en la solución numérica de las dos siguientes ecuaciones extraídas de la TEN de la figura 48. b), y que proporcionan las dimensiones de L_{PRS} y L_{HIS} que proporcionan el deseado vector leaky de número de onda:

$$|\rho_{PRS}(L_{PRS})| = e^{-2H\alpha_z} \quad (4.7)$$

$$\theta_{HIS}(L_{HIS}) = 2H\beta_z - \theta_{PRS}(L_{PRS}) \quad (4.8)$$

Donde α_z y β_z se relacionan con el vector de onda longitudinal mediante:

$$k_z = \sqrt{k_0^2 - (\beta_y - j\alpha_y)^2} = \beta_z + j\alpha_z \quad (m^{-1}) \quad (4.9)$$

Por tanto, se parte de parámetros de diseño previamente especificados, como k_y y H , por lo que se puede conocer directamente el valor de $e^{-2H\alpha_z}$ y $2H\beta_z$ por (4.9), y mediante simulaciones full-wave del ρ_{PRS} para diferentes L_{PRS} , el valor L_{PRS} para el que se cumple (4.7). Una vez conocida esta L_{PRS} se puede simular θ_{PRS} para esta longitud, lo que unido al conocido valor de $2H\beta_z$, y simulando θ_{HIS} , da la deseada longitud L_{HIS} que cumple las especificaciones de diseño de nuestra antena.

Para realizar el taper de la tasa de fuga que de lugar a iluminaciones que repercutan en un bajo SLL, como las mencionadas anteriormente, coseno, coseno cuadrado, etc., se utilizará la misma ecuación que en [28] (4.6).

Esta ecuación especifica la tasa de fuga, α_y , a lo largo de la longitud de la antena, por lo que fijando el θ_{RAD} requerido, se sabrá la β_y correspondiente, teniéndose todos los datos necesarios para aplicar el método anterior a cada valor de α_y a lo largo de la longitud de la antena para una β_y fija.

De tal forma la modulación de L_{HIS} sirve para contrarrestar la aberración de fase producida por la de L_{PRS} , que controla α alterando β .

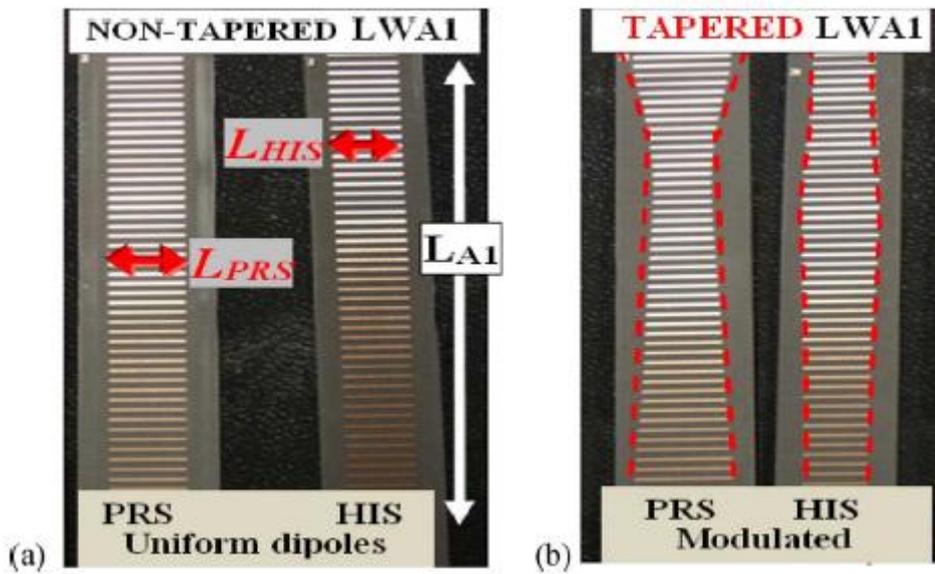


Figura 49. PRS y HIS fabricados. A) Sin Táper. B) Con Táper.

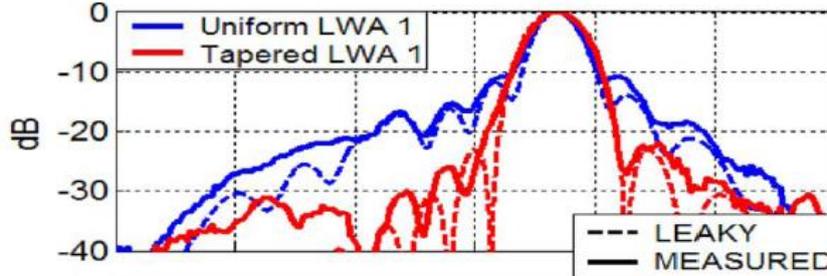


Figura 50. Diagrama de radiación simulado y medido de la misma antena con táper de L_{HIS} y L_{PRS} y sin taper.

Capítulo 4: Diseño de una Superficie Selectiva en Frecuencia

En esta última figura se comprueba cómo, mediante esta técnica, se puede conseguir una magnífica reducción del SLL de una antena sin que se produzca aberración de fase.

El enfoque es diferente para un array tanto LW como CRLH LW.

Como se menciona en [34], el campo total de cualquier array puede determinarse sumando las contribuciones al campo total de cada elemento individual que lo forma si se tiene en cuenta un acoplo despreciable entre los mismos.

Debido a que en la realidad, existen acoplos entre los elementos y éste depende de la separación entre estos, para conseguir patrones muy directivos o con reducidos lóbulos secundarios, es necesario que los campos procedentes por los elementos individuales del array se interfieran constructivamente en las direcciones deseadas y destructivamente en el espacio restante.

C. A. Balanis, menciona diferentes estrategias para conseguir lo anterior, y así dar forma al patrón completo del array y lograr la reducción de lóbulos secundarios de la estructura, entre las que se encuentran la variación de la amplitud y/o fase de la excitación de los elementos individuales y del espaciado entre éstos.

La elección de la primera opción trae consigo una mayor complejidad de la estructura, debido a que será necesario desplegar un sistema de alimentación que aporte diferentes amplitudes o fases de excitación a cada elemento individual para que se obtenga la requerida amplitud o fase de excitación global.

La segunda opción consiste en variar la distancia de separación de los elementos que constituyen el array ya sea fijando un determinado valor constante (espaciado uniforme), o aplicando un espaciado no uniforme a los mismos, acorde con una determinada función de distribución.

Hace algunas décadas, los arrays de antenas siempre conllevaban de forma implícita el espaciado uniforme de sus elementos.

Esto se debía a que dichos arrays eran los únicos que podían ser tratados mediante los métodos convencionales basados en polinomios, como el método de Schelkunoff [35] y el Dolph-Tchebyscheff.

Sin embargo, posteriormente, numerosos estudios se han enfocado en el análisis y síntesis de arrays de antenas cuyos elementos presentan un espaciado no uniforme, debido a las ventajas que tienen estos arrays sobre los de espaciado uniforme, como el poder establecer el SLL de una agrupación con distribución de corriente uniforme a un valor deseado y no al prefijado de -13.4 dB, o conseguir una gran directividad en el patrón de radiación mediante un número mucho menor de elementos que en el caso uniforme.

En este sentido destacan los trabajos de Unz et al. [36] al ser los primeros en introducir arrays lineales con elementos distribuidos de forma no uniforme aplicando un método matricial; el método perturbacional de Harrington [37] para reducir los lóbulos secundarios de arrays lineales utilizando espaciado desigual; diferentes métodos

integrales propuestos por entre otros por Maffet [38], Lo [39], Yen and Chow, etc.; o el extenso trabajo numérico realizado por Andreasen [40] mediante técnicas informáticas analógicas y digitales para mostrar y analizar las diferentes posibilidades de arrays con espaciado no uniforme, entre otros.

A pesar de que en años anteriores a 1962, se había demostrado la utilidad de los arrays con elementos espaciados de forma no uniforme y se habían realizado un gran número de investigaciones respecto a estas estructuras, no es hasta ese año, cuando A. Ishimaru [41][42] propone fórmulas de diseño concretas para conseguir tales arrays.

Ishimaru consiguió lo que hasta entonces nadie había conseguido, esto es, conseguir una expresión para el patrón de radiación completo de la estructura, ya que los anteriores investigadores no habían sido capaces de dotar de forma analítica al diagrama de radiación en las regiones de los haces secundarios.

Este método, basado en el uso de la fórmula de Poisson y en la introducción de una nueva función, la función de posición de fuente (“Source Position Function”), permite convertir el patrón de radiación de la antena en una serie de integrales, cada una de las cuales es equivalente a la radiación de una distribución de fuente continua cuya distribución de amplitud y fase exhibe claramente los efectos del espaciado desigual.

De esta forma, Ishimaru proporcionó una expresión analítica mediante la cual se puede determinar la localización exacta de cada elemento para producir unas características de radiación predeterminadas.

Además de esto, dicho método es efectivo para el tratamiento de arrays con un número grande de elementos y arrays de espaciado desigual tanto en superficies lineales como en superficies curvas, lo cual no es posible con los métodos polinómicos mencionados al inicio del capítulo, únicamente válidos para arrays de espaciado uniforme y con un cómputo que se va haciendo más y más laborioso conforme aumenta el número de elementos del array.

En cuanto a antenas CRLH LW fabricadas en tecnología microstrip, la variación uniforme o no uniforme del espaciado entre los elementos del array, es vista como la variación de la longitud de las celdas unitarias que componen la antena.

El problema de esta opción para antenas LW basadas en celdas unitarias CRLH, es que dichas celdas unitarias de longitud variable, tienen que estar diseñadas y balanceadas para exhibir el fenómeno de longitud de onda infinita a la misma frecuencia, y por tanto, representar una estructura continua para las ondas electromagnéticas a pesar de su no periodicidad.

Por tanto, el proceso se complica, puesto que no será posible realizar un único proceso de balanceado como el realizado en el capítulo anterior para celdas equiespaciadas o, lo que es lo mismo, celdas con las mismas dimensiones, sino que habrá que realizar un proceso de balanceado para cada celda de diferentes dimensiones.

La bondad del espaciado no uniforme aplicado al tipo de antenas objeto de estudio en este proyecto se muestra en estudios como [43].

En este artículo, se parte de la CRLH LWA uniforme, esto es, formada por un número determinado de celdas unitarias idénticas, mostrada en la siguiente figura:

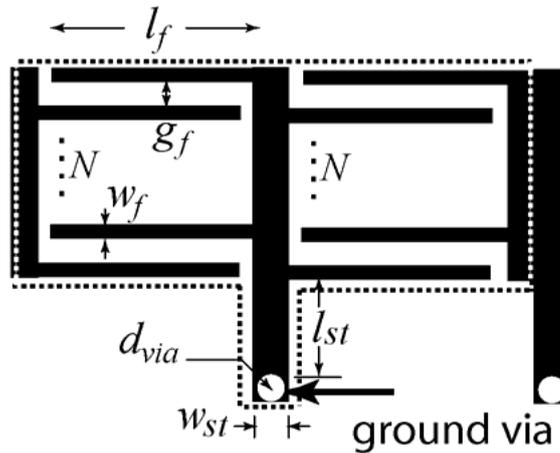


Figura 51. Layout de la celda unitaria simétrica implementada mediante stubs interdigitales que conforman la estructura CRLH TL estudiada en [43].

Partiendo de una CRLH LWA conformada por 12 celdas idénticas como la mostrada en la figura anterior, con unos ciertos valores prefijados para sus parámetros geométricos y la frecuencia de operación, se realiza una simulación full-wave, almacenando en Matlab el valor de dichas incógnitas junto con los datos obtenidos en la simulación de los parámetros S, el ángulo de apuntamiento y el SLL. Así una vez obtenidos estos datos, se utiliza un algoritmo en Matlab que aplica una cierta mutación a los parámetros geométricos de forma que se inicializan las incógnitas según estos nuevos valores obtenidos y se repite la simulación. De esta forma, se comparan los resultados obtenidos con los iniciales, mediante unas determinadas funciones de evaluación que tienen en cuenta parámetros tan importantes el balanceo de la estructura a la frecuencia de operación, y el SLL en dicha frecuencia, por lo que el proceso sigue hasta obtener un valor de parámetros tal que mejore las características del diseño uniforme.

De esta forma, se consiguió el siguiente diseño no uniforme de las celdas unitarias que conforman la estructura CRLH LW, que conseguía reducir el SLL del diseño uniforme en unos 8 dBs:

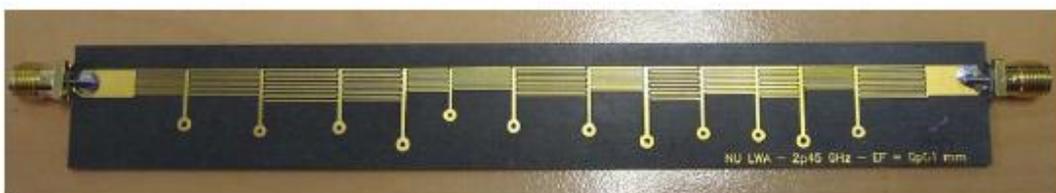


Figura 52. Antena CRLH LW con diseño no uniforme de sus celdas unitarias desarrollada en [43].

A pesar de haber obtenido buenos resultados en cuanto a reducción del SLL se refiere, los algoritmos empleados presentan un diseño muy complejo, y tiempo de cómputo muy elevados, consumiendo asimismo, grandes recursos de almacenamiento.

También recientemente, en [23] se utilizaron diferentes antenas CRLH LW en tecnología microstrip, entre las que se encuentra la utilizada en este proyecto, y a las que se aplicó un diseño no uniforme de la longitud de sus celdas para mejorar las características de radiación de la estructura.

En este caso no se desarrolló ningún algoritmo de optimización, sino que se utilizaron diferentes funciones de distribución no uniforme desarrollados en estudios anteriores para el espaciado de elementos de arrays, tales como la función de distribución sinusoidal, la distribución de espaciado discreto no uniforme (“Discrete Non Uniform Spacing Distribution”) y la distribución de espaciado no uniforme basada en la distribución trapezoidal inversa (“Non Uniform spacing based on Inverse Trapezoidal Distribution”) para calcular el espaciado de las celdas unitarias de la antena.

En concreto, la función de distribución sinusoidal no uniforme, fue descrita por Ishimaru et al. en [42] y se caracteriza por una mayor densidad de celdas conforme nos acercamos al centro o a los extremos en función de la elección de los parámetros de la función de distribución, esto es, una tasa de radiación mayor en el centro y menor en los extremos para minimizar el efecto de bordes.

Por otra parte, la distribución de espaciado discreto no uniforme fue propuesta por Petri Jarske et al. [44], donde los espaciados de las celdas unitarias bajo esta distribución son múltiplos enteros de un cierto espaciado constante al que se le suma una cantidad fija a convenir.

Finalmente, en la distribución de espaciado no uniforme basada en la distribución trapezoidal inversa (“Non Uniform spacing based on Inverse Trapezoidal Distribution”) el espaciado de las celdas unitarias va disminuyendo desde el extremo de excitación hasta el centro, cerca del cual el espaciado es constante, para después aumentar conforme se llega al extremo final de la estructura.

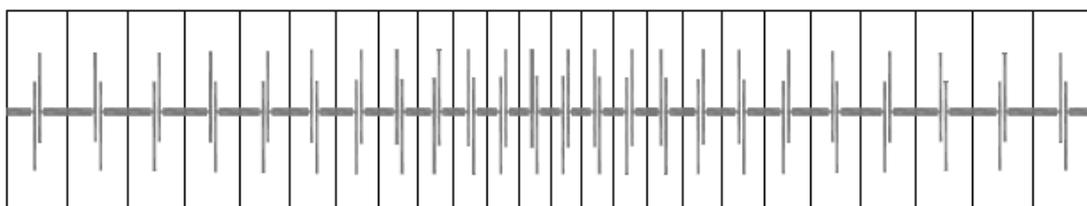


Figura 53. Muestra de una de las configuraciones de la antena CRLH LW no uniforme utilizada en [23] correspondiente a la distribución sinusoidal.

Además de lo anterior, a las distintas configuraciones de CRLH LWA con espaciado no uniforme se les superpone de forma paralela a la antena en su campo lejano una FSS cuyos slots rectangulares siguen la misma distribución que las celdas de la antena que sirve como alimentación a dicha estructura. Asimismo, se localiza en la parte trasera de la antena, un reflector metálico para evitar radiaciones en sentido opuesto al requerido.

Bajo esta configuración se concluyó que la estructura presentaba una menor polarización cruzada y radiación backward, así como una menor tasa de radiación por unidad de longitud junto con el menor nivel de lóbulos secundarios obtenido al utilizar el espaciado no uniforme de las celdas unitarias y los respectivos slots.

A pesar de esto, no se pudieron obtener grandes reducciones de SLL (la máxima conseguida fue de 3 dBs para un espaciado no uniforme siguiendo la función de distribución sinusoidal), ya que aún incorporando la PRS y la pantalla reflectante en la parte trasera de la antenna, no se pudo conseguir una iluminación lo suficientemente débil en los extremos la lámina parcialmente reflectante como para conseguir disminuir significativamente el efecto de difracción de bordes.

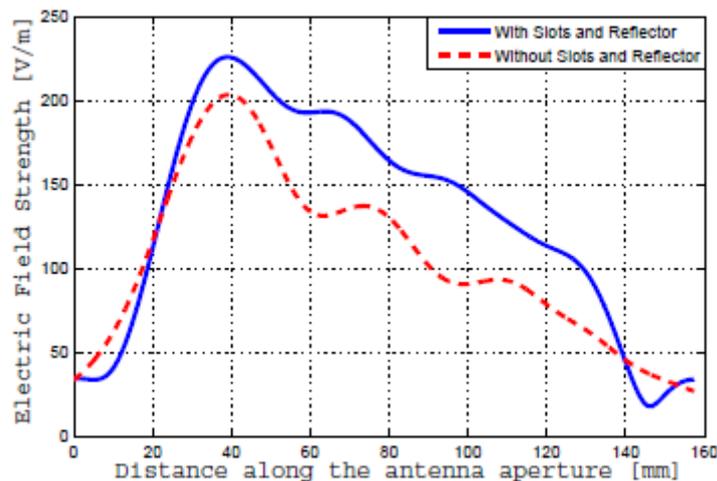


Figura 54. Comparación de la componente tangencial de la distribución del campo eléctrico en campo lejano a lo largo de la apertura de la antenna con y sin PRS y pantalla reflectora para una distribución de slots de la PRS y celdas unitarias no uniforme siguiendo la distribución sinusoidal desarrollada en [42].

Como se puede comprobar, para un diseño no uniforme de slots y celdas unitarias, (así como para un diseño uniforme de los mismos) se consiguió disminuir la tasa de radiación, por lo que observamos una caída menos pronunciada del campo eléctrico radiado a lo largo de la longitud de la antenna. Sin embargo, observamos que no se ha conseguido obtener una distribución de campo eléctrico con transiciones suaves entre sus valores mínimos en los extremos y máximos en el centro de la antenna, lo que impedirá obtener una buena reducción del SLL debido a la alta difracción en los bordes.

En nuestro proyecto, como se mencionó en la sección 4.1, la técnica utilizada para la reducción del SLL de la antenna de espaciado uniforme utilizada en el capítulo 3, consistiría en añadir sobre la misma, una PRS, así como una pantalla completamente reflectante en su parte trasera.

Al contrario que en [23] no se realizará un diseño no uniforme de las celdas unitarias para realizar el “tapering” de la antenna, sino que este diseño no uniforme se aplicará a los slots que conforman la PRS.

Para esto, como sucede con la estructura de M. G. Vigueras et al. en [33], se debería tener en cuenta la altura efectiva de la cavidad Fabry-Pérot resultante, para contrarrestar la aberración de fase introducida por el diseño no uniforme de los slots de la PRS.

De esta forma, el objetivo sería conseguir una distribución de los slots que, al ser iluminada de forma exponencial por la antena CRLH LW, asegurara una radiación débil en los extremos de la FSS que fuera aumentando de forma suave conforme nos acercáramos al centro de la misma, a fin de obtener la deseada reducción de lóbulos secundarios del diagrama de radiación de la antena.

Cabe mencionar que distribución de campo sobre la lámina FSS iluminada por nuestra antena, depende del factor de reflexión de dicha lámina, o lo que es lo mismo, de su transparencia, lo cual está íntimamente relacionado con las dimensiones y la localización de los elementos que la forman, ya sean slots, strips, etc.

Lo que se intenta con este método, es reducir el SLL de la antena analizada en el capítulo 3, ahorrando la gran complejidad que supone el proceso de balanceado de las celdas con dimensiones desiguales al aplicar a la antena el espaciado no uniforme, ya que como se verá, el diseño no uniforme de una FSS es bastante sencillo, al menos cuando es estudiada de manera independiente.

En el siguiente apartado, se introducirán conceptos fundamentales de las FSSs, y a continuación, se detallará el proceso de diseño no uniforme de los slots de la lámina utilizada.

4.3 Superficies Selectivas en Frecuencia

La lámina metálica objeto de diseño en este proyecto, no es más que una superficie selectiva en frecuencia (“Frequency Selective Surface”, FSS).

Una superficie selectiva en frecuencia (“Frequency Selective Surface”, FSS) o una lámina parcialmente reflectante (“Partially Reflective Sheet”, PRS) es simplemente una superficie diseñada para actuar como filtro de las ondas planas que inciden en ella.

El punto de partida en el estudio de las FSSs procede de la teoría de las phased array antennas [45] desarrollada por Amitay, Galindo y Wu, teoría que Wu en [46], revisó y adaptó para su utilización específica con FSSs.

En la teoría relacionada con las FSSs habitualmente se habla de dos geometrías genéricas.

La primera geometría, en la que FSS está surcada por aperturas, se denomina inductiva.

La estructura, una lámina conductora perforada periódicamente con aperturas o “slots”, se comporta como un circuito inductivo actuando de forma similar a un filtro paso alto.

La segunda geometría, en la que la FSS será un array periódico de parches metálicos en un sustrato, se denomina capacitiva, debido a que la estructura actuará en este caso como un circuito capacitivo con un comportamiento similar a un filtro paso bajo.

Si los elementos periódicos de la FSS poseen características resonantes, las FSSs inductivas exhibirán transmisión total en longitudes de onda cercanas a la longitud de onda resonante, mientras que las FSSs capacitivas mostrarán reflexión total.

De esta forma, diseñando una FSS inductiva y otra capacitiva con aperturas y parches compartiendo la misma periodicidad y dimensiones, se obtienen dos filtros complementarios, como se puede observar en la siguiente figura:

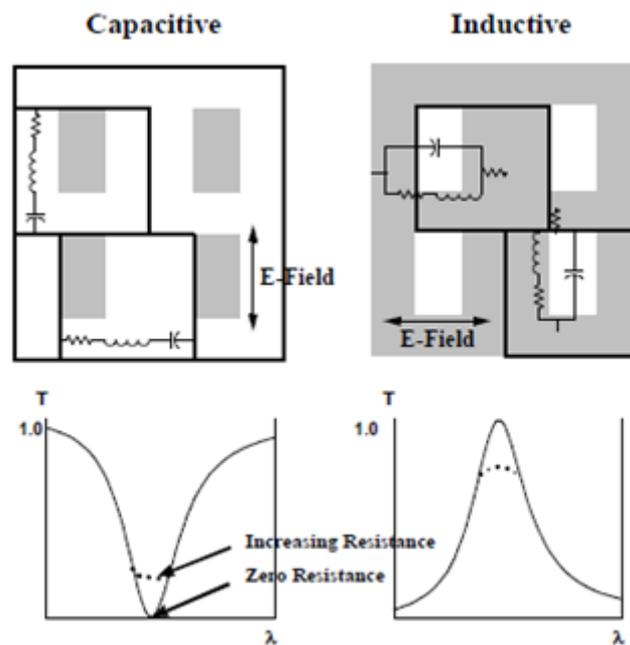


Figura 55. FSSs capacitivas e inductivas con sus correspondientes circuitos equivalentes y sus perfiles de transmisión complementarios al utilizar la misma periodicidad y dimensiones en sus parches y aperturas, respectivamente.

Varios estudios, como los realizados por Ott et al. [47] y Munk et al. [48], en 1967 y 1971, respectivamente, descubrieron los efectos que se producen en las características espectrales de la FSS al variar la periodicidad de sus slots o aperturas (o complementariamente, sus parches o dipolos). En concreto, observaron cómo al cambiar la periodicidad, variaba la localización de la longitud de onda de resonancia y el ancho de la banda de paso del espectro de transmisión/reflexión.

En los últimos años se han producido grandes avances a nivel computacional que han permitido llevar a cabo un análisis numérico completo y con mucho más detalle, del comportamiento de las características espectrales de las FSS cuando se varía la periodicidad y las geometrías de los parches o las aperturas.

En concreto, en [49] en 1997, se utilizan dichos avances tecnológicos para estudiar los efectos de la periodicidad en un array de slots estrechos de una forma muy detallada. En dicho trabajo el método modal de Chen [50], es la base del análisis numérico para la FSS plana, delgada y perfectamente conductora considerada¹².

Además de las características ya mencionadas, la estructura es incidida normalmente por una onda plana (aunque este enfoque puede extenderse al caso de incidencia oblicua), con el campo eléctrico perpendicular a la dimensión larga de los slots, produciéndose un efecto resonante en estos.

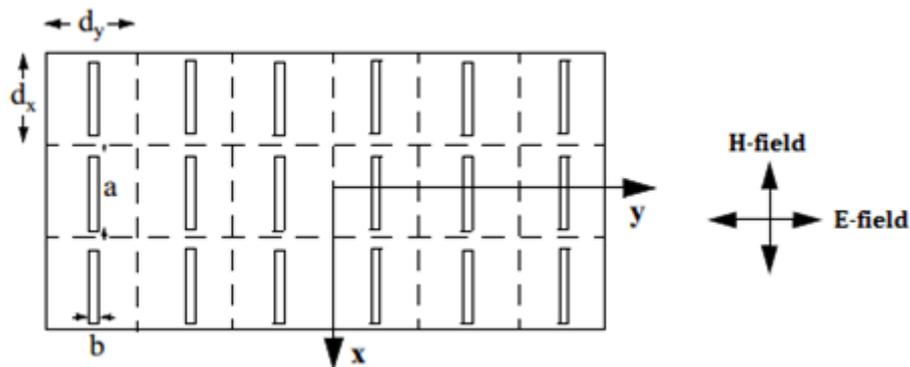


Figura 56. Geometría de la FSS utilizada consistente en un array de slots estrechos, donde d_x y d_y son las periodicidades en la dirección x e y , respectivamente, a y b , son las dimensiones de los slots y donde el campo eléctrico perpendicular a la coordenada “ x ” de los slots e induciéndose corriente magnética a lo largo de la coordenada “ y ” de los mismos.

La estructura mostrada en la figura 56 se comporta de forma similar a un filtro pasobanda para longitudes de onda mayores que la periodicidad, debido a las características resonantes de los elementos periódicos de la FSS.

A lo largo del estudio, la geometría de dicha estructura, sufre varias modificaciones y se observan los efectos que tales variaciones tienen en el comportamiento espectral de la FSS.

Los resultados observados permiten establecer relaciones más explícitas entre las dimensiones de los slots y las periodicidades, y la $\lambda_{resonancia}$ y la anchura de la banda de paso. En concreto, se concluye que, la variación de la periodicidad en la dirección

¹² Se puede asumir la condición de conductor perfecto cuando la lámina de la FSS está compuesta por metales con una alta conductividad.

El grosor de la FSS en relación con la longitud de onda de trabajo determina si la FSS se puede clasificar como thick o thin (gruesa o delgada). Si el grosor físico de la FSS es una fracción de la menor longitud de onda dentro del rango de longitudes de onda de trabajo, entonces la FSS se puede modelar como un thin filter, considerándose la FSS como delgada.

“y” (debido al mayor efecto que tiene la variación de d_y en las características espectrales de la FSS) constituye una forma atractiva de sintonizar, con más precisión, la longitud de onda resonante y la banda de paso, cuando se diseña una FSS basada en un array de slots estrechos.

4.4 Diseño de la Superficie Selectiva en Frecuencia Propuesta

En este proyecto se utilizará una FSS con slots similar a la mostrada en la sección previa, para sintetizar una superficie parcialmente reflectante (“Partially Reflective Surface”, PRS) que mediante un diseño no uniforme de sus slots y las longitudes de los mismos, proporcionara una variación de la tasa de radiación, tal que al ser iluminada por la antena CRLH LW presentada en el capítulo 3, redujera el nivel de lóbulos secundarios de la misma.

Si se hubieran obtenido resultados satisfactorios, la estructura final estaría compuesta como se ha comentado en repetidas ocasiones, por una cavidad Fabry-Pérot formada al apantallar lateralmente la estructura compuesta por la pantalla completamente reflectante, la antena CRLH LW y la PRS.

Además, se hubiera tenido que considerar la variación de la constante de fase que se lleva a cabo al modular la tasa de fuga mediante el taper de la PRS, con el consecuente cambio de θ_{RAD} y aberración de fase, de forma que se habría tenido que calcular la distancia a la que habría que colocar la PRS para contrarrestar esta variación de β , y lograr sintetizar el deseado SLL para un ángulo de radiación determinado.

Como se dijo en el apartado anterior, la PRS es una estructura que, por ser periódica, tiene una frecuencia de resonancia a la que presenta reflexión total (en caso de usar strips) o máxima transmisión (en caso de usar slots), mientras que a frecuencias cercanas a la de resonancia, la estructura será parcialmente reflectante.

Es clave la realización de un diseño apropiado de las longitudes y separaciones entre los slots de la PRS propuesta, ya que, dichos parámetros son los que controlan la transparencia de la lámina, y por tanto, controlan la distribución de campo sobre ésta que puede optimizar el diagrama de radiación de la antena CRLH LW.

En este proyecto se aplicará la teoría de arrays con espaciado no uniforme desarrollada por A. Ishimaru en [41], para calcular la localización de los slots de la PRS necesaria para conseguir un determinado SLL cuando es alimentado por un waveguide port haciendo las veces de fuente lineal, considerando a los slots radiadores isotrópicos que conforman un array lineal de elementos iluminados de manera uniforme.

4.4.1 Teoría de Arrays con Espaciado No Uniforme

El método de Ishimaru [41][42], parte de la siguiente fórmula, que representa el patrón de radiación de un array compuesto por N radiadores, siguiendo el esquema de la figura 56:

$$E(\theta) = \sum_{n=1}^N I_n e^{jks_n \sin \theta} \quad (4.10)$$

Donde N es el número total de elementos del array, I_n es la corriente del elemento n-ésimo y s_n denota la localización del elemento n-ésimo respecto al origen.

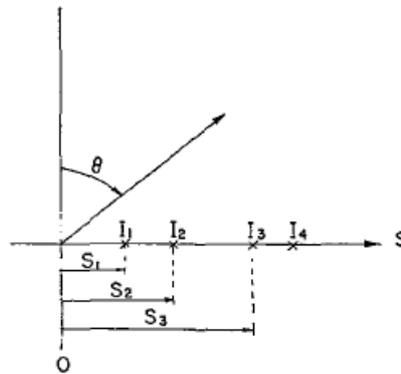


Figura 57. Configuración lineal de un array compuesto por elementos espaciados de forma no uniforme.

Aplicando la fórmula suma de Poisson ¹³, obtenemos la siguiente representación equivalente de (4.10) :

$$E(\theta) = \sum_{n=1}^N f(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \int_0^N f(v) e^{j2m\pi v} dv \quad (4.12)$$

Seguidamente se produce la introducción de dos nuevas funciones desarrollada por Ishimaru, las funciones de posición de fuente y de número de fuente.

La función de posición de fuente, da la posición del elemento n-ésimo cuando $v = n$:

$$s = s(v) \rightarrow s_n = s(n) \quad (4.13)$$

¹³ Fórmula suma de Poisson:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} f(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(v) e^{j2m\pi v} dv \quad (4.11)$$

Por otra parte, la función de número de fuente, da la posición del elemento n -ésimo cuando $v = n$, o lo que es lo mismo, proporciona el número del elemento n -ésimo, cuando s se corresponde con la localización de dicho elemento, por lo que dicha función sigue la siguiente expresión:

$$v = v(s) \rightarrow n = v(s_n) \quad (4.14)$$

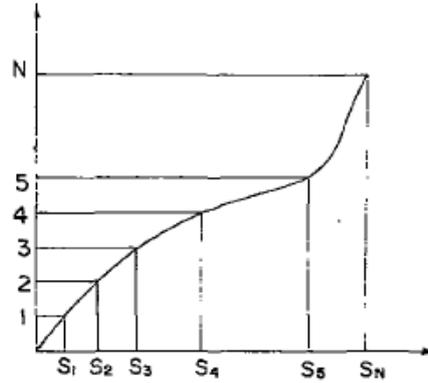


Figura 58. Gráfica que muestra la función de posición de fuente $s = s(v)$ y la función de número de fuente $v = v(s)$.

Teniendo en cuenta las funciones previas, la expresión del patrón de radiación queda de la siguiente forma:

$$E(\theta) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} E_m(\theta) \quad (4.15)$$

$$E_m(\theta) = \int_{s_0}^{s_N} A(s) \frac{dv}{ds} e^{-j(\psi(s) - 2m\pi v(s))} e^{jks \sin \theta} ds \quad (4.16)^{14}$$

$$= \int_0^N A(v) e^{-j(\psi(v) - 2m\pi v)} e^{jks(v) \sin \theta} dv \quad (4.17)$$

La formulación de este método es básicamente la transformación de un array de espaciado desigual en una fuente de distribución continua equivalente cuya amplitud es $A(s) \frac{dv}{ds}$ y cuya distribución de fase viene dada por $\psi(s) - 2m\pi v(s)$, para la ecuación (4.16).

¹⁴ Habiéndose considerado que la corriente del elemento n -ésimo de la ecuación (4.10), I_n , puede expandirse de la siguiente forma:

$$I_n = A_n e^{-j\psi_n} \rightarrow I(s_n) = A(s_n) e^{-j\psi(s_n)}$$

Donde A_n y ψ_n son la amplitud y la fase de la corriente en el elemento n -ésimo, y siendo $A(s)$ y $\psi(s)$ funciones que proporciona A_n y ψ_n en $s = s_n$, respectivamente.

La siguiente expresión es una útil representación de las ecuaciones anteriores cuando se utilizan variables normalizadas:

$$E(u) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} (-1)^{m(N-1)} E_m(u) \quad (4.18),$$

$$E_m(u) = \frac{1}{2} \int_{-1}^1 A(x) \frac{dy}{dx} e^{-j\psi(x)+jux+jm\pi Ny(x)} dx \quad (4.19)$$

$$= \frac{1}{2} \int_{-1}^1 A(x) \frac{dy}{dx} e^{-j\psi(y)+jux(y)+jm\pi Ny} dy \quad (4.20)$$

Donde

$$u = ka \sin \theta,$$

$$2a = S_N - S_0,$$

$x = x(y)$ es la función normalizada de fuente, siendo $-1 < x < +1$,

$y = y(x)$ es la función normalizada de número de fuente, siendo $-1 < y < +1$,

y, por tanto, la posición real del elemento n-ésimo será:

$$s_n = ax(y_n) \quad (4.21)$$

Siendo la longitud total del array:

$$L_0 = a[x(y_M) - x(y_{-M})] \quad (4.22)$$

Y la posición normalizada de cada elemento viene dada por la siguiente ecuación, en el caso que N sea impar ($N = 2M + 1$):

$$y_n = \frac{n}{M + \left(\frac{1}{2}\right)}, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm M \quad (4.23)$$

Y para N par ($N = 2M$):

$$y_n = \frac{n - \left(\frac{1}{2}\right)}{M} \quad (4.24) \text{ para } n > 0$$

$$y_n = \frac{n + \left(\frac{1}{2}\right)}{M} \quad (4.25) \text{ para } n < 0$$

$$n = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm M$$

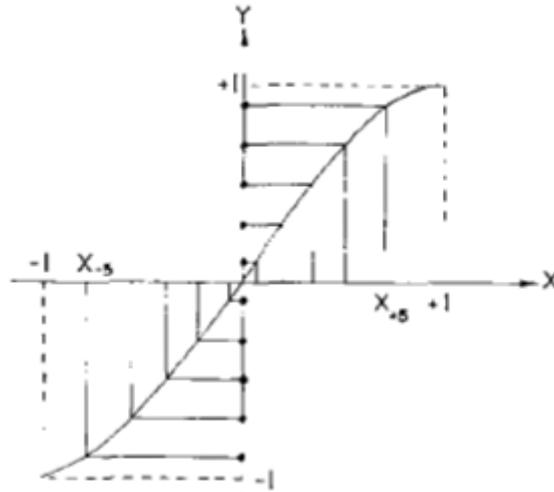


Figura 59. Gráfica que muestra la función $x(y_n)$, como la proyección sobre el eje X del corte de la función de número de fuente normalizada con una determinada función.

Hasta aquí, se han desarrollado las expresiones generales en las que se basa el método desarrollado por Ishimaru. De esta forma, en (4.16) y (4.17) se ha especificado la fórmula del patrón de radiación para cualquier array lineal con una amplitud y fases de iluminación determinadas, y en (4.23) – (4.25) se ha proporcionado las expresiones para la función de número de fuente teniendo en cuenta si el número de elementos, N , es par o impar.

Por lo tanto, lo interesante sería encontrar una ecuación $x(y_n)$ que nos proporcionara la localización normalizada de cada slot y_n proporcionada por las expresiones (4.23) – (4.25), y que una vez desnormalizada mediante (4.21), proporcionara un tapering de la tasa de fuga para reducir los lóbulos secundarios de nuestra antena.

En este caso, partiremos de las expresiones desarrolladas por Ishimaru en [41] para un array de N elementos alimentados de forma uniforme, para lograr nuestro objetivo.

Por tanto la hipótesis desde la que parte este proyecto, es considerar que los slots de nuestra FSS, situada en un plano paralelo sobre un waveguide port que lo ilumina en broadside, están alimentados de forma que presentan una misma amplitud, $A(x) = 1$, y una misma fase $\psi(x) = 0$. Si efectivamente todos los slots presentaran esta misma amplitud y fase de iluminación, se podría comprobar que el SLL puede ser reducido en unos 25 dBs utilizando las funciones para la reducción de lóbulos laterales de un array lineal de amplitud uniforme, implementadas por Ishimaru en [41].

En [41], se utilizó la expresión de E_0 para aproximar el campo total mediante (4.19), teniendo en cuenta que $A(x) = 1$ y $\psi(x) = 0$:

$$E_0(u) = \frac{1}{2} \int_{-1}^1 \frac{dy}{dx} e^{jux} dx \quad (4.26)$$

Al ser esta ecuación, la misma que la empleada para describir la radiación desde una fuente de distribución continua con variación de amplitud, $\frac{dy}{dx}$, el autor empleó el método de Taylor [34] para una fuente lineal, obteniéndose la siguiente expresión:

$$\frac{dy}{dx} = f(x) \quad (4.27)$$

Donde $f(x)$ viene dada por:

$$f(x) = \sum_{q=-Q}^{+Q} A_q e^{-jq\pi x}, \quad -1 < x < 1 \quad (4.28)$$

Si el espaciado es uniforme, se cumple que $x = y$, por lo que el espaciado no uniforme es expresado por Ishimaru en [42] de la siguiente forma, en función de los datos de los que se partan:

$$y = x + f(x) \quad (4.29)$$

$$x = y + g(y) \quad (4.30)$$

Por lo que $f(x)$ y $g(y)$ representan la desviación introducida con respecto al espaciado uniforme para obtener la distribución no uniforme de los elementos del array.

La expresión final para la función número de fuente normalizada, utilizando (4.28) y (4.29), es la siguiente:

$$y(x) = x + 2 \sum_{q=1}^Q A_q \frac{\sin q(\pi x)}{q\pi} \quad (4.31)$$

Donde los valores del índice del sumatorio y de los coeficientes, Q y A_q utilizados en este proyecto tendrán los mismos valores que los utilizados en [41], y que se obtienen utilizando el método de Taylor para una fuente lineal estudiada en [34] para conseguir un SLL de -25 dBs, esto es:

Q	A_0	$A_1 = A_{-1}$	$A_2 = A_{-2}$	$A_3 = A_{-3}$	$A_4 = A_{-4}$
4	1	0.22974	-0.00537	-0.00662	0.0049

Tabla 4.1. Valores de los parámetros Q y A_q utilizados.

Debido a que Ishimaru, como se comentó previamente, proporciona la expresión de y_n que permite conocer de forma muy sencilla el valor de la función de número de fuente normalizada para cada elemento del array (4.23) – (4.25), así como la expresión para la posición desnormalizada de tales elementos en función de $x(y_n)$ mediante (4.21)¹⁵, para simplificar el proceso, en este proyecto se obtuvo $x(y_n)$ a partir de (4.31).

Dicho cálculo, junto con el proceso de diseño y análisis realizado para nuestra FSS, es desarrollado en los siguientes apartados.

4.4.2 Proceso de Diseño de la FSS

A continuación se explicará el proceso realizado para el diseño de la superficie selectiva en frecuencia propuesta, tanto en el software de simulación electromagnética MWS como en el software matemático Matlab.

Por simplificación, se considerará únicamente a la FSS, sin estar iluminada por la antena CRLH LW, sino por un waveguide port que excita un modo quasi-TEM y que hace las veces de fuente lineal, con el mismo tamaño que la lámina y localizada debajo de ésta y en paralelo.

Se considerará un plano de incidencia normal a la FSS (plano XZ) con una polarización TM de forma que para cualquier ángulo de incidencia, el campo eléctrico está contenido en el plano de incidencia, siendo perpendicular a la longitud larga del slot, mientras que el campo magnético es perpendicular a este y paralelo a dicha dimensión, lo cual es necesario para excitar los slots de la FSS.

Asimismo, se localizará la FSS a una altura respecto a la fuente de aproximadamente $\frac{\lambda_0}{2}$.

Además, se empleará una lámina de cobre con una conductividad eléctrica y térmica de $5.8 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ y 401 W/K/m^3 , respectivamente, una densidad de 8930 Kg/m^3 y un grosor físico de 0.017 mm .

Tal lámina, será plana, delgada (debido a que su grosor es mucho más pequeño que la longitud de onda de operación menor considerada) y su comportamiento puede aproximarse al de un conductor perfecto, al estar compuesta por un material con una alta conductividad eléctrica.

En fases posteriores de diseño, si se hubieran llegado a los resultados requeridos, y una vez alimentada nuestra PRS por la antena CRLH LW, habría que incluir en esta

¹⁵ En este caso se utiliza la siguiente expresión equivalente a (4.21):

$$s_n = \frac{x(y_n) \cdot L_{\text{array}}}{2} \quad (4.32)$$

estructura un plano totalmente reflectante en la parte posterior de la antena, en paralelo a ella, y de igual tamaño, por cuestiones de optimización de espacio.

Como menciona Von Trentini en [26] dicha pantalla reflectante, sirve como escudo contra la radiación en la parte trasera de la antena, y afecta, dependiendo de su distancia a la antena, al patrón de radiación, incluso mejorando la directividad de la antena.

Una estructura LW compuesta por ambos elementos (array de slots y placa reflectante), por tanto, permiten alterar la distribución del campo radiado sobre la PRS, permitiendo obtener, por tanto, un mayor control de la radiación. Además, según se menciona en [23], esta estructura se comporta como un filtro para las componentes de polarización cruzada del patrón de radiación, las cuales pueden afectar negativamente al funcionamiento de la antena.

Lo que se intentará hacer es conseguir una distribución de campo sobre la PRS que asegure una reducción de los lóbulos secundarios, aplicando las ecuaciones de diseño desarrolladas por Ishimaru en [41] para el diseño no uniforme de los elementos del array, cuando éstos están iluminados uniformemente.

Se considerará que los elementos del array son los slots de la PRS, y como se mencionó al inicio, se partirá de que éstos son alimentados de forma uniforme por el waveguide port para la aplicación de las mencionadas fórmulas de diseño de Ishimaru para elementos con una amplitud y fase de iluminación constante.

Por último, cabe mencionar que los slots mantendrán intacta su anchura a 0.3 mm, mientras que su periodicidad a lo largo de la longitud de la antena, irá variando para ajustarse a las función de distribución utilizada, al tiempo que se calcularán las longitudes para lograr que se consiga la resonancia de los mismos a la frecuencia de operación de 10 GHz, para cada periodicidad.

4.4.2.1 Obtención de una Función de Interpolación

El primer paso para el “taper” de una PRS acorde con la función de distribución mencionada en el apartado 4.4.1, es sintonizar la longitud de los slots, L_s , y periodicidad, p , de los mismos a lo largo de la longitud de la FSS para que se obtenga una reflexión mínima del campo incidente a la frecuencia de diseño, 10 GHz.

Por ello, se comenzará simulando una FSS compuesta por cuatro celdas equiespaciadas, cada una de las cuales contiene un slot en su centro cuya anchura permanecerá constante en 0.3 mm, y para las que se tratará de encontrar la longitud óptima de slot que permita obtener para varios valores de anchura de celda, o periodicidad, entre $\frac{\lambda_0}{8}$ y $\frac{\lambda_0}{2}$, el mínimo valor del parámetro S11 en 10 GHz.

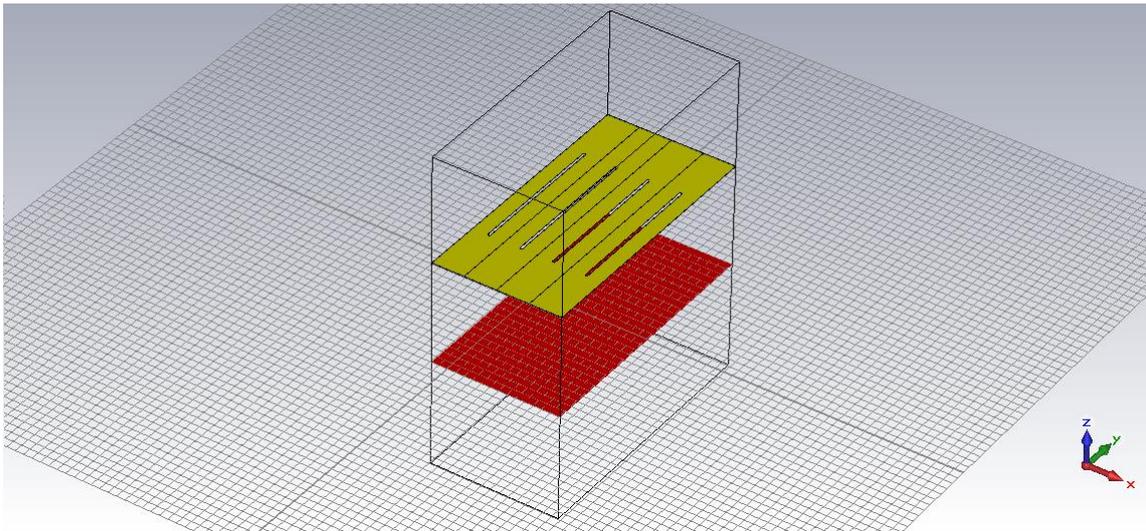


Figura 60. FSS compuesta por 4 celdas equiespaciadas mediante la que se obtienen en MWS las relaciones entre las periodicidades y las longitudes de los slots para obtener el mínimo de reflexión a 10GHz.

La utilización de 4 celdas radica en que se consideró que la utilización de tal número de celdas permitía una buena estimación de los acoplos que se producirían en la estructura completa, ahorrando el coste computacional y de tiempo que supondría la simulación de la FSS compuesta por los 20 slots.

Así, a partir de las parejas de valores de periodicidad y longitud de slot obtenidos mediante simulación en CST-Studio necesarios para alcanzar el mínimo de reflexión a la frecuencia de radiación en broadside, se obtendrá en Matlab una función de interpolación que relacione ambos parámetros para conseguir dicho fin.

De esta manera, cuando se obtengan las diferentes localizaciones de los slots en la PRS obtenidas a partir de la función de distribución considerada en este proyecto y las cuales se relacionan con una determinada periodicidad, se podrá utilizar dicha función de interpolación para conseguir la longitud de los slots para cada periodicidad, que aseguran su resonancia a 10GHz.

Las simulaciones realizadas en CST-Microwave Studio de la FSS mostrada en la figura anterior, aportaron las siguientes parejas de valores, que aseguran la resonancia de los slots a la frecuencia requerida:

p (mm)	$\frac{\lambda_0}{2}$	$\frac{\lambda_0}{3}$	$\frac{\lambda_0}{4}$	$\frac{\lambda_0}{5}$	$\frac{\lambda_0}{6}$	$\frac{\lambda_0}{7}$	$\frac{\lambda_0}{8}$
L_s(mm)	15	15.325	15.575	15.8	16	16.2	16.375

Tabla 4.2. Relación entre las periodicidades y longitudes de los slots obtenidas mediante simulación de la estructura de la figura 60 para que el mínimo del parámetro S11 se produzca a la frecuencia de operación.

Como es bien sabido, la interpolación consiste en obtener la expresión analítica de una función de la que sólo conocemos una serie de puntos, para así, poder obtener los valores de tal función en otros puntos desconocidos.

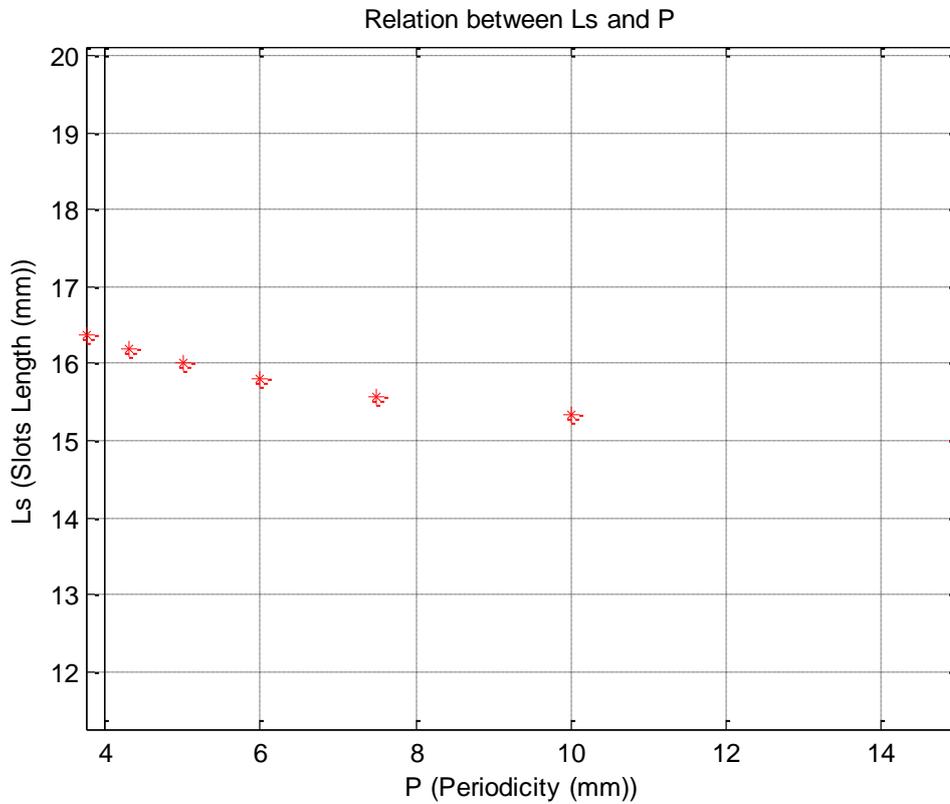


Figura 61. Representación de los valores recogidos en la tabla 4.2.

Para obtener la función de interpolación se utilizaron cuatro parejas de puntos de la tabla anterior, lo que dio lugar a un polinomio de grado tres con la siguiente forma.

$$L_s = a \cdot p^3 + b \cdot p^2 + c \cdot p + d$$

Donde L_s representa la longitud del slot, p la periodicidad de los slots y a, b, c y d son los coeficientes de la función que deben obtenerse para obtener el polinomio interpolador requerido.

Para hallar los coeficientes, se tendrá que resolver el sistema 4x4 (cuatro ecuaciones y cuatro incógnitas) resultado de sustituir cada pareja de puntos (p y L_s) en cada ecuación.

Siguiendo este procedimiento, se obtuvo en Matlab la siguiente función de interpolación, que como vemos, se ajusta bastante bien a la distribución de los puntos simulados (figura 62):

$$L_s = -0.00142 \cdot p^3 + 0.04983 \cdot p^2 + -0.63875 \cdot p + 18.14417 \quad (4.33)$$

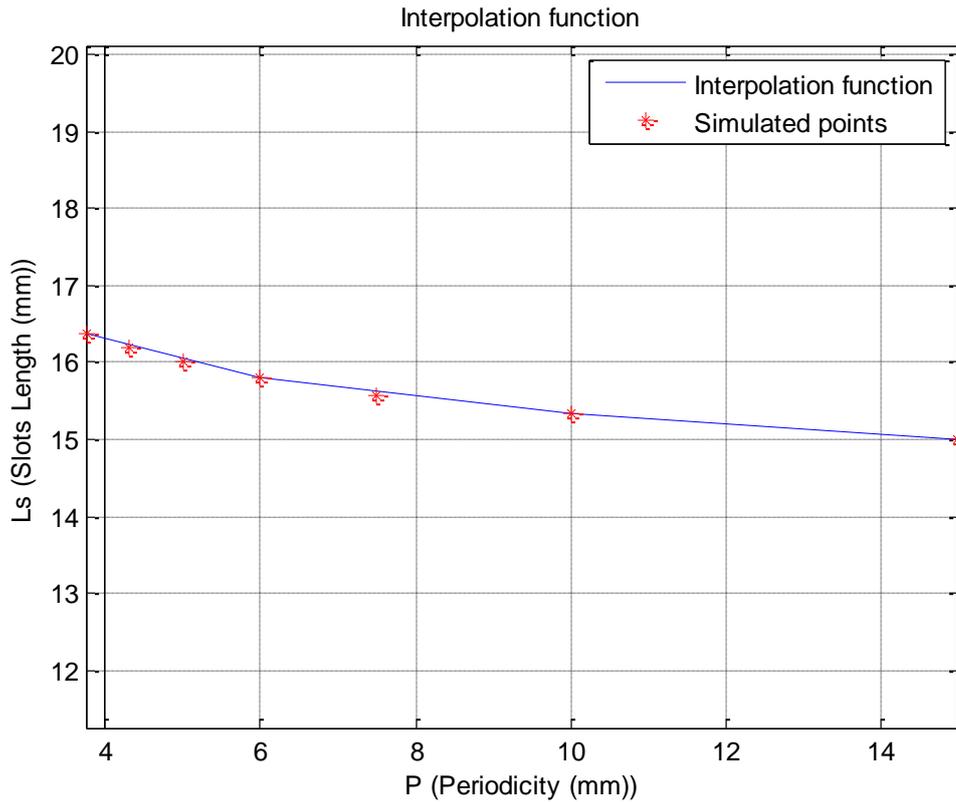


Figura 62. Representación de la función de interpolación obtenida junto con las parejas de valores (p, L_s) obtenidas mediante simulación.

Una vez que se obtuvo la forma analítica de la función estimada que relaciona la anchura de las celdas y la longitud de los slots para sintonizar la resonancia de los mismos, se procedió a calcular la distribución de los slots según la función comentada en secciones anteriores.

4.4.2.2 Reducción de Lóbulos Laterales de un Array Lineal de Amplitud Uniforme

En esta sección se llevará a cabo un diseño no uniforme de los slots de la FSS presentada en la sección anterior, utilizando las fórmulas de diseño específicas desarrolladas en [41] para poder conseguir un determinado SLL cuando los elementos de un array están iluminados de manera uniforme, presentadas en la sección 4.4.1.

Para ello, se realizará en Matlab un programa que calcule la distribución no uniforme de los 20 slots que conforman la PRS de longitud total $5\lambda_0$ considerada en este proyecto, a partir de las ecuaciones mencionadas a continuación.

Al estar compuesta la estructura por un número par de elementos, concretamente 20, se utilizará la siguiente función de número de fuente normalizada, eso sí, sólo para los 10 primeros slots.

$$y_n = \frac{n - \left(\frac{1}{2}\right)}{M} \quad (4.23), \quad \text{para } n = 1, 2, \dots, M$$

Donde recordemos que $n = 2M$.

Los valores obtenidos para y_n vienen recogidos en la siguiente tabla:

y_1	y_2	y_3	y_4	y_5	y_6	y_7	y_8	y_9	y_{10}
0.05	0.15	0.25	0.35	0.45	0.55	0.65	0.75	0.85	0.95

Tabla 4.3. Valores de la función número de fuente normalizada para 10 slots obtenidos mediante (4.24).

A continuación, recordemos que mediante esta simple fórmula ya podemos conocer el valor de la función de número de fuente para los 20 slots que conforman la PRS, y que si supiéramos $x(y_n)$, mediante la simple aplicación de (4.32), se obtendría la posición final de los slots para el diseño en CST-Microwave Studio.

Por otra parte, partimos de la ya comentada ecuación de $y(x_n)$ que proporciona Ishimaru en [41]:

$$y(x) = x + 2 \sum_{q=1}^Q A_q \frac{\sin q(\pi x)}{q\pi} \quad (4.31)$$

Donde los valores del índice del sumatorio y de los coeficientes, Q y A_q vienen recogidos en la tabla 4.1 para conseguir una reducción del SLL de un array iluminado uniformemente de unos 25 dBs.

Debido a que conocemos los valores y_n de nuestra estructura mediante (4.24) y que conociendo la función $x_n = x(y_n)$, en vez de la de $y_n = y(x_n)$ como en la sección anterior, la posición final de los slots vendría dada de forma sencilla por la siguiente fórmula:

$$s_n = \frac{x(y_n) \cdot L_{\text{array}}}{2} \quad (4.32)$$

Será necesario calcular la función $x_n = x(y_n)$, por lo que es necesario obtener la función anterior con x como una función de y .

Capítulo 4: Diseño de una Superficie Selectiva en Frecuencia

Para ello, calculamos en Matlab los valores de la función (4.31), mediante los valores de Q y A_q procedentes de la tabla 4.1, e introduciendo en x un vector de valores equiespaciados entre -1 y 1 de 2000 puntos, ya que la función x está normalizada por definición del método entre estos valores.

El vector obtenido, contiene los valores de $y(x)$ calculados para cada valor de x en el citado intervalo.

El objetivo es encontrar los valores de x correspondientes a los valores de y_n obtenidos mediante (4.31) para nuestra PRS, por lo que:

1º) Se buscan por simple inspección en el vector $y(x)$ el número de columnas del mismo en las que se encuentran los valores de y_n que aparecen en la tabla 4.3.

2º) Una vez obtenido el número de columnas de $y(x)$ en los que se encuentran los valores de y_n para nuestra PRS, se calcula el valor de x correspondiente mediante la siguiente ecuación:

$$x(y_n) = -1 + \text{Incremento} \cdot N^\circ \text{ de columna del valor } y_n \quad (4.34)$$

Donde -1 es el límite inferior de los posibles valores de $x(y_n)$ y el incremento es el incremento propiamente dicho entre elementos consecutivos del vector $x(y_n)$, calculado mediante la división de la anchura del intervalo entre el número total de puntos del vector.

Siguiendo este simple método, se obtienen los siguientes valores de $x(y_n)$:

x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7	x_8	x_9	x_{10}
0.035	0.105	0.176	0.25	0.327	0.411	0.503	0.610	0.744	0.911

Tabla 4.4. Valores de la función de posición de fuente normalizada para 10 slots.

Debido a que x es simétrica respecto a 0, los valores de la función de posición de fuente normalizada para los restantes 10 slots pueden calcularse mediante el cambio de signo de los valores mostrados en la tabla anterior. Al conjunto de valores de x obtenidos se le sumará 1, a fin de obtener unas posiciones normalizadas positivas que mediante la función (4.32) de valores positivos para la posición final de los mismos en el array.

$$s_n = \frac{x(y_n) \cdot L_{\text{array}}}{2} \quad (4.32)$$

Aplicando la ecuación anterior, se obtuvieron en Matlab los siguientes valores de s_n en mm:

S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	S_9	S_{10}
6.675	19.2	29.25	37.275	44.175	50.475	56.25	61.8	67.125	72.375
S_{11}	S_{12}	S_{13}	S_{14}	S_{15}	S_{16}	S_{17}	S_{18}	S_{19}	S_{20}
77.625	82.875	88.2	93.75	99.525	105.825	112.725	120.75	130.8	143.325

Tabla 4.5. Valores de la posición final de los 20 slots en la PRS obtenidos mediante (4.32) en mm.

La tabla superior muestra la localización definitiva de los slots de nuestra PRS que será diseñada en CST-Microwave Studio.

Una vez obtenidos los valores de s_n se procedió a calcular las diversas periodicidades en el eje x de la PRS a partir de la posición de cada slot, asumiendo que cada periodicidad i -ésima, p_i , sería la distancia desde el punto intermedio entre la posición del slot i , s_i , y la del slot $i-1$, s_{i-1} , hasta la del punto intermedio entre s_i y s_{i+1} .

P_1	P_2	P_3	P_4	P_5	P_6	P_7	P_8	P_9	P_{10}
13.65	11.1	9	7.05	6.75	5.85	5.7	5.4	5.25	5.25
P_{11}	P_{12}	P_{13}	P_{14}	P_{15}	P_{16}	P_{17}	P_{18}	P_{19}	P_{20}
5.25	5.25	5.4	5.7	5.85	6.75	7.05	9	11.1	13.65

Tabla 4.6. Valores de las periodicidades no uniformes de los slots en la PRS en mm en mm.

Una vez calculadas las periodicidades, la posición de los slots, y recordando que su anchura se mantendrá constante a 0.3 mm, queda por calcular su longitud, L_s .

Dicha longitud, se calculará introduciendo las periodicidades que aparecen en la tabla anterior en nuestra función de interpolación para asegurarnos de que se obtiene el mínimo de reflexión a la frecuencia de operación.

L_{s1}	L_{s2}	L_{s3}	L_{s4}	L_{s5}	L_{s6}	L_{s7}	L_{s8}	L_{s9}	L_{s10}
15.112	15.259	15.4	15.622	15.668	15.83	15.86	15.925	15.959	15.959
L_{s11}	L_{s12}	L_{s13}	L_{s14}	L_{s15}	L_{s16}	L_{s17}	L_{s18}	L_{s19}	L_{s20}
15.959	15.959	15.925	15.86	15.83	15.668	15.622	15.4	15.259	15.112

Tabla 4.7. Valores de las diferentes longitudes de slots para conseguir el mínimo de reflexión a 10 GHz para las periodicidades contenidas en la tabla 4.6.

Finalmente, con todos estos valores, se procedió a diseñar y simular en CST-Microwave Studio la siguiente PRS:

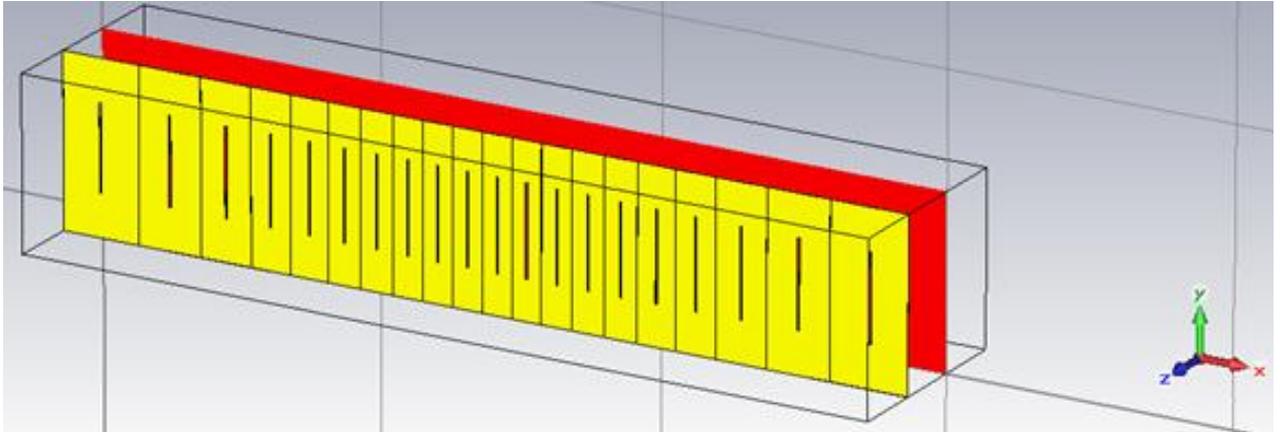


Figura 63. PRS diseñada no uniformemente en MWS a partir de la función de distribución introducida en la sección 4.4.1.

Para comprobar si nuestra función de interpolación es correcta, comprobamos si se obtiene el mínimo de reflexión a 10 GHz.

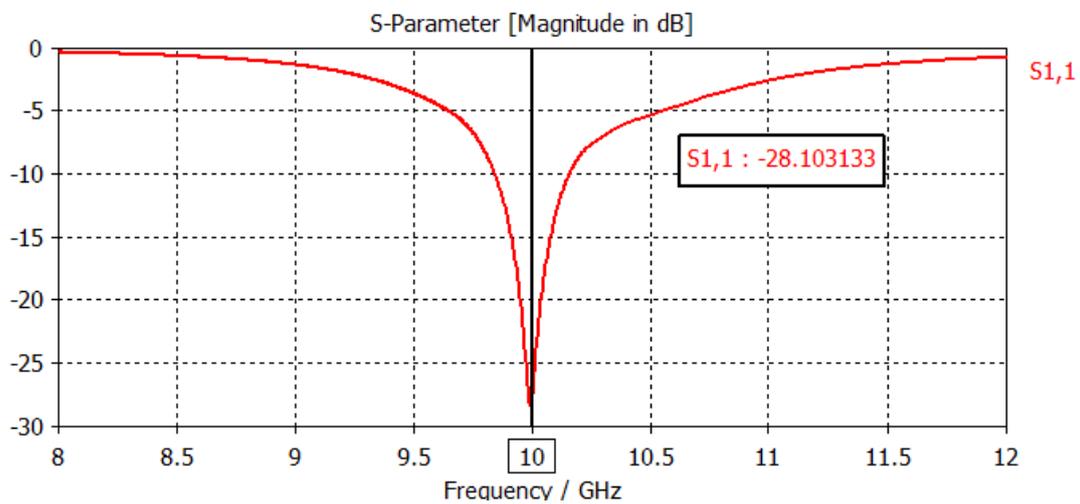


Figura 64. Representación del parámetro S11 de la PRS mostrada en la figura 4.20.

Se puede concluir observando la figura inmediatamente superior, que la función de interpolación calculada realiza una muy buena estimación, ya que se obtiene un nivel muy bajo de reflexión a la frecuencia de operación.

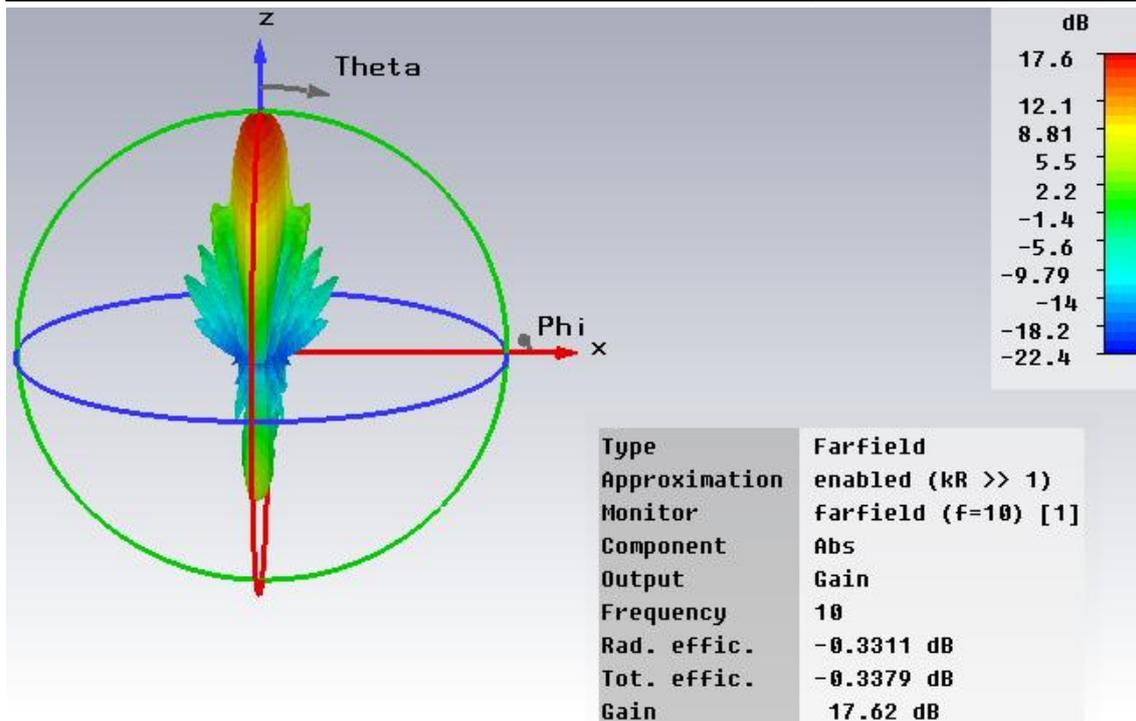


Figura 65. Representación en 3D del campo radiado a través de la PRS diseñada.

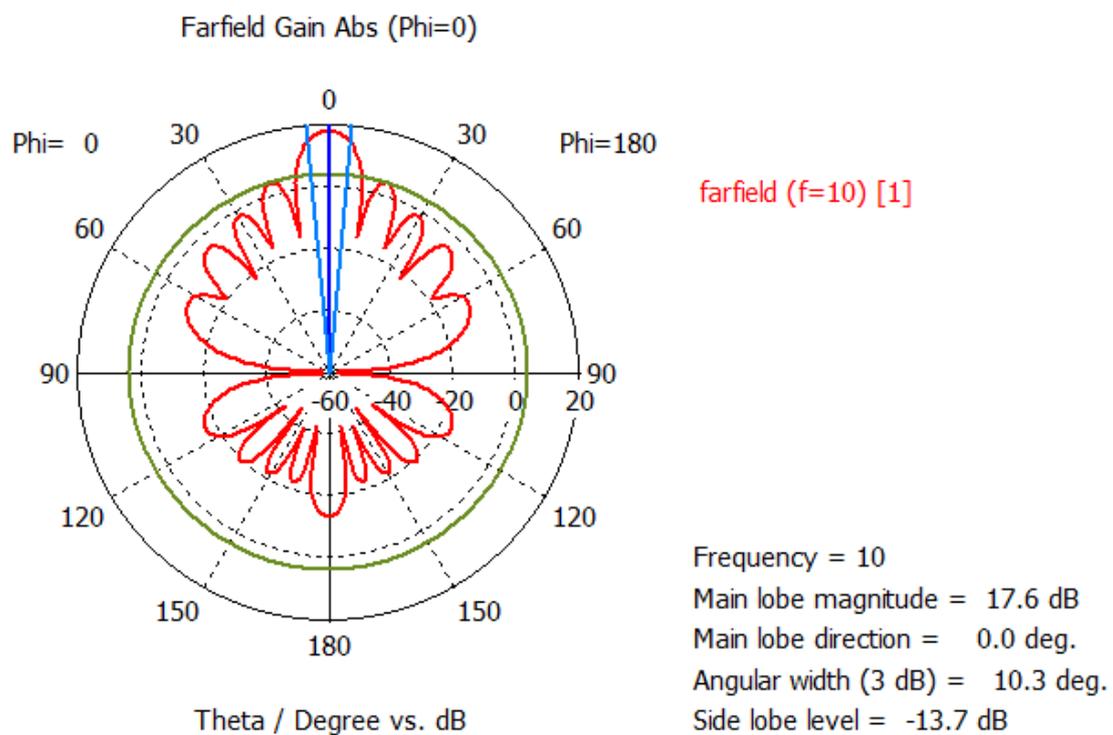


Figura 66. Representación del plano E de la PRS.

Sin embargo, desafortunadamente, el SLL obtenido es de unos -13.7 dB y no de unos -25 dB como estaba predefinido al realizar el diseño para este SLL.

A continuación se mostrarán los resultados obtenidos para el diseño uniforme de una PRS dotada asimismo con 20 slots.

Una vez simulada la FSS siguiendo la distribución previamente comentada, se diseñará una FSS uniformemente eligiendo una periodicidad entre slots fijada a $\frac{\lambda_0}{6}$, y una longitud de slot asimismo constante de 16 mm, valores ambos obtenidos mediante simulación en la sección anterior para conseguir la resonancia a la frecuencia de diseño.

Así, se compararán las características de radiación de una misma FSS para un diseño uniforme y no uniforme de sus slots.

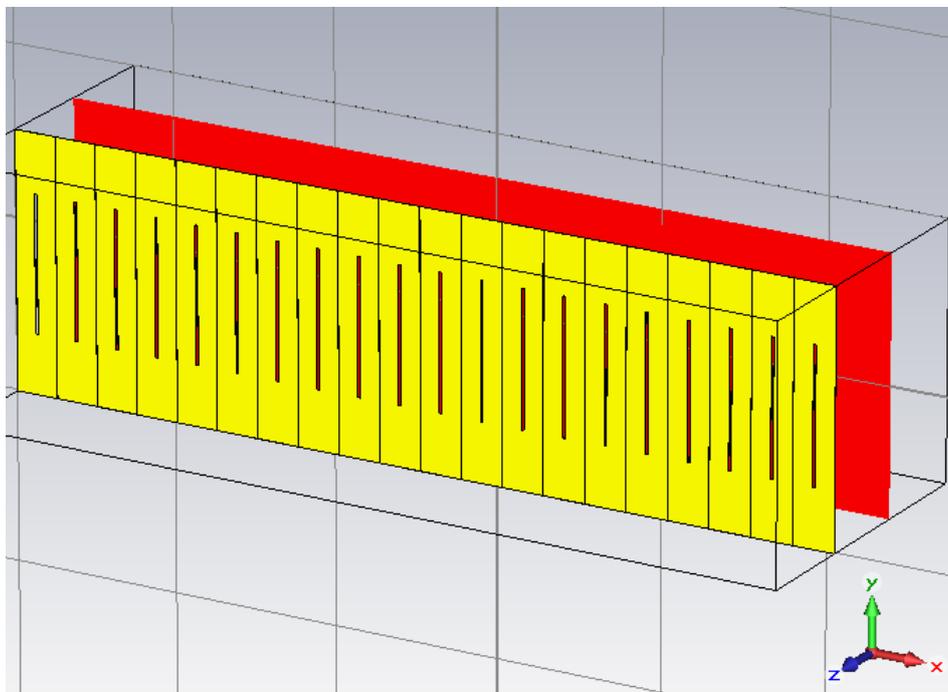


Figura 67. PRS diseñada uniformemente en MWS ($p = \frac{\lambda_0}{6}$ y $L_s = 16$ en mm).

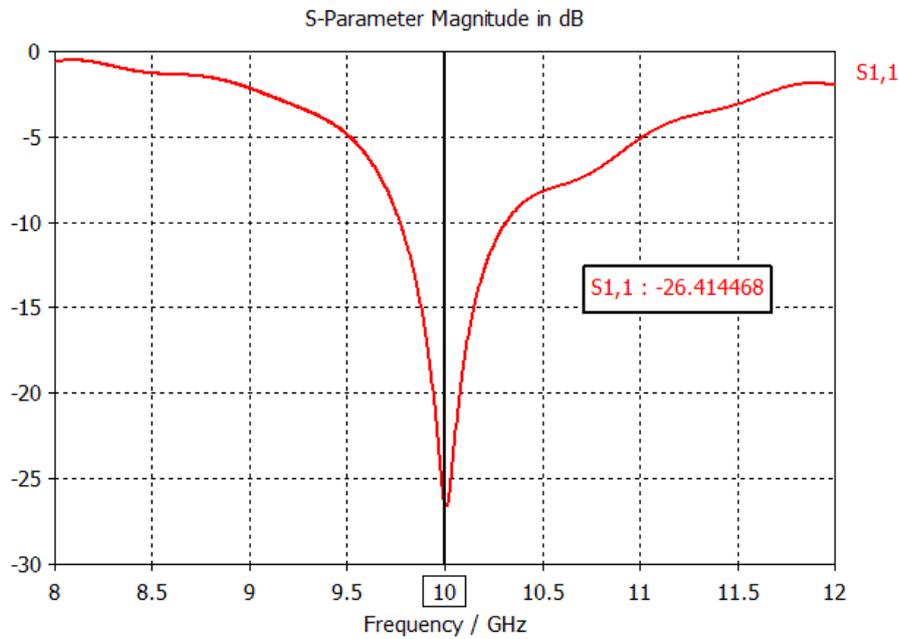


Figura 68. Representación del parámetro S11 de la PRS mostrada en la figura 4.24.

Comparando esta figura con la figura 64, se puede concluir que con la FSS que presenta un diseño no uniforme de sus slots presenta un valor menor del coeficiente de reflexión para la frecuencia de resonancia de 10GHz.

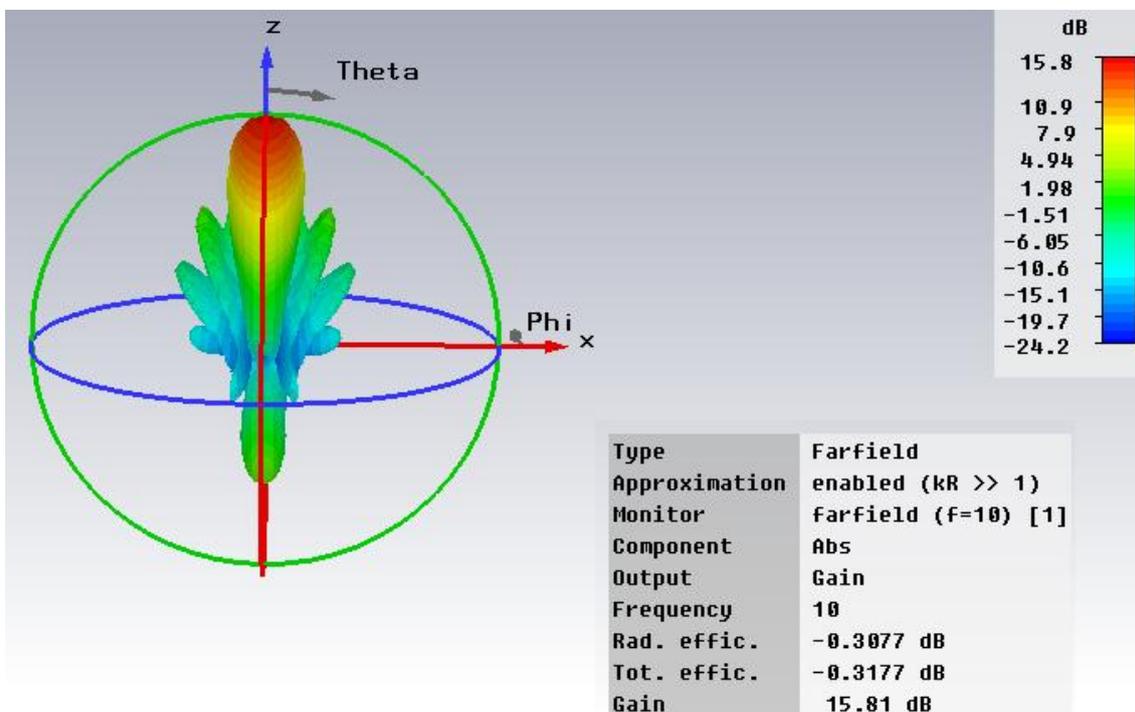


Figura 69. Representación en 3D del campo radiado a través de la PRS de diseño uniforme.

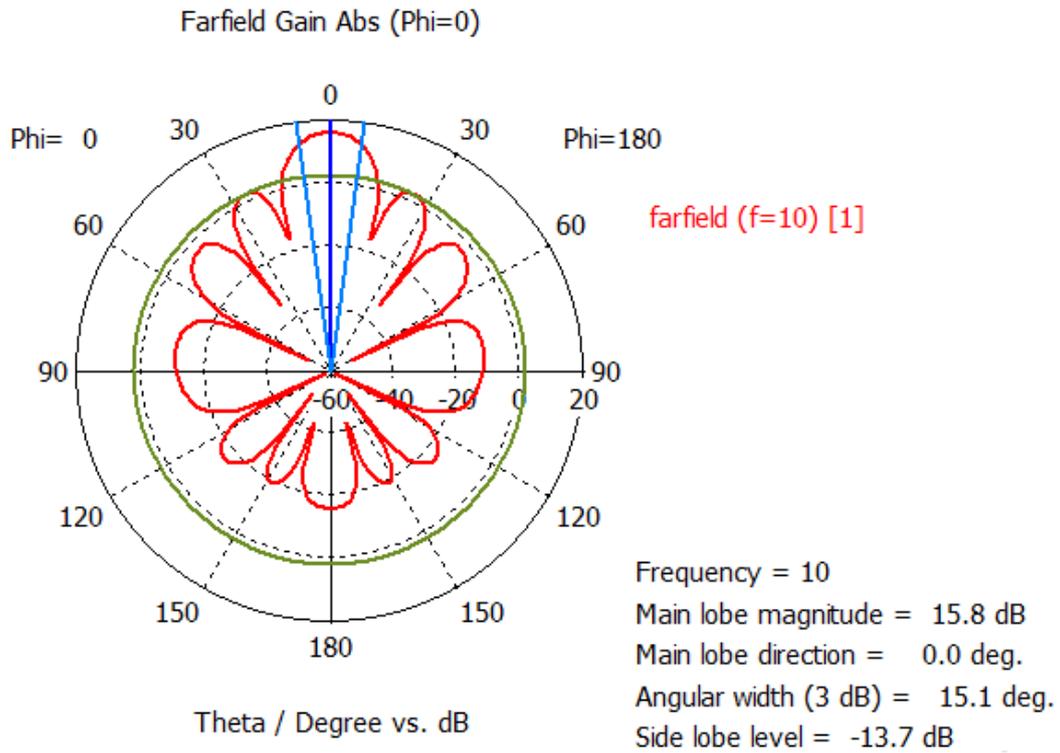


Figura 70. Representación del plano E de la PRS de diseño uniforme.

Comparando el plano E para ambas FSSs, se observa que no se produce ninguna mejora en lo que al SLL se refiere al utilizar el diseño no uniforme de los slots, aunque se obtiene un menor ancho de haz y una mayor ganancia.

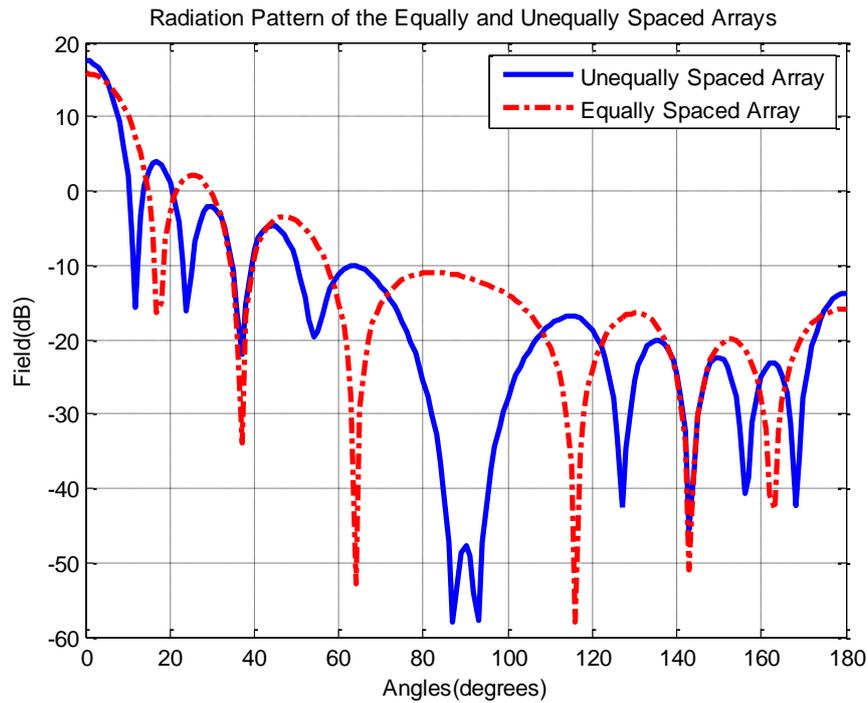


Figura 71. Comparación del patrón de radiación producido mediante un diseño no uniforme y uno uniforme de una PRS.

Como se puede comprobar, no sólo no se ha obtenido el esperado SLL de -25 dB mediante el diseño no uniforme de los slots de la PRS, sino que no se obtiene apenas mejoría con respecto al SLL producido por una PRS con slots equiespaciados.

Por ello, se procederá a verificar si el diseño que se ha realizado es correcto.

En primer lugar se demostró que la forma de la función de distribución utilizada, $f(x)$, se parecía a la de un coseno como era nuestro deseo, caracterizada por valores bajos en los extremos y mayores en el centro, dibujando en Matlab la ecuación (4.28).

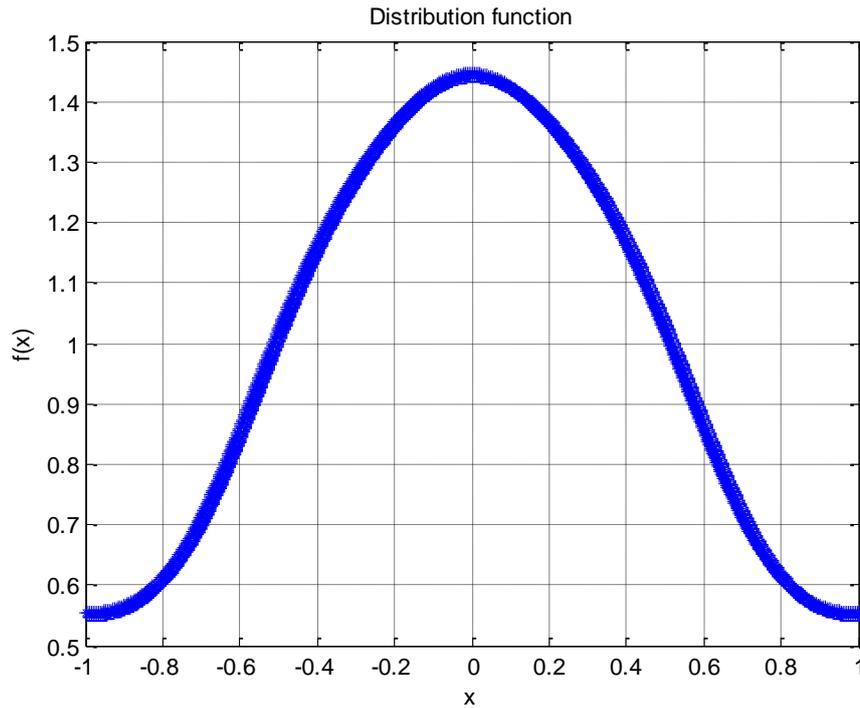


Figura 72. Representación de la función de distribución utilizada, $f(x)$, desarrollada en [41] para la reducción de lóbulos laterales de un array de amplitud uniforme.

La siguiente comprobación tiene que ver con $E_0(u)$.

En el desarrollo de Ishimaru resumido en este proyecto, se asumió que $E(u) \approx E_0(u)$, y se proporcionó la siguiente ecuación para $E_0(u)$ al utilizar la $f(x)$ dada por (4.28):

$$E_0(u) = \sum_{q=-Q}^Q A_q \frac{\sin(u - q\pi x)}{u - q\pi} \quad (4.35)$$

Donde Q y A_q mantienen los valores vistos con anterioridad, y u contiene los datos de nuestro diseño, ya que viene dada por la ya mencionada ecuación:

$$u = ka \sin \theta$$

Y a , a su vez, depende de la posición calculada del último slot S_N , y del primero S_0 :

$$2a = S_N - S_0$$

Así, se comprobó que las posiciones calculadas son correctas ya que $E_0(u)$ presentaba en Matlab un SLL menor que -25 dBs.

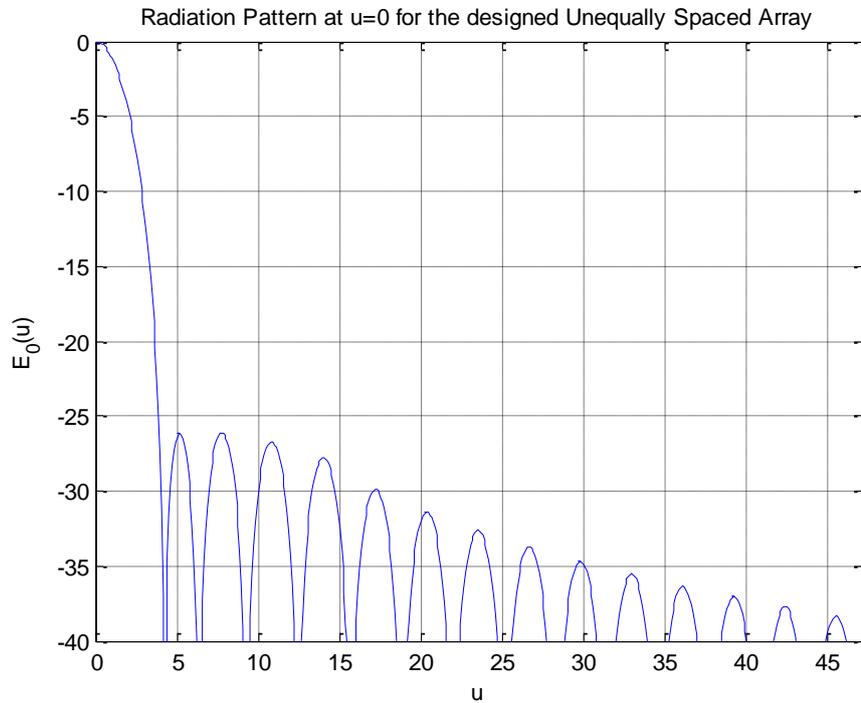


Figura 73. Representación de $E_0(u)$ de la PRS diseñada.

Por último se calculará el campo total asociado a nuestro array según la siguiente ecuación para el factor de array no uniforme:

$$E(k) \approx \int_0^L \sum_{n=1}^N A(x) e^{-js_n k} dx \quad (4.36)$$

Donde L es la longitud total del array, $A(x)$ se asume igual a 1 al suponerse iluminación uniforme de todos los slots y s_n son los valores que aparecen en la tabla 4.5.

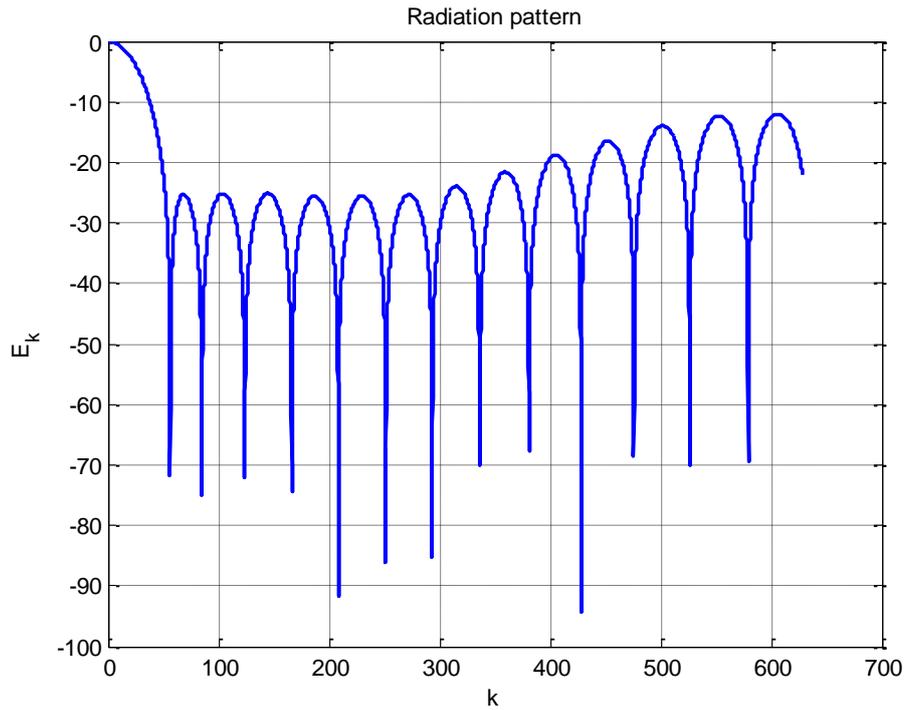


Figura 74. Representación del campo total asociado a nuestro array no uniforme.

Como se puede observar, el campo total asociado con nuestro array, presenta en Matlab un SLL menor que -25 dBs.

Por último, compararemos en la siguiente gráfica la figura anterior con el patrón de radiación de un array con espaciado uniforme:

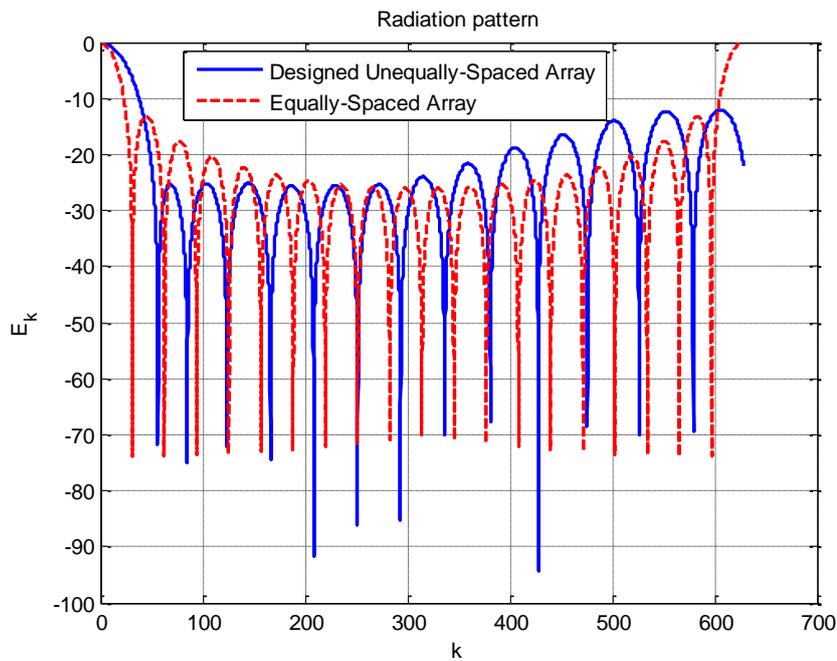


Figura 75. Comparación entre el campo total asociado a nuestro array no uniforme y un array cuyos elementos presentan espaciado uniforme.

Observando la gráfica 75, se concluye que también en esta figura se obtienen los resultados esperados, puesto que nuestro array con espaciado no uniforme presenta el SLL especificado a priori y un array con elementos equiespaciados presenta el SLL típico de un array iluminado uniformemente, esto es, de -13.4 dB.

Puesto que se ha comprobado que teóricamente los resultados obtenidos en este proyecto son correctos, el problema debe estar en la interacción entre la iluminación y los slots.

Las fórmulas de diseño empleadas parten de asumir que todos los elementos que forman el array, en nuestro caso, todos los slots que componen la PRS, están recibiendo la misma amplitud de iluminación.

Aunque idealmente los slots de la PRS alimentados mediante un waveguide port que incide de forma perpendicular al plano que la contiene, con un \vec{E} asimismo perpendicular a la dimensión larga del slot y un \vec{H} paralelo a la misma, alimentarían de manera uniforme a los slots, es muy probable que al considerar una estructura compuesta por un número tan elevado de slots, los acoplos entre estos desbalancen el proceso, de tal forma que cada slot presente una amplitud de iluminación diferente por la interacción de los campos procedentes del resto de slots.

Por tanto, en este caso, el no haber obtenido los resultados de SLL esperados, se debería a que se ha supuesto una amplitud de iluminación uniforme en todos los slots que conforman la PRS para aplicar las fórmulas de diseño ya comentadas, cuando en la realidad los acoplos impedirían que tal iluminación fuera constante, e invalidándose los desarrollos realizados.

Este aspecto se menciona en las conclusiones y líneas futuras de este PFC.

5

CAPÍTULO

CONCLUSIONES

Y

LÍNEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN

Conclusiones

-En este proyecto se ha conseguido diseñar una antena LW basada en celdas unitarias CRLH microstrip para radiar en broadside a la frecuencia de 10 GHz.

Para ello:

1. Se ha realizado el proceso de balanceo a 10 GHz de la celda unitaria CRLH en MWS, mediante experimentación, es decir, se han modificado las dimensiones del circuito microstrip hasta hacer coincidir en 10 GHz, las resonancias en serie y paralelo que están representadas por los máximos de los módulos de las matrices Y y Z.

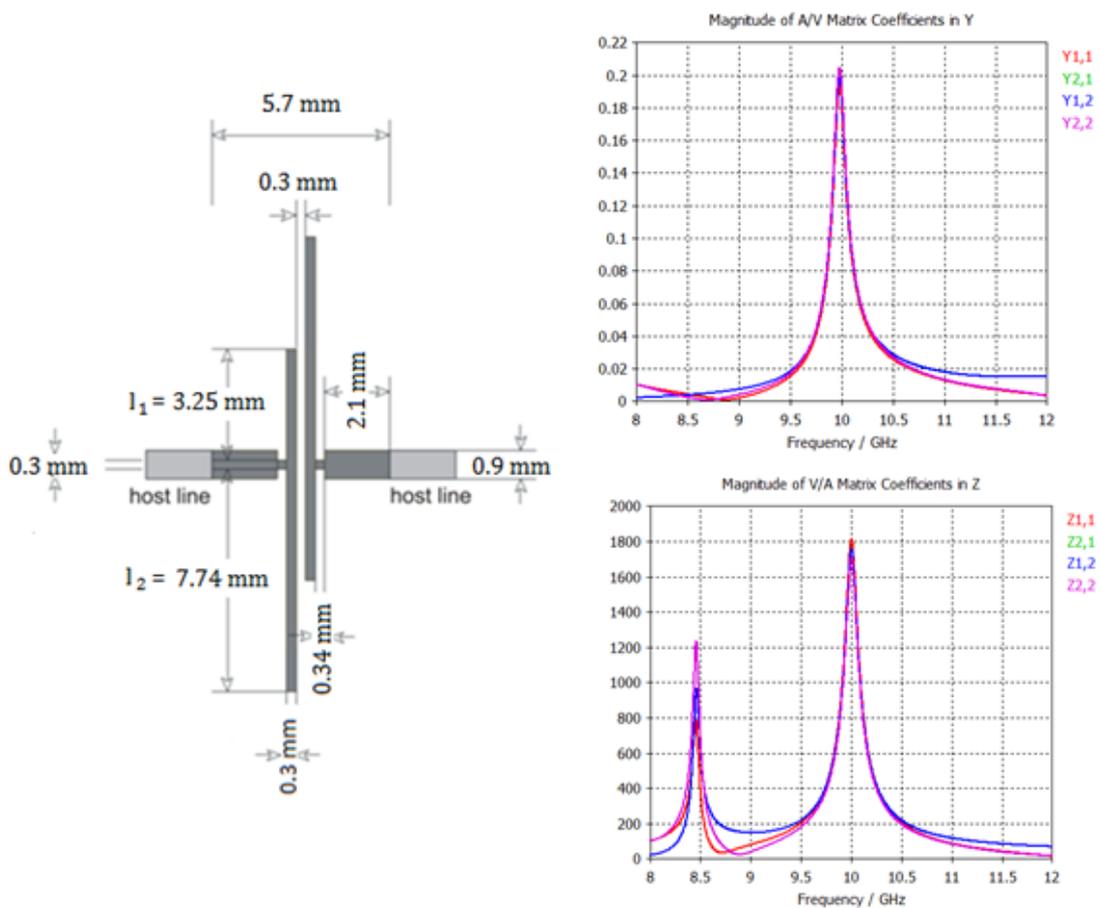


Figura 76. (Izquierda) Dimensiones diseñadas de la celda unitaria CRLH balanceada a 10 GHz.

(Derecha) Picos de la resonancia en serie y paralelo de la celda unitaria de la izquierda a 10 GHz.

1.1. Se comprobó el balanceado de la estructura a 10 GHz y se realizó el cálculo de la tasa de fuga normalizada en Matlab, mediante los parámetros S extraídos de la simulación de la celda en MWS. Así, se verificó que se obtenía una dispersión continua en broadside, y que para 10 GHz se conseguía una tasa de radiación de unos 0.04 Nep/m, valor del mismo orden de magnitud que la tasa de radiación típica de las antenas LW.

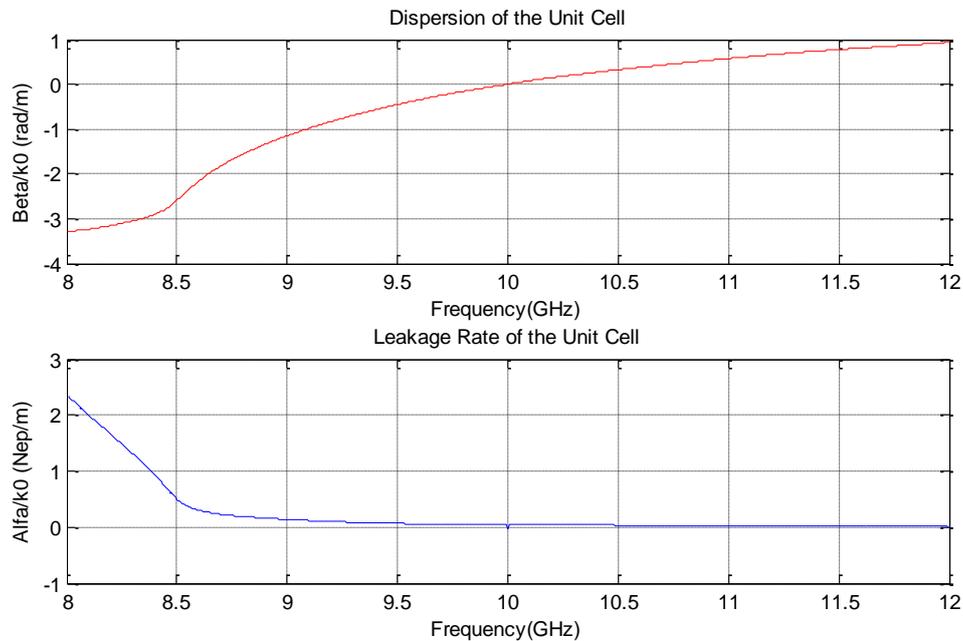


Figura 31. Gráfica de dispersión y tasa de fuga normalizada de la celda unitaria CRLH.

2. Se realizó el diseño de una antena LW basada en la superposición en cascada de 20 celdas balanceadas idénticas a la diseñada en el punto anterior para radiar en broadside a 10 GHz.

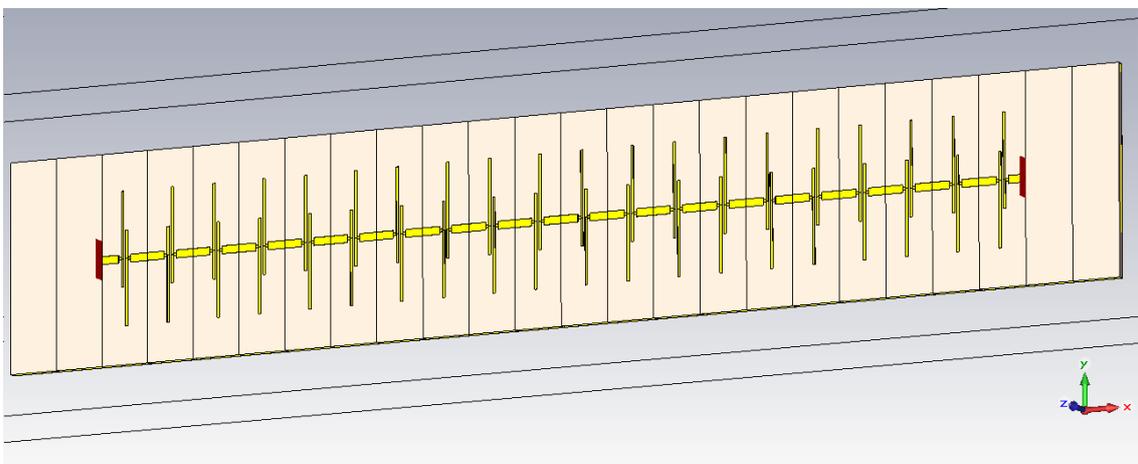


Figura 36. Layout de la antena LW CRLH compuesta por 20 celdas unitarias balanceadas individualmente a la frecuencia de operación.

2.1. Se analizó el diagrama de radiación de la estructura para acreditar que se conseguía la radiación en broadside a 10 GHz, obteniendo un valor de SLL bastante alto, como sucede para cualquier antena de geometría uniforme y por tanto, con una tasa de radiación constante a lo largo de su longitud.

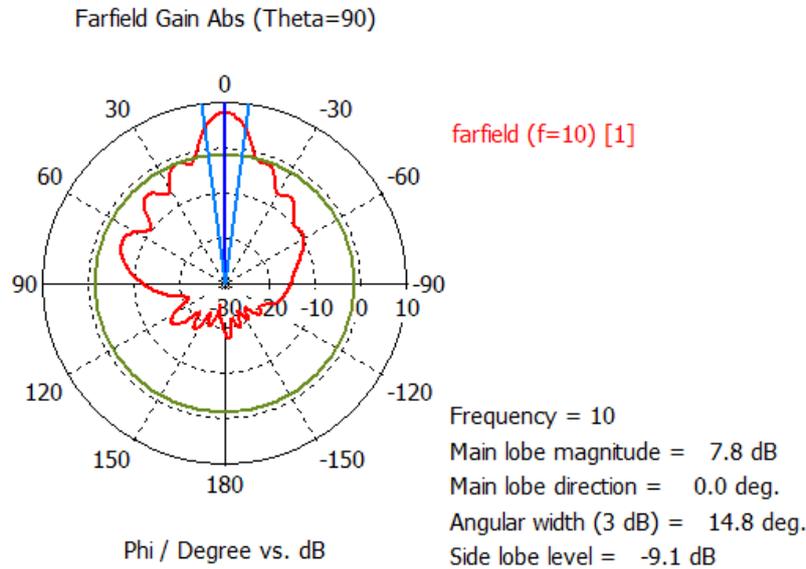


Figura 77. Plano E del diagrama de radiación de la antena LW CRLH diseñada.

Asimismo, se verificó que la estructura permitía la radiación en ángulos negativos y positivos al simular la estructura en frecuencias inferiores y superiores a la de resonancia, así como en broadside en 10 GHz.

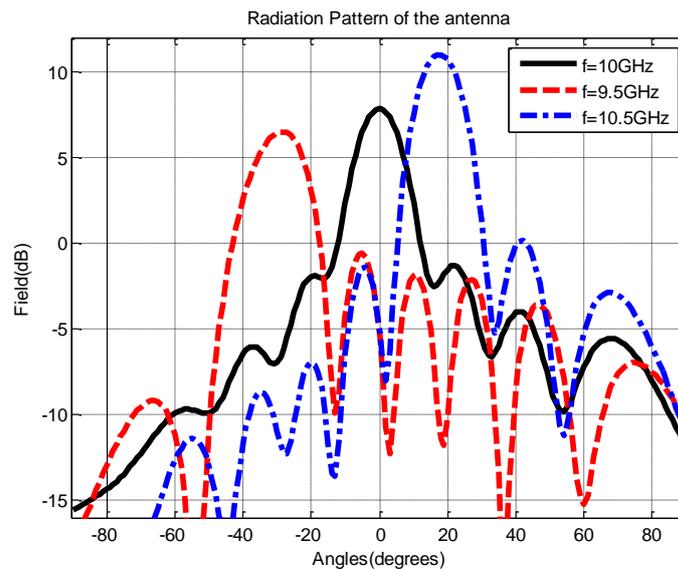


Figura 40. Comprobación de la radiación en ángulos negativos, positivos y broadside para 9.5, 10.5 y 10 GHz de la antena LW CRLH.

Además, se comprobó que se obtenía una buena estimación del ángulo de apuntamiento para la estructura completa, a partir de los parámetros de dispersión de la celda unitaria, así como que el escaneo en backward era más rápido que en forward para un mismo rango de frecuencias.

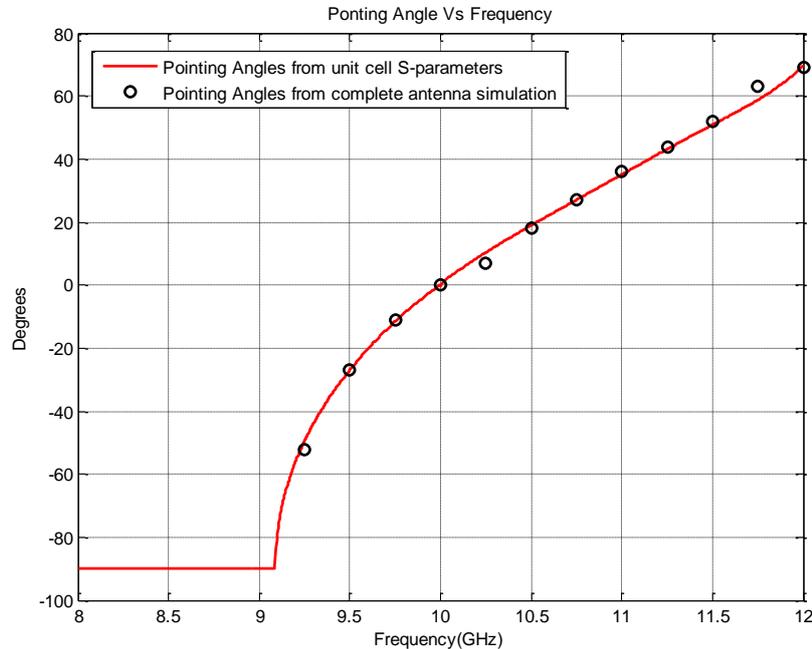


Figura 41. Representación los ángulos de apuntamiento en función de la frecuencia esperados para la antena CRLH LW a partir de los datos obtenidos en la simulación de una celda unitaria y los obtenidos mediante la simulación electromagnética de la estructura completa.

Finalmente se calculó la eficiencia de radiación conseguida mediante nuestro diseño, aproximadamente de un 85% de potencia radiada a lo largo de la longitud de nuestra antena.

-Otro de los objetivos propuestos era conseguir un nivel muy bajo de SLL mediante el diseño de los slots de una PRS alimentada por un waveguide port, a partir de la función de distribución de Ishimaru en [41] para arrays lineales alimentados de manera uniforme.

Para lograr este objetivo se dieron los siguientes pasos:

1. Se estudió la dependencia entre la longitud de los slots y su periodicidad de la FSS homogénea para obtener el mínimo de reflexión a la frecuencia de operación de la antena LW CRLH mediante simulaciones de la estructura con MWS (CST Microwave Studio).

p (mm)	$\frac{\lambda_0}{2}$	$\frac{\lambda_0}{3}$	$\frac{\lambda_0}{4}$	$\frac{\lambda_0}{5}$	$\frac{\lambda_0}{6}$	$\frac{\lambda_0}{7}$	$\frac{\lambda_0}{8}$
L_s (mm)	15	15.325	15.575	15.8	16	16.2	16.375

Tabla 4.2. Relación entre las periodicidades y longitudes de los slots obtenidas mediante simulación de la estructura de una FSS homogénea para que el mínimo del parámetro S11 se produzca a la frecuencia de operación.

1.1. Se implementó en Matlab de una función de interpolación que relacionaba para cada periodicidad, la longitud de slot necesaria para obtener el mínimo de reflexión a 10 GHz, a partir de los datos de las simulaciones con MWS.

Función de interpolación obtenida:

$$L_s = -0.00142 \cdot p^3 + 0.04983 \cdot p^2 - 0.63875 \cdot p + 18.14417$$

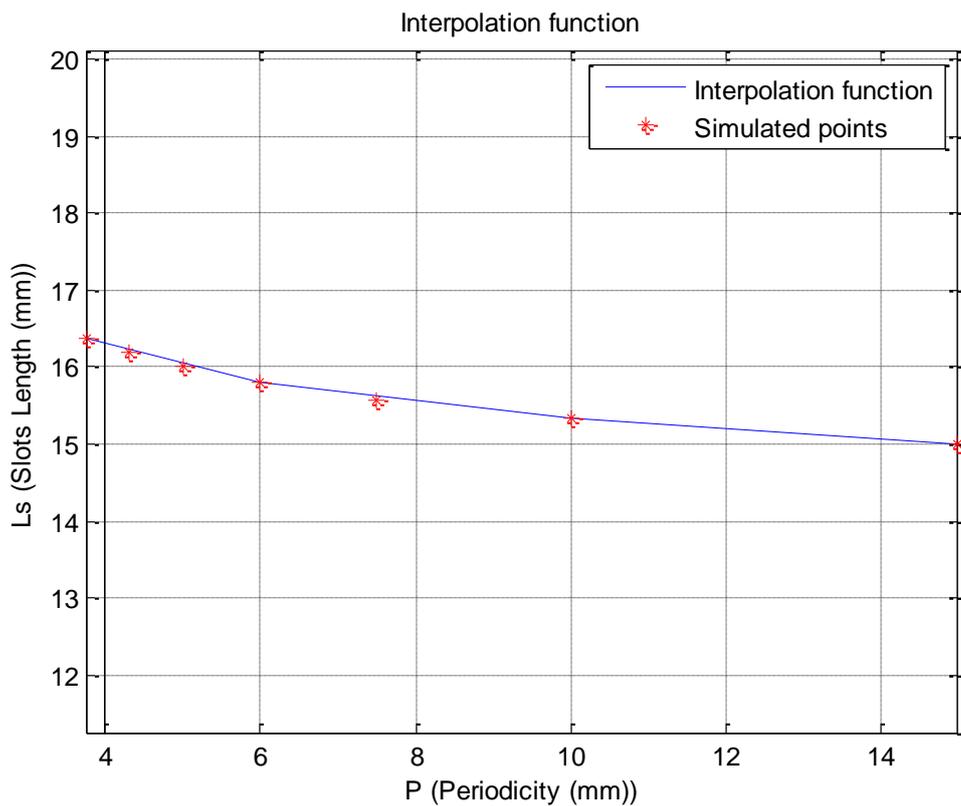


Figura 62. Representación de la función de interpolación obtenida junto con las parejas de valores (p, L_s) obtenidas mediante simulación.

2. Se calculó en Matlab, del espaciado no uniforme de los slots a partir de la función de distribución desarrollada por Ishimaru en [41] para la reducción de lóbulos laterales de un array lineal de amplitud uniforme.

2.1. En primer lugar se calcularon los valores de la función número de fuente normalizada de Ishimaru mediante la siguiente ecuación:

$$y_n = \frac{n - \left(\frac{1}{2}\right)}{M} \quad (4.24), \quad \text{para } n = 1, 2, \dots, M$$

y_1	y_2	y_3	y_4	y_5	y_6	y_7	y_8	y_9	y_{10}
0.05	0.15	0.25	0.35	0.45	0.55	0.65	0.75	0.85	0.95

Tabla 4.3. Valores de la función número de fuente normalizada para 10 slots.

2.2. En segundo lugar se obtuvieron las posiciones finales de los slots en la FSS.

Debido a que para conseguir el espaciado final de los slots en la FSS era necesario utilizar la siguiente fórmula:

$$s_n = \frac{x(y_n) \cdot L_{array}}{2} \quad (4.32)$$

Y que la función de distribución proporcionada por Ishimaru atendía a la siguiente forma:

$$y(x) = x + 2 \sum_{q=1}^Q A_q \frac{\sin q(\pi x)}{q\pi} \quad (4.31)$$

Se obtuvo la función anterior con x como una función de y:

1º) Se buscan por simple inspección en el vector $y(x)$ el número de columnas del mismo en las que se encuentran los valores de y_n que aparecen en la tabla X.

2º) Una vez obtenido el número de columnas de $y(x)$ en los que se encuentran los valores de y_n para nuestra PRS, se calcula el valor de x correspondiente mediante la siguiente ecuación:

$$x(y_n) = -1 + \text{Incremento} \cdot N^\circ \text{ de columna del valor } y_n \quad (4.34)$$

X_1	X_2	X_3	X_4	X_5	X_6	X_7	X_8	X_9	X_{10}
0.035	0.105	0.176	0.25	0.327	0.411	0.503	0.610	0.744	0.911

Tabla 4.4. Valores de la función de posición de fuente normalizada para 10 slots.

Y finalmente se obtuvo el espaciado de los slots mediante (4.32):

S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	S_9	S_{10}
6.675	19.2	29.25	37.275	44.175	50.475	56.25	61.8	67.125	72.375
S_{11}	S_{12}	S_{13}	S_{14}	S_{15}	S_{16}	S_{17}	S_{18}	S_{19}	S_{20}
77.625	82.875	88.2	93.75	99.525	105.825	112.725	120.75	130.8	143.325

Tabla 4.5. Valores de la posición final de los 20 slots en la PRS obtenidos mediante (4.32) en mm.

2.3. Se calcularon las periodicidades de los slots en función de la posición de los mismos recogida en la tabla anterior.

Una vez obtenidos los valores de s_n se procedió a calcular las diversas periodicidades en el eje x de la PRS a partir de la posición de cada slot, asumiendo que cada periodicidad i-ésima, p_i , sería la distancia desde el punto intermedio entre la posición del slot i, s_i , y la del slot i-1, s_{i-1} , hasta la del punto intermedio entre s_i y s_{i+1} .

P_1	P_2	P_3	P_4	P_5	P_6	P_7	P_8	P_9	P_{10}
13.65	11.1	9	7.05	6.75	5.85	5.7	5.4	5.25	5.25
P_{11}	P_{12}	P_{13}	P_{14}	P_{15}	P_{16}	P_{17}	P_{18}	P_{19}	P_{20}
5.25	5.25	5.4	5.7	5.85	6.75	7.05	9	11.1	13.65

Tabla 4.6. Valores de las periodicidades no uniformes de los slots en la PRS en mm.

2.4. Con las anteriores periodicidades y utilizando la función de interpolación mostrada en 1.1, se obtuvieron para cada periodicidad la longitud de slot necesaria para obtener el mínimo de reflexión en 10 GHz.

L_{S_1}	L_{S_2}	L_{S_3}	L_{S_4}	L_{S_5}	L_{S_6}	L_{S_7}	L_{S_8}	L_{S_9}	$L_{S_{10}}$
15.112	15.259	15.4	15.622	15.668	15.83	15.86	15.925	15.959	15.959
$L_{S_{11}}$	$L_{S_{12}}$	$L_{S_{13}}$	$L_{S_{14}}$	$L_{S_{15}}$	$L_{S_{16}}$	$L_{S_{17}}$	$L_{S_{18}}$	$L_{S_{19}}$	$L_{S_{20}}$
15.959	15.959	15.925	15.86	15.83	15.668	15.622	15.4	15.259	15.112

Tabla 4.7. Valores de las diferentes longitudes de slots para conseguir el mínimo de reflexión a 10 GHz para las periodicidades contenidas en la tabla 4.6.

3. Se diseñó en MWS una FSS no uniforme acorde con los valores de periodicidades y longitudes de los slots calculados mediante la función de distribución de Ishimaru, para conseguir un SLL de unos -25 dBs para un array lineal alimentado de manera uniforme.

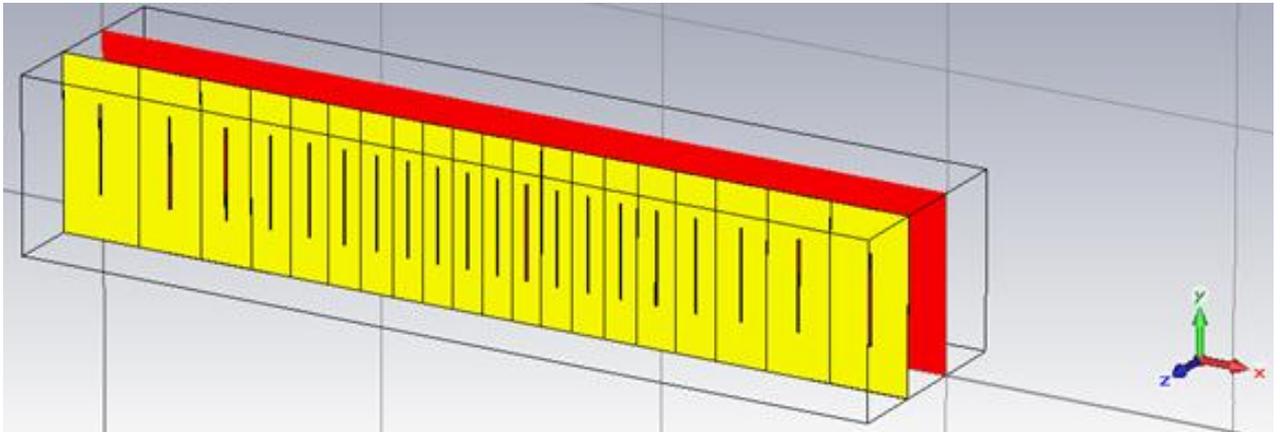


Figura 63. PRS diseñada no uniformemente en MWS a partir de la función de distribución introducida anteriormente.

4. Se verificó el correcto funcionamiento de la función de interpolación mostrada en 1.1 mediante el diagrama del parámetro S11 en MWS:

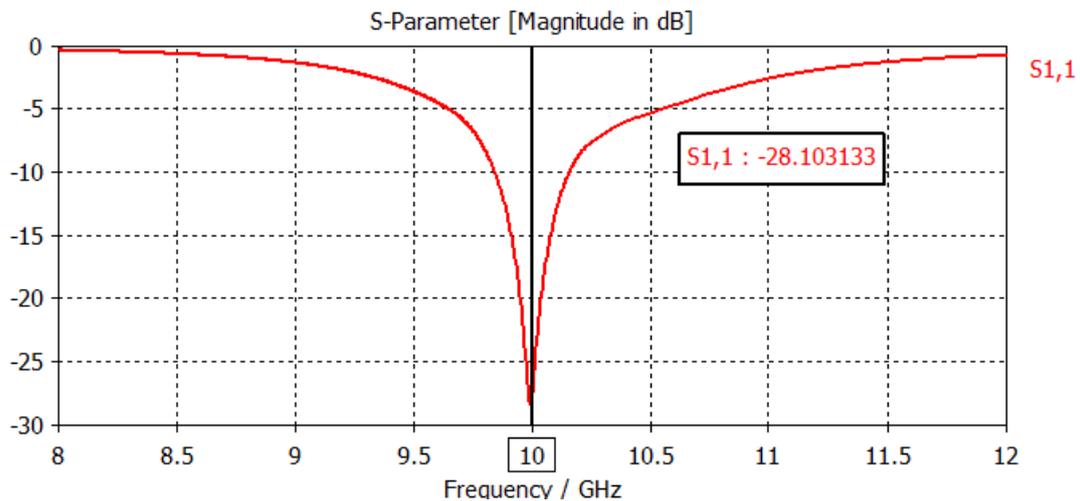


Figura 64. Representación del parámetro S11 de la PRS mostrada en la figura 62.

5. Se verificó que con este diseño no fue posible conseguir un SLL de -25 dB:

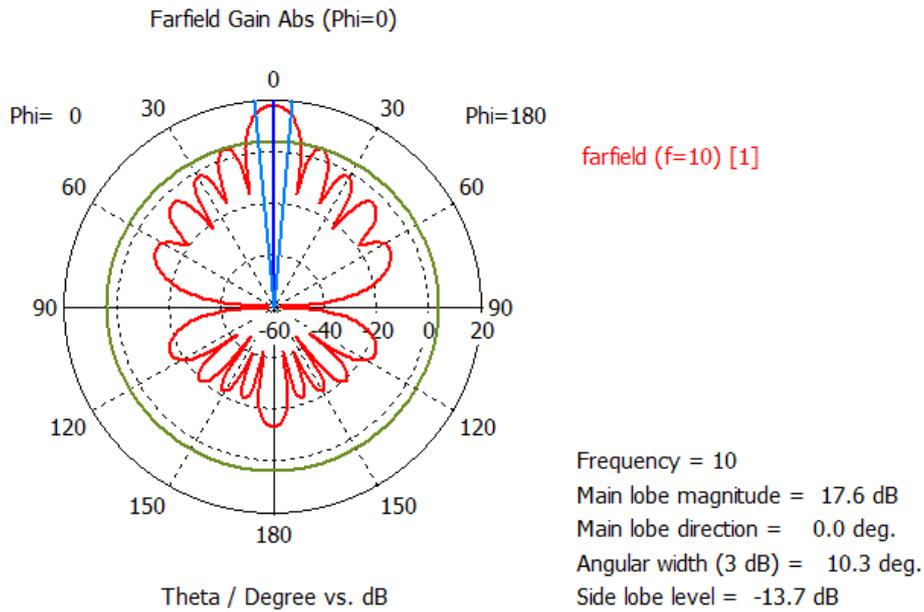


Figura 66. Representación del plano E de la PRS.

6. Se comparó la radiación de tal FSS con una diseñada uniformemente mediante una periodicidad y longitud constante de sus slots para conseguir el mínimo de reflexión a 10 GHz, de forma que se observó que a pesar de no variar el SLL de un diseño a otro, con el no uniforme se conseguía una mayor ganancia, un menor coeficiente de reflexión y un menor ancho de haz.

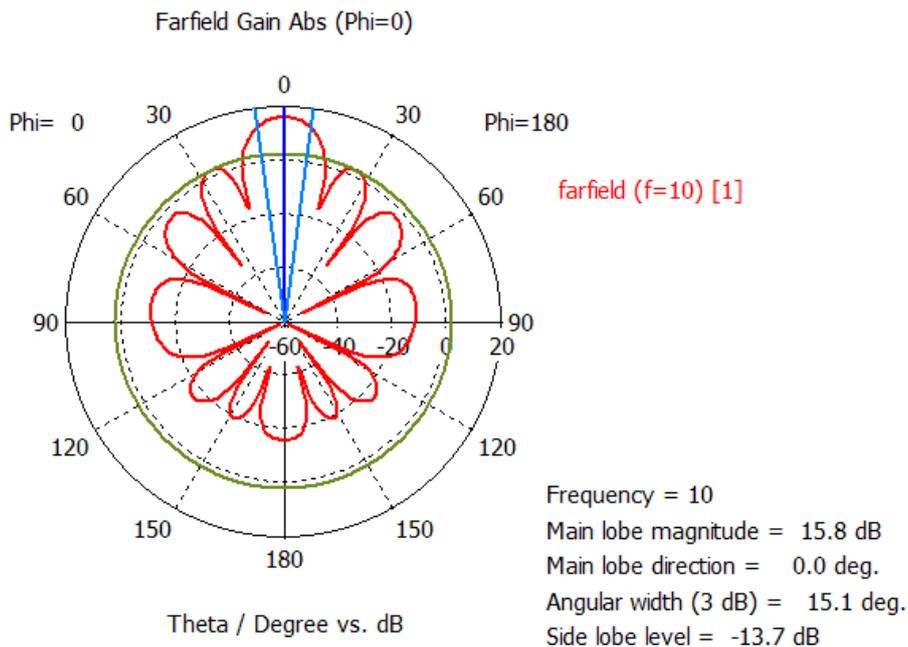


Figura 70. Representación del plano E de la PRS de diseño uniforme.

7. Se comprobó que el diseño realizado era correcto mediante las siguientes acciones:

7.1. Se demostró que la función de distribución utilizada para obtener el espaciado no uniforme se correspondía a la de un coseno:

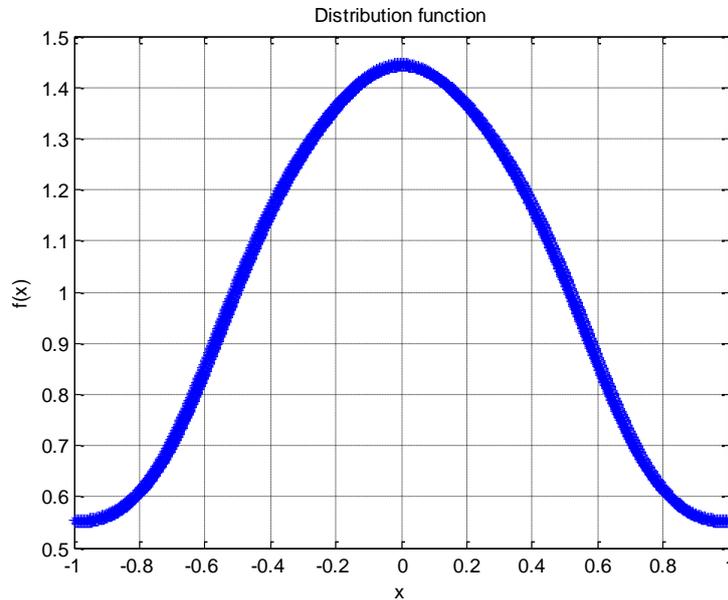


Figura 72. Representación de la función de distribución utilizada, $f(x)$, desarrollada en [41] para la reducción de lóbulos laterales de un array de amplitud uniforme.

7.2. Se probó que la aproximación del campo total empleada, $E_0(u)$, presentaba un SLL de -25 dB para nuestro diseño:

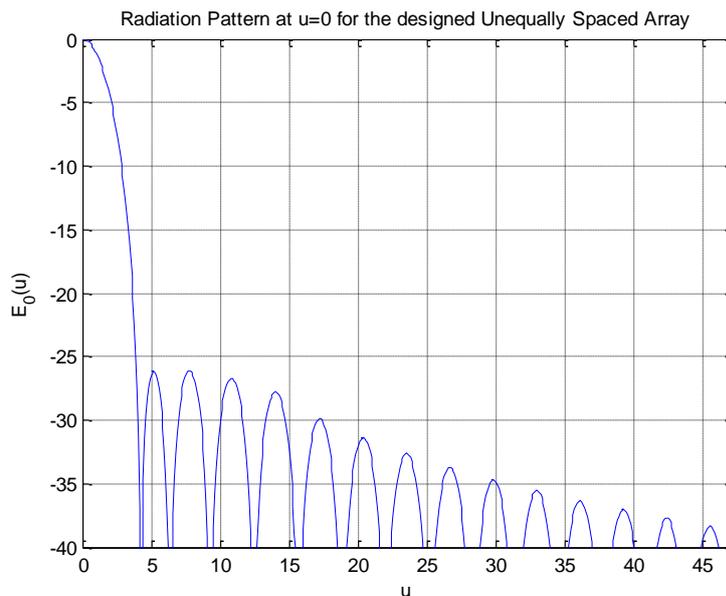


Figura 73. Representación de $E_0(u)$ de la PRS diseñada

7.3. Se calculó el campo total asociado a nuestro array, obteniéndose asimismo un valor de SLL de -25 dB.

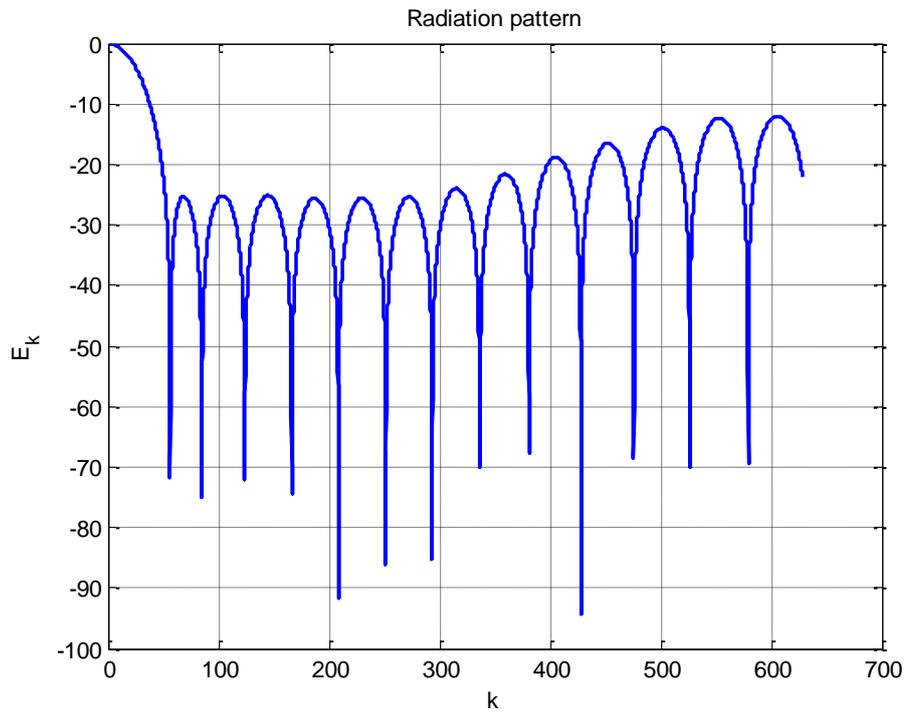


Figura 74. Representación del campo total asociado a nuestro array no uniforme.

8. Se concluyó que el no haber obtenido los resultados de SLL esperados, se podría deber a que se supuso una amplitud de iluminación uniforme en todos los slots que conforman la PRS para aplicar las fórmulas de diseño ya comentadas, cuando en la realidad los acoplos impedirían que tal iluminación fuera constante e invalidándose los desarrollos realizados.

Líneas Futuras de Investigación

1. A la vista de los resultados no satisfactorios de la FSS no uniforme, el siguiente punto que habría que tratar es el estudio de los acoplos entre los slots no uniformes. Como se explicó en la memoria de este PFC (capítulo 4 sección 4.4.2.2 y en las conclusiones), no se ha obtenido la disminución de SLL esperada, y probablemente es debido a los acoplos entre los slots. Este aspecto debería ser comprobado, para posteriormente realizar un diseño teniendo en cuenta los acoplos.

2. La siguiente línea futura es la unión de la FSS no uniforme con la antena CRLH. El diseño de la distancia H óptima entre ambos circuitos impresos es clave, ya que la estructura total se comporta como una antena basada en un resonador Fabry-Pérot [26]. Como se ha estudiado en otros papers [28], es necesario ajustar la altura óptima para conseguir maximizar la radiación en el ángulo deseado; en nuestro caso broadside.

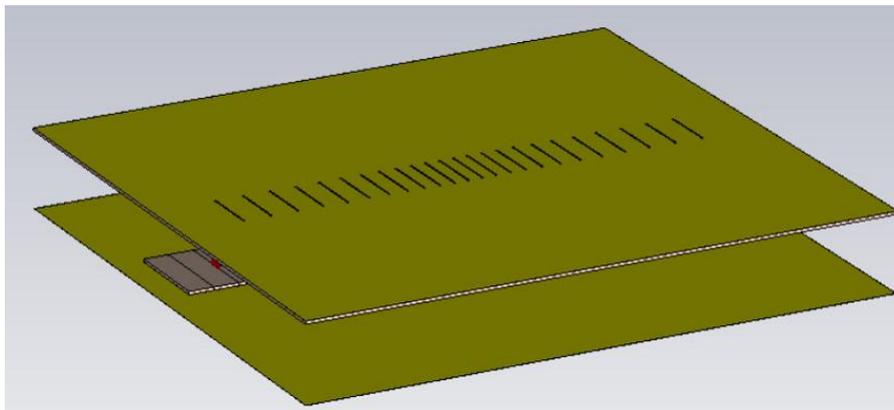


Figura 42. Ejemplo de una estructura compuesta por una lámina completamente reflectante situada detrás de una antena LW CRLH sobre la que se sitúa una PRS con slots posicionados de forma no uniforme (o “unequally spaced slots”) desarrollada en [23].

3. Por último, cabría la posibilidad de añadir placas metálicas laterales para evitar la radiación incontrolada por los lados de la cavidad Fabry-Pérot. De esta manera, aseguraríamos que la radiación se produce sólo a través de la FSS, que es la única responsable de la síntesis del diagrama de radiación. La estructura final, quedaría tal y como se muestra en la figura de abajo para una antena Fabry-Pérot estudiada en [32] y [33], pero sustituyendo la HIS por la antena CRLH.

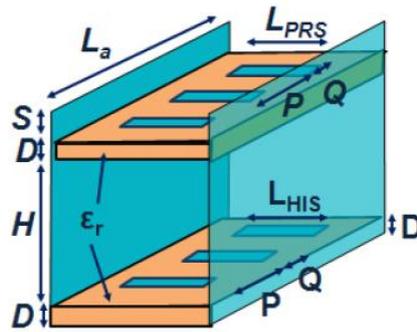


Figura 78. Antena Leaky-wave Fabry-Perot unidimensional [32] apantallada lateralmente mediante placas metálicas y compuesta por una HIS en la base de la estructura y una FSS en la parte superior de la misma.

R

Referencias

- [1] V. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ," Soviet Physics Uspekhi, vol. 10, no. 4, pp. 509–514, 1968.
- [2] R.A. Shelby, D.R. Smith, and S. Schultz, "Experimental verification of a negative index of refraction," Science, vol. 292, no. 5514, pp. 77–79, 2001.
- [3] Pendry J. B., Holden A. J., Robbins D. J., and Stewart W. J., "Low Frequency Plasmons in Thin Wire Structures", Journal of Physics, 1998, Vol. 10, pp. 4785-4809.
- [4] Pendry J. B., Holden A. J., Robbins D. J., and Stewart W. J., "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 47, pp. 2075-2084, Nov. 1999.
- [5] L. Brillouin, "Wave Propagation in Periodic Structures", McGraw-Hill, 1946.
- [6] G.V. Eleftheriades, A.K. Iyer, and P.C. Kremer, "Planar negative refractive index media using periodically L-C loaded transmission lines," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 50, pp. 2702–2712, Dec. 2002.
- [7] C. Caloz and T. Itoh, "Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications", New York: Wiley, 2004.
- [8] José Luis Gómez Tornero (2005), "Análisis de Modos de Fuga en Estructuras Planares Apantalladas Lateralmente y Diseño de Nuevas Antenas "Leaky-Wave" en Tecnología Híbrida Impresa-Apantallada", Universidad Politécnica de Cartagena.
- [9] David M. Pozar, "Microwave Engineering (3rd Ed.)", New York: Wiley, 2005
- [10] Arthur A. Oliner and David R. Jackson, "Leaky-Wave Antennas, Antenna Engineering Handbook: Fourth Edition", Ch.11, John L. Volakis: McGraw Hill, 2007.
- [11] M. Guglielmi and D. R. Jackson, "Broadside radiation from periodic leaky-wave antennas," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 41, pp.31–37, Jan. 1993.
- [12] P. Burghignoli, G. Lovat, and D. R. Jackson, "Analysis and optimization of leaky-wave radiation at broadside from a class of 1-D periodic structures," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 54, no. 9, pp.2593–2603, Sep. 2006.
- [13] Lei Liu, C. Caloz, T. Itoh, Dept. of Electr. Eng., California Univ., Los Angeles, CA, "Dominant mode leaky-wave antenna with backfire-to-endfire scanning capability", ELECTRONICS LETTERS, 7th November 2002 Vol. 38, No. 23.
- [14] M. A. Eberspächer, K. Eccleston, and T. F. Eibert, "Realization of via-free microstrip composite right/left-handed transmission lines," in German Microw. Conf., Mar. 2009, pp. 1–4.
- [15] Christophe Caloz and Tatsuo Itoh, "Array Factor Approach of Leaky-Wave Antennas and Application to 1-D/2-D Composite Right/Left-Handed (CRLH) Structures", IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, Vol. 14, No. 6, June 2004.

- [16] A. Lai, T. Itoh, C. Caloz, "Composite right/left-handed transmission line metamaterials," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 5, no. 3, p. 34-50, Sep. 2004.
- [17] C. Caloz and T. Itoh, "Application of the transmission line theory of left-handed (LH) materials to the realization of a microstrip LH transmission line," *Proc. IEEE-APSUSNC/URSI, National Radio Science Meeting 2002*, vol. 2, pp. 412-415, 2002.
- [18] Casares-Miranda F. P. ,M´arquez-Segura E. , Otero P. , Camacho-Penalosa C., " Composite Right/Left-Handed Transmission Line With Wire Bonded Interdigital Capacitor," *IEEE Microwave And Wireless Components Letters*, Vol. 16, No. 11, November 2006.
- [19] M. A. Eberspächer, T.F. Eibert, "An Analysis and Design Procedure for Composite Right/Left-Handed Unit Cells", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 60, No. 5, May 2012.
- [20] T. Weiland, M. Timm and I. Munteanu, "A Practical Guide to 3-D Simulation", *IEEE Microwave Magazine*, vol. 9, no. 6, p. 62-75, Dec. 2008.
- [21] http://eee.guc.edu eg/Courses/Communications/COMM905%20Advanced%20Communication%20Lab/MWS_Tutorials.pdf
- [22] http://ansys.jp/solutions/analysis/electronics/tech_docs/meta/images/Left-Handed_Metamaterials_for_Microwave_Engineering.pdf
- [23] Harshita Tolani (2009), "One Dimensional Microwave Metamaterial Leaky-Wave Structures", Technische Universität München & Indian Institute of Technology, Kharagapur.
- [24] P. Lampariello and A. A. Oliner, "A novel phased array of printed circuit leaky-wave line sources," in *Proc. 17th Eur. Microwave Conf., Rome, Italy, Sep. 7–11, 1987*, pp. 550–560.
- [25] J. L. Gómez, A. de la Torre, D. Canete, M. Gugliemi, and A. A. Melcon, "Design of tapered leaky-wave antennas in hybrid waveguide-planar technology for millimeter waveband applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 8, pp. 2563–2577, Aug. 2005
- [26] G.V. Trentini, "Partially Reflective Sheet Arrays", *IRE Trans. on Antennas and Propagation.*, Vol. 4, No. 4, pp. 666-671, October 1956.
- [27] A. P. Feresidis and J. C. Vardaxoglou, "High Gain Planar Antenna Using Optimised Partially Reflective Surfaces," *IEE Proc. Microwave Antennas Propagat.*, vol. 148 (December 2001): 345–350.
- [28] M. García-Vigueras, J.L. Gomez-Tornero, R. Guzman-Quiros, F. Quesada-Pereira, and A. Alvarez-Melcon, "Control of the radiation properties of a FSS loaded leaky-wave antenna," in *Proc. 4th Eur. Conf. Antennas Propag.*, Apr. 12–16, 2010, pp. 1–4.
- [29] M. García-Vigueras, J.L. Gómez-Tornero, G. Goussetis, J.S. Gómez-Diaz, and A. Álvarez-Melcon, —A modified pole-zero technique for the synthesis of waveguide leaky-wave antennas loaded with dipole-based FSS!, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, in press.
- [30] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*. New York: McGraw-Hill, 1951, pp. 179–181.
- [31] M. García-Vigueras, J.L. Gómez-Tornero, G. Goussetis, and A. Álvarez-Melcon, "Software tool for the leaky-mode analysis of waveguides loaded with frequency selective surfaces", *III European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2009)*, Berlin, Germany, 23-27 March 2009.
- [32] M. García-Vigueras, J.L. Gómez-Tornero, G. Goussetis, Andrew R. Wiley, and Y. Jay Guo, "1D-Leaky Wave Antenna Employing Parallel-Plate Waveguide Loaded with PRS and HIS," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.59, No.10, pp. 3687 - 3694, October 2011.
- [33] M. García-Vigueras, J.L. Gómez-Tornero, G. Goussetis, A. R. Wiley, and Y. Jay Guo, "Efficient Synthesis of 1D Fabry-Perot Antennas with Low Sidelobe Levels," *IEEE Antennas and Wireless Propagat. Lett.*, vol.11, pp. 869 - 872, August 2012.

- [34] Balanis C. A. , *Antenna theory - Analysis and Design* (3rd Edition), John Wiley & Sons,2005.
- [35] S. A. Schelkunoff, "A mathematical theory of linear arrays," *Bell. Sys. Tech. J.*,vol. 22,p. 80; January, 19-13
- [36] Unz. H., "Linear Arrays with Arbitrarily Distributed Elements," *IRE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. AP-8, pp. 222-223, March 1960.
- [37] Harrington R. F., "Sidelobe Reduction by Nonuniform Element Spacing," *IRE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. AP-9, pp. 187-192, March 1961
- [38] Maffett A. L., "Array Factors with Nonuniform Spacing Parameters," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 10, pp. 131-136, March 1962
- [39] Y. T. Lo , "A spacing weighted antenna array," *IRE International Convention record*, pt. 1, pp. 191-195, March 1962.
- [40] Andreasen M. G., "Linear Arrays with Variable Interelement Spacings," *IRE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. AP-10, pp. 137-143, March 1962
- [41] A. Ishimaru, "Theory of unequally spaced arrays," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-10, pp. 691-702, November 1962.
- [42] A. Ishimaru and Y-S. Chen, "Thinning and Broadbanding Antenna Arrays by Unequal Spacings," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 13, pp. 34-42, January 1965.
- [43] Romain Siragusa, Etienne Perret, Pierre Lemaître-Auger, Hoang Van Nguyen, Smaïl Tedjini and Christophe Caloz., "A Tapered CRLH Interdigital/Stub Leaky-Wave Antenna With Minimized Sidelobe Levels", *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, Vol. 11, pp. 1214-1217, 2012.
- [44] Petri Jarske, Tapio Saramäki, Sanjit K. Mitra, and Yrjö Neuvo, "On Properties And Design of Nonuniformly Spaced Linear Arrays," *IEEE Transactions On Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. 36 , No. 3, pp. 372-380, March 1988.
- [45] N. Amitay, V. Galindo, and C. P. Wu, "Theory and Analysis of Phased Array Antennas", Wiley-Interscience, New York, 1972.
- [46] T. K. Wu, "Frequency Selective Surface and Grid Array", ed. John Wiley & Sons, New York, 1995.
- [47] R. H. Ott, R. G. Kouyoumjian, and L. Peters, Jr., "Scattering by a Two-Dimensional Periodic Array of Narrow Plates", *Radio Science*, 2, 1347-1359, 1967.
- [48] B. A. Munk, R. G. Kouyoumjian, and L. Peters. Jr., "Reflection Properties of Periodic Surfaces of Loaded Dipoles", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, AP-19, 612-617, 1971.
- [49] Jeffrey A. Reed, B.A., M.B.A., M.S.(1997), Dissertation Proposal: "Frequency Selective Surfaces with Multiple Periodic Elements", The University of Texas at Dallas.
- [50] C. C. Chen, "Transmission Through a Conducting Screen Perforated Periodically with Apertures", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-18, 627-632 (1970).