

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA



PONTIFICIA
UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DEL PERÚ

DISEÑO DE UNA ANTENA ALTAMENTE DIRECTIVA USANDO LENTES Y METAMATERIALES

Tesis para optar el Título de **Ingeniero de las Telecomunicaciones**, que presenta la
bachillera:

JANITZA NICOLE PUNTO GUTIERREZ

ASESOR: DR. MANUEL AUGUSTO YARLEQUÉ MEDINA

Lima, diciembre de 2013

Resumen

En la actualidad hay más transmisiones de señales en el aire, causando una gran contaminación en el espacio radioeléctrico y exigiendo mejoras en los equipos usados para evitar la interferencia, lo cual resulta en una óptima transmisión y recepción de las señales. El uso de antenas reflectoras ha aumentado por tener características adecuadas para los propósitos indicados, esto es dado que ellas poseen la capacidad de concentrar la señal que transmiten en un área específica, logrando una disminución en la probabilidad de interferencia. Sin embargo, su gran tamaño representa una desventaja, por lo que se ha hecho necesaria la búsqueda de nuevas alternativas. En esesentido, el objetivo de esta tesis es diseñar una antena bocina, altamente directiva, la cual usa un lente compuesto por un elemento metamaterial para este propósito. El diseño del lente pasa por determinar las propiedades físicas y eléctricas de dicha estructura metamaterial, la cual debe presentar un índice de refracción gradiente variable según la posición y está compuesta de celdas cuyas dimensiones son definidas para una determinada frecuencia. Con este propósito, se utilizó el software de simulación electromagnética CST Studio Suite, específicamente el módulo CST Microwave Studio. Los resultados de las simulaciones son comparados con un diseño adicional de una antena con lente dieléctrico; es decir, un lente tradicional. Luego de realizar el análisis, se obtuvo como conclusión principal que el diseño no logra grandes mejoras respecto a la antena sin lente en la frecuencia de 5.8 GHz debido a las pérdidas por reflexión causadas por el desacoplamiento de impedancias en las interfaces aire-lente.

DEDICATORIA

A mi madre Evelia por su apoyo incondicional.



AGRADECIMIENTOS

A mi asesor Manuel Yarlequé Medina por sus consejos y críticas.

A mi familia y amigos por darme fuerza siempre.



CONTENIDO

LISTA DE FIGURAS	1
LISTA DE TABLAS	4
INTRODUCCIÓN.....	5
1. MARCO PROBLEMÁTICO	6
1.1 Descripción de la realidad problemática	6
1.2 Estado del arte	7
1.3 Conceptualizaciones generales	12
1.3.1 Antena.....	12
1.3.1.1 Definición.....	12
1.3.1.2 Directividad	13
1.3.1.3 Ancho de haz de media potencia (HPBW)	13
1.3.1.4 Nivel de lóbulo lateral (SLL)	14
1.3.2 Antena con lente.....	14
1.3.2.1 Definición.....	14
1.3.2.2 Lente	15
1.3.2.3 Principio de igualdad de caminos ópticos de los rayos	15
1.3.2.4 Ley de refracción de Snell	17
1.3.3 Metamaterial	18
1.3.3.1 Definición.....	18
1.3.3.2 Dispersión en frecuencia de los parámetros y características electromagnéticas	18
1.3.3.3 Resonadores utilizados para sintonizar los parámetros constitutivos	22
2. MÉTODOS Y PROCEDIMIENTOS	24
2.1 Procedimiento para diseñar antena con lente dieléctrico	24
2.1.2 Diseño de antena	24
2.1.3 Diseño de lente dieléctrico.....	27
2.2 Procedimiento para diseñar antena con lente metamaterial	30

2.2.1 Introducción.....	30
2.2.2 Determinación de propiedades físicas y parámetros constitutivos de la celda	31
2.2.3 Determinación del índice de refracción en el lente	35
2.2.4 Determinación de la relación entre tamaño de celda y parámetros constitutivos.....	37
3. DISEÑO DE ANTENAS BOCINA CON LENTE DIELECTRICO Y CON LENTE METAMATERIAL	39
3.2 Diseño de antena con lente dieléctrico	39
3.2.1 Diseño de antena bocina	39
3.2.2 Diseño de lente dieléctrico.....	42
3.3 Diseño de antena con lente metamaterial	44
3.3.1 Diseño de la antena bocina	44
3.3.2 Diseño de lente metamaterial.....	45
4. ANÁLISIS Y COMPARACIÓN DE RESULTADOS	51
4.1 Resultados del diseño de antena bocina.....	51
4.2 Resultados del diseño de antena con lente dieléctrico	53
4.3 Resultados del diseño de antena con lente metamaterial	55
4.4 Comparación de Resultados	57
CONCLUSIONES.....	62
RECOMENDACIONES Y TRABAJOS FUTUROS.....	63
Bibliografía.....	A

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1: Ejemplos de aplicación de lentes de placas paralelas que aumentan la velocidad de fase..... 7

Figura 1.2: Modelo geométrico para el análisis de lentes dieléctricos en antenas.... 11

Figura 1.3: Lente utilizando arreglo de anillos cuadrados cerrados..... 12

Figura 1.4: Comparación de diferentes tipos de antenas en base a la ganancia de potencia y polarización..... 13

Figura 1.5: Propagación de frente de onda en óptica geométrica..... 16

Figura 1.6: Lente que refracta debido a una sola superficie..... 17

Figura 1.7: Incidencia de onda electromagnética desde un medio a otro..... 17

Figura 1.8: Volumen V formado por una superficie cerrada S y conteniendo las intensidades de campo y fuentes..... 20

Figura 1.9: Split Ring Resonator y su circuito eléctrico equivalente..... 23

Figura 2.1: Antena tipo bocina piramidal..... 24

Figura 2.2: Dimensiones de una antena tipo bocina piramidal..... 25

Figura 2.3: Lente con una sola superficie refractora..... 29

Figura 2.4: Lentes equivalentes con diferentes radios de superficies..... 30

Figura 2.5: Dimensiones de un anillo cuadrado abierto usado para el estudio de sus parámetros S en comparación de un anillo cuadrado cerrado..... 31

Figura 2.6: Anillo cuadrado cerrado y su circuito equivalente..... 32

Figura 2.7: Diagrama del diseño de la celda a simular..... 33

Figura 2.8: Ejemplo de los valores de índice de refracción e impedancia para un anillo cuadrado cerrado..... 35

Figura 2.9: Esquema del lente metamaterial y los caminos ópticos posibles..... 36

Figura 2.10: Ejemplo de gráfico del valor de impedancia en función de la longitud dx de un anillo cuadrado cerrado.....	37
Figura 3.1: Dimensiones de la guía de onda del diseño.....	40
Figura 3.2: Esquema de la antenabocina.....	41
Figura 3.3: Vista 3D del diseño de la antena bocina en CST Microwave Studio.....	42
Figura 3.4: Esquema de la antena con lente dieléctrico.....	43
Figura 3.5: Principio de Igualdad de Caminos Ópticos aplicado al diseño.....	43
Figura 3.6: Vista 3D del diseño de antena con lente dieléctrico en CST Microwave Studio.....	44
Figura 3.7: Esquema del anillo cuadrado sobre el sustrato.....	45
Figura 3.8: Vista 3D del anillo cuadrado cerrado en CST Microwave Studio.....	46
Figura 3.9: Índice de refracción de la celda cuadrada en el rango de 5.2 a 6.4 GHz.	47
Figura 3.10: Impedancia de la celda cuadrada en el rango de 5.2 a 6.4 GHz.....	47
Figura 3.11: Variación del índice de refracción respecto al tamaño del anillo.....	48
Figura 3.12: Variación de la impedancia respecto al tamaño del anillo.....	48
Figura 3.13: Distancia radial máxima del lente vista en la apertura de la antena.....	49
Figura 3.14: Vista frontal de lente metamaterial.....	50
Figura 4.1: Parámetro S_{11} de antena bocina.....	51
Figura 4.2: Vista 3D del patrón de radiación de antena bocina.....	52
Figura 4.3: Variación de campo eléctrico de una antena bocina.....	52
Figura 4.4: Variación de campo magnético de una antena bocina.....	53
Figura 4.5: Parámetro S_{11} de antena con lente dieléctrico.....	53
Figura 4.6: Vista 3D del patrón de radiación de antena con lente dieléctrico.....	54

Figura 4.7: Variación de campo eléctrico para una antena con lente dieléctrico.....	54
Figura 4.8: Variación de campo magnético en antena con lente dieléctrico.....	55
Figura 4.9: Valores del parámetro S11 de una antena con lente metamaterial.....	55
Figura 4.10: Vista 3D del patrón de radiación de una antena con lente metamaterial.....	56
Figura 4.11: Valores de campo eléctrico para una antena con lente metamaterial...	56
Figura 4.12: Valores de campo magnético para una antena con lente metamaterial.....	57
Figura 4.13: Distribución del campo cercano de una antena bocina: (a) Campo eléctrico, (b) Campo magnético.....	59
Figura 4.14: Distribución de campo cercano para una antena con lente dieléctrico: (a) Campo eléctrico, (b) Campo magnético.....	60
Figura 4.15: Distribución de campo cercano para una antena con lente metamaterial con Distribución B: (a) Campo eléctrico, (b) Campo magnético.....	61

LISTA DE TABLAS

Tabla 2.1: Lista de materiales más utilizados en lentes.....	28
Tabla 3.1: Dimensiones de la antena bocina.....	41
Tabla 3.2: Dimensiones del lente dieléctrico.....	43
Tabla 3.3: Parámetros del anillo cuadrado cerrado.....	45
Tabla 3.4: Separación entre los anillos del lente metamaterial.....	50
Tabla 4.1: Comparación entre las características de campo lejano de las simulaciones realizadas.....	57



INTRODUCCIÓN

En los últimos años, la interferencia en el espacio radioeléctrico genera mayores exigencias para los componentes de los sistemas de comunicaciones inalámbricos. Entre estos componentes se encuentran las antenas, las cuales deben ser lo más directivas posibles si se quiere evitar interferencias. Entre las más comunes se encuentran las antenas parabólicas, pero el tamaño de estas representa una desventaja. Por lo tanto, se buscan nuevas alternativas en el uso de otros tipos de antenas directivas.

Debido a lo expuesto anteriormente, el objetivo de esta tesis es diseñar una antena bocina, altamente directiva, la cual usa un lente compuesto por un elemento metamaterial. Para ello se realizaron tres diseños: una antena bocina, una antena con lente dieléctrico y una antena con lente metamaterial, con el propósito de poder comparar las mejoras en directividad y en otras características del patrón de radiación.

En el capítulo 1 se inicia una descripción de la realidad problemática. Asimismo, se realiza un recuento histórico de las investigaciones realizadas acerca de lentes y metamateriales y su uso en antenas. Finalmente, en este capítulo se incluyen definiciones importantes.

En el capítulo 2 se realiza una descripción de los procesos seguidos para el diseño de los tres tipos de antenas mencionados. Se detallan las consideraciones para cada caso.

En el capítulo 3 se describe cada uno de los diseños realizados. Se indican en cada caso las dimensiones, materiales usados para la simulación, así como otras consideraciones generales.

En el capítulo 4 se realiza la presentación de los resultados obtenidos con cada diseño. Se compara y analiza dichos resultados en base a los objetivos planteados.

1. MARCO PROBLEMÁTICO

1.1 Descripción de la realidad problemática

En la actualidad, se encontrará que la tendencia es la migración de análogo a digital y de velocidades de kbps de los sistemas de primera generación a velocidades de Mbps de los sistemas de tercera generación. Para Wi-Fi, la tendencia ha sido una migración desde bajas velocidades de Mbps a velocidades de cientos de Mbps. Sin embargo, los avances que han sido hechos en ambos sistemas móviles y Wi-Fi hasta la fecha largamente reflejan los avances tecnológicos que han permitido que los conceptos más avanzados de comunicaciones inalámbricas sean viables. Aquellos avances acerca de radio propagación, interface de aire, avanzados sistemas de antenas y efectos de la interferencia son generalmente aplicables para uso en cualquier tipo de red inalámbrica. [HOD2007]

Además, se debe considerar que todos los sistemas inalámbricos, con bandas licenciadas o no, operan exactamente en el mismo ambiente físico y, por ende, todo ellos son susceptibles a la radio interferencia [JUD2010]. Sin embargo, si todas las fuentes extrañas son ignoradas, eso solo deja interferencia co-canal y por canales adyacentes, las cuales pueden ser aminoradas con diseños prácticos y consideraciones de eficiencia espectral.

Lo anterior mencionado se vuelve un problema cuando la cobertura provista por el transmisor está geográficamente cerca a las áreas de cobertura de otros transmisores y las transmisiones se afectan entre ellos. El impacto en el desempeño de estas interferencias depende de las magnitudes relativas de la potencia promedio recibida de la señal deseada y la potencia total de las señales interferentes, tengan diferentes frecuencias o no. Por otro lado, se ha predicho que la interferencia sería peor debido a diversos factores como las innovaciones en tecnología inalámbrica en general y el incremento de la densidad de usuario versus terminal móvil.

Debido a lo expuesto, cada vez aumentan las exigencias en diseño de antenas, ya que estas deben tener características, por ejemplo en su patrón de radiación, tal que la

interferencia originada desde fuera del área de cobertura o punto extremo receptor es reducida [HOD2007].

1.2 Estado del arte

La utilización de lentes para mejorar las cualidades de las antenas ha sido una técnica usada desde los años 40. Uno de los expertos en el área es Kock [KOC1946], basándose en que las ondas transmitidas en una guía de onda de placas paralelas tiene mayor velocidad de fase, diseña una antena que usa un arreglo de placas paralelas metálicas, las cuales tienen un perfil adecuado; de tal forma que, en conjunto se obtiene un índice de refracción menor que la unidad, logrando que la velocidad de fase de la onda electromagnética transmitida sea mayor que en el vacío. Afirma que en general los perfiles de aquellas placas pueden ser cambiados apropiadamente para obtener cualquier patrón direccional deseado. Algunos ejemplos se muestran en la Figura 1.1.

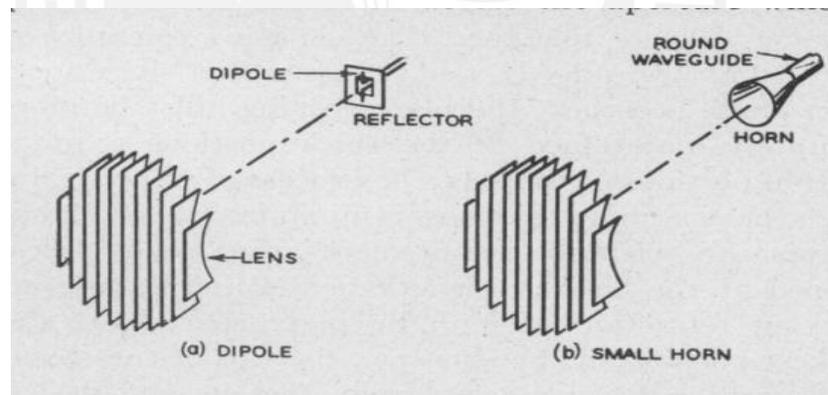


Figura 1.1: Ejemplos de aplicación de lentes de placas paralelas que aumentan la velocidad de fase [KOC1946]

Sin embargo, en 1948 Kock [KOC1948] señala que los lentes metálicos que propuso anteriormente no trabajaban en un rango amplio de frecuencias. Por lo tanto, propone un nuevo tipo de lentes que, en vez de acelerar la velocidad de fase de las ondas, retardan aquellas. Para este nuevo tipo de lentes, existen varios subtipos que se diferencian en su estructura, lo cual trae ventajas y desventajas. Entre estos subtipos se encuentran:

- con arreglo de esferas
- con arreglo de discos
- con arreglo de capas
- con láminas dispersas
- sensibles en frecuencia

Un año más tarde, el mismo investigador [KOC1949] propone un nuevo tipo de lente con características mejoradas respecto a los modelos de lentes metálicos desarrollados anteriormente. La mejora consiste en mantener el amplio ancho de banda que se tiene con la utilización de lentes metálicos retardantes pero con una simplificación en la construcción de ellos. En vez de utilizar un gran número de elementos conductores pequeños como en los lentes retardantes, se utilizó placas sinusoidales y placas inclinadas para formar la estructura cóncava o convexa del lente. De esta manera, aumentó la longitud que la onda electromagnética recorre a través del lente, disminuyendo la velocidad de fase y las dimensiones de la estructura.

Paralelamente a los trabajos realizados por Kock, Wilkes [WIL1948] propone que los lentes de material dieléctrico tienen como su característica más importante el índice de refracción. Este cambia periódicamente según las dimensiones del material y su relación con la longitud de onda, además tiene dependencia de la orientación con la cual la onda incide sobre él. Aquellas variaciones periódicas corresponden a la ley de Snell, la cual es aplicada en este caso al considerar el bloque de dieléctrico como una serie de barras a través de la cual viaja la onda electromagnética. En general, propone un lente que tenga características definidas para una sola longitud de onda; de tal forma que, se pueda identificar la velocidad de fase fácilmente.

Por otro lado, algunos expertos empezaron estudios acerca de materiales que presentaban nuevas características en el rango microondas. En el año 1980 Moore [MOO1980] hace un recuento de los avances realizados en tipos de materiales con índice de refracción gradiente. Entre ellos describe brevemente a los materiales: gradiente en el eje, gradiente de forma radial o cilíndrica, gradiente de forma esférica. Además, detalla de forma sucinta las técnicas para la construcción de estos materiales, listando a:

- radiación de neutrones
- deposición de vapor químico
- cambio de material polimerizado a polímero usando radiación de luz UV o láser
- intercambio de iones
- crecimiento de cristales

Años después, Pendry[PEN1996] plantea disminuir la frecuencia a la cual un metal pasa a ser plasma; es decir, presenta una oscilación colectiva de electrones. Generalmente dicha frecuencia se encuentra en el rango ultravioleta del espectro y, bajo dicha frecuencia, el valor de la permitividad eléctrica es negativo. Plantea una estructura compuesta de cables metálicos, los cuales componen las aristas de un cubo. La justificación de la utilización de cables es para acumular los electrones en un conducto de radio pequeño, aumentando su masa y disminuyendo la frecuencia de oscilación necesaria para llegar al estado de plasma.

Posteriormente Smith y Shelby en el año 2001[SHE2001], siguiendo la idea de Pendry, plantean que existen elementos metamateriales, los cuales tienen índice de refracción negativo. Realizan un experimento para comprobar de forma práctica lo establecido mediante fórmulas que describen la variación de la permitividad eléctrica y permeabilidad magnética en función de la frecuencia. La estructura que utiliza es una conformada por tiras de cobre y resonadores anillo, colocándola en frente de una onda incidente y usando un detector que gira para medir la potencia transmitida en ángulos arbitrarios luego de atravesar el lente. Después de realizar los experimentos, comparan los resultados con los obtenidos al utilizar teflón y llega a la conclusión de que el índice efectivo resulta negativo para frecuencias determinadas de las fórmulas anteriormente mencionadas y que el material es altamente dispersivo en aquel rango.

Además de lo mencionado, Smith [SMI2005] describe que una manera de obtener un metamaterial es formando un arreglo periódico de elementos conductores, cuyo tamaño y cuya separación son mucho menores que la longitud de onda de interés. La forma del elemento conductor determina la respuesta electromagnética del conjunto, la cual puede resultar en una resonancia eléctrica o magnética. En su investigación, propone que se pueden construir metamateriales, cuyas propiedades

electromagnéticas promedio varían como una función de la posición. Esto conlleva a una serie de aplicaciones en construcción de lentes y filtros. Presenta un metamaterial basado en resonadores de anillo dividido, en el cual el índice de refracción varía espacialmente al cambiar las propiedades del elemento repetido en una determinada dirección.

Casi en paralelo a las investigaciones acerca de metamateriales, el uso de lentes dieléctricos en antenas se ha impuesto muchas veces sobre otras aplicaciones debido a la relativa facilidad de su construcción, incluso con pequeñas dimensiones; además, es un método bastante usado ya que no agrega demasiado peso a la estructura de la antena. En el año 2006, Wang [WAN2006] realizó el análisis de diferentes tipos de antenas que usaban lentes dieléctricos. Para llegar a esto, utilizó el método de elemento finito (FEM de sus siglas en inglés) basado en la forma débil de la ecuación de Helmholtz, siendo llamado WF-FEM.

Propuso tres diseños posibles para utilizarse con antenas: lente hiperbólico, lente difractivo binario y lente moldeado por zonas. Utilizó un modelo geométrico como el mostrado en la Figura 1.2, donde la onda incidente tiene una frecuencia de 94 GHz. En los dos primeros diseños, la permitividad eléctrica del dieléctrico era de 3.78; sin embargo, con ninguno obtuvo un resultado satisfactorio. El primer lente diseñado tuvo un bajo nivel de lóbulo lateral pero poseía gran grosor por lo que también añadía peso extra a la antena. El segundo lente diseñado tuvo un nivel de lóbulo lateral un poco mayor que el del primero, aun siendo su grosor grande. Finalmente, el tercer diseño brindaba un nivel de lóbulo lateral menor y con apenas menor grosor que en casos anteriores.

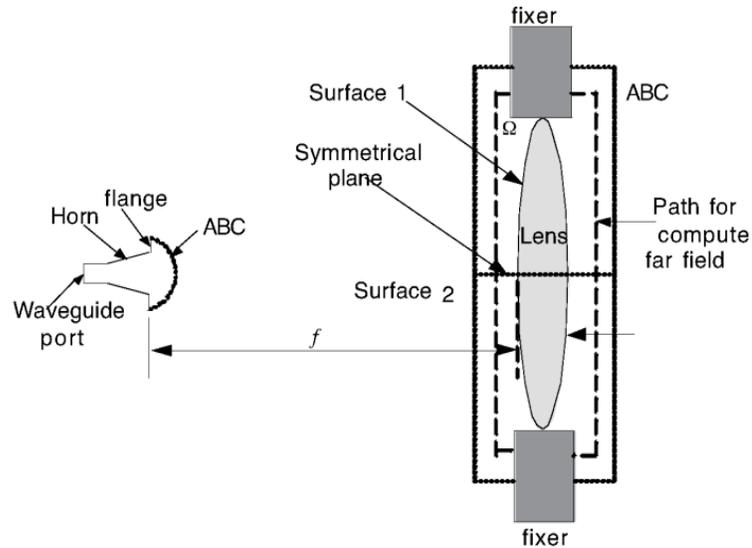


Figura 1.2: Modelo geométrico para el análisis de lentes dieléctricos en antenas [WAN2006]

Apenas hace un par de años, Chen [CHE2011], basándose en los estudios y experimentaciones realizados por Smith [SMI2005] y Pendry [PEN1996], plantea el diseño de un lente de superficies planas con índice de refracción gradiente aplicado en una antena tipo corneta que trabaja de 8GHz a 12GHz, obteniendo alta ganancia, polarización dual y peso ligero. Su diseño se basa en un anillo cuadrado cerrado de material metálico sobre un sustrato dieléctrico. Realiza las mediciones de sus parámetros a una frecuencia de 10 GHz, variando su longitud de 1.05 a 2.7 mm. A su vez, define una fórmula relacionando el valor del índice de refracción con la distancia que hay entre el punto donde incide la onda electromagnética y el eje central del lente. Como resultado, obtuvo un arreglo de anillos cuadrados cerrados, confinados en forma circular y cuyas dimensiones van disminuyendo conforme se alejan del centro, como se muestra en la Figura 1.3.

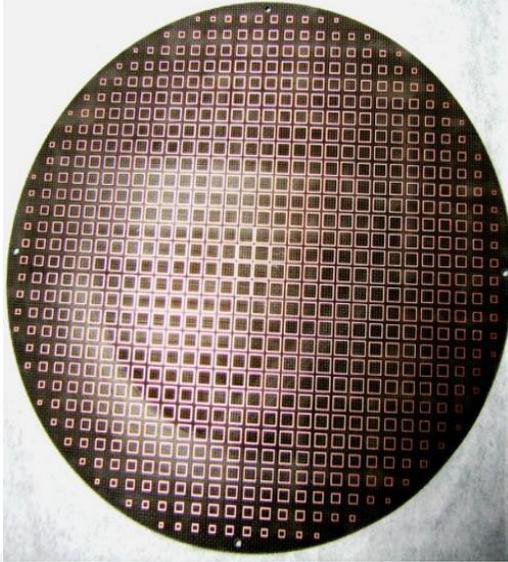


Figura 1.3: Lente utilizando arreglo de anillos cuadrados cerrados [CHE2011]

Sin embargo, la utilización de aquel modelo hacía que la onda incidente reflejara un tercio de la densidad de campo eléctrico. Por lo tanto, también diseñó un lente compuesto por una capa núcleo, que es el lente en sí, y dos capas que acoplan la señal para evitar las pérdidas por reflexión anteriormente mencionadas. Toda la estructura diseñada de forma similar a la del lente inicial, obteniéndose un nivel de lóbulo lateral bastante bajo. Chen [CHE2011] concluye su investigación indicando que además su diseño es apto para producción en masa y su posterior implementación, haciéndole eficiente en costo.

1.3 Conceptualizaciones generales

1.3.1 Antena

1.3.1.1 Definición

Se puede definir una antena como la estructura, usualmente metálica, utilizada para radiar o recibir ondas de radio y está ubicada entre el espacio libre y el elemento que guía la señal, el cual puede tomar la forma de una línea coaxial o una guía de onda de tal manera que transporte energía electromagnética desde el transmisor a la antena o viceversa [BAL2005]. Existen varios tipos de antenas, tales como: de cable, de apertura, microstrip, en arreglo, reflectoras, con lentes.

1.3.1.2 Directividad

La directividad, entre otras características de una antena, es importante para determinar su tipo de funcionamiento y uso. Se define como la relación entre la intensidad de radiación en una determinada dirección desde la antena y la intensidad de radiación promedio de todas las direcciones. La intensidad de radiación promedio es igual a la potencia radiada total por la antena dividida por 4π . Si la dirección no es especificada, se toma en cuenta la dirección en la que existe la mayor intensidad de radiación. Esta característica permite cuantificar lo mucho o poco que una antena enfoca o dirige la potencia radiada en una determinada dirección. Usualmente el término “antena directiva” se aplica a una antena cuya máxima directividad es significativamente mayor que la de una antena dipolo de media onda [BAL2005]. En aplicaciones comerciales, este valor se expresa en términos de ganancia, dado que se relacionan solo por un factor de eficiencia. En la Figura 1.4 se muestra un listado de algunos tipos de antenas, indicando su ganancia de potencia y polarización con la que pueden trabajar [THO2013].

	Power Gain	Polarization
Lens antenna	High	Linear/circular
Polyrod antenna	High	Linear/circular
Printed antenna	Medium	Linear/circular
Horn antenna	High	Linear
Helical antenna	Medium	Circular
Multidipole	Medium	Linear/circular
Dipole	Low	Linear
Slot antenna	Low	Linear/circular

Figura 1.4: Comparación de diferentes tipos de antenas en base a la ganancia de potencia y polarización [THO2013]

1.3.1.3 Ancho de haz de media potencia (HPBW)

Se define como el ángulo entre las dos direcciones en las cuales la intensidad de radiación de una antena es la mitad que la del haz principal. Este valor debe ser bajo, menor a 10° - 15° , ya que eso asegura la capacidad de una antena de distinguir entre dos radiaciones adyacentes [BAL2005].

1.3.1.4 Nivel de lóbulo lateral (SLL)

Un nivel de lóbulo lateral es la radiación en cualquier dirección diferente a la cual se quiere direccionar una señal. Usualmente es adyacente al lóbulo principal del patrón de radiación de una antena [BAL2005]. Este valor debe ser bajo pues previene de señales no deseadas que puedan causar interferencias.

1.3.2 Antena con lente

1.3.2.1 Definición

Una antena con lente está compuesta generalmente, como indica su nombre, por un lente montado en una antena, de tal forma que es usado para modificar la potencia divergente emitida y evitar que se transmita por direcciones indeseadas. De esta forma, el lente puede ser modelado por ambos lados según las condiciones que debe cumplir el diseño de la antena, escogiendo la geometría y el material apropiado. Además, los lentes pueden ser diseñados para controlar la distribución del campo electromagnético en la apertura y modelar la amplitud del haz de salida en aplicaciones especiales, así como mejorar las características de radiación y transformar frentes de onda circulares en planas. Se clasifican de acuerdo al material del cual están contruidos o de acuerdo a su forma geométrica [BAL2005].

Estas antenas pueden ser usadas en la mayoría de las aplicaciones de las antenas parabólicas reflectoras, principalmente en altas frecuencias. Mientras que, en el aspecto económico, su fabricación puede realizarse mediante un sistema automatizado, significando una disminución de costos. Sin embargo, cuenta con dos desventajas principales: pérdidas por el material dieléctrico del lente y pérdidas por reflexión debido al desacoplamiento de impedancias [THO2013].

1.3.2.2 Lente

El lente permite que, cuando un haz de luz es incidente en él, aquel es refractado; de tal forma que, el haz es llevado hacia un punto llamado foco [WAL1988]. Los lentes pueden ser descritos en base a los siguientes parámetros:

- Material
- Radio de las superficies
- Grosor
- Diámetro

Se pueden definir diversos tipos de lentes según la variación de aquellos. Sin embargo, todos se basan en dos principios para su diseño [RIS1949], los cuales serán explicados a continuación.

1.3.2.3 Principio de igualdad de caminos ópticos de los rayos

El principio de igualdad de caminos ópticos de los rayos proviene del principio de Fermat. Para comprender mejor se debe explicar primero el concepto de “longitud de camino óptico” [RIS1949]. La longitud de camino óptico ΔL sobre una curva Γ entre dos puntos P_1 y P_2 es definida por una integral de línea sobre dicha curva:

$$\Delta L = \int_{\Gamma} n ds \quad (1.1)$$

donde n es el índice de refracción en el elemento lineal ds .

Se asume que un frente de onda en el tiempo t_0 es la superficie $L(x, y, z) = L_0$ de la Figura 1.5 y luego de un corto periodo de tiempo δt será la superficie $L(x, y, z) = L_0 + \delta L$.

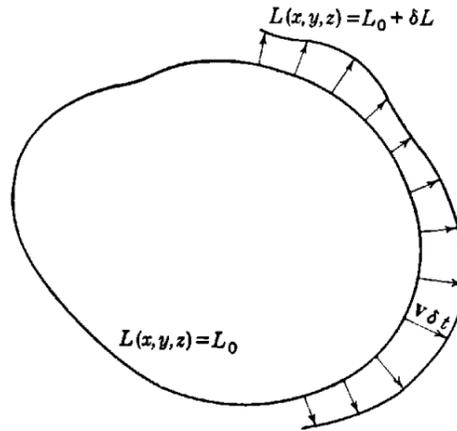


Figura 1.5: Propagación de frente de onda en óptica geométrica [RIS1949]

Entonces entre ambas superficies adyacentes, hay un incremento en el valor de la función de L , el cual es:

$$\delta L = \frac{c}{v} \delta s_n = n \delta s_n \quad (1.2)$$

La distancia δs_n entre las superficies es una función de la posición, pero la cantidad $\delta L = n \delta s_n$ es una constante que es la longitud del camino óptico entre cualquier rayo entre ambas superficies descritas. Entonces, se puede concluir que la longitud de camino óptico es la misma para cada rayo entre cualquier par de frentes de onda $L(x, y, z) = L_0$ y $L(x, y, z) = L_1$ y se define como:

$$\Delta L = L_1 - L_0 \quad (1.3)$$

En general, la función $L(x, y, z)$ puede ser interpretada como la longitud del camino óptico de un rayo entre el frente de onda $L(x, y, z) = 0$ y el frente de onda donde el punto (x, y, z) se encuentra.

Por lo tanto, en resumen, el camino óptico se halla multiplicando la distancia que recorre el rayo y el índice de refracción del medio que está recorriendo; por lo tanto, depende del material del medio, en este caso el material del lente. Además, se puede decir que el principio consiste en que todos los caminos ópticos que puede seguir el rayo tienen la misma longitud. Si se aplica el principio al diseño de la Figura 1.6, la ecuación sería:

$$F + nT = \rho + nl \tag{1.4}$$

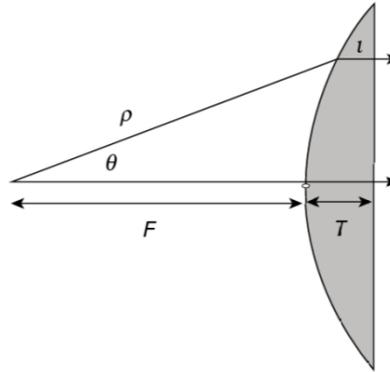


Figura 1.6: Lente que refracta debido a una sola superficie [THO2013].

1.3.2.4 Ley de refracción de Snell

La ley de Snell se desprende también del principio de Fermat, comparando las longitudes de los caminos ópticos de dos rayos que inciden con ángulos distintos sobre una superficie [RIS1949]. Para el caso de un lente, los rayos sufrirán refracción al pasar de un medio a otro al incidir sobre el lente (Figura 1.7), de tal forma que se cumpla lo siguiente:

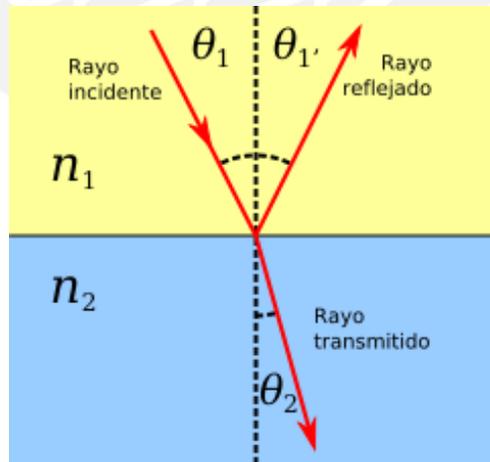


Figura 1.7: Incidencia de onda electromagnética desde un medio a otro [Dominio público]

$$n_1 \sin\theta_1 = n_2 \sin\theta_2 \tag{1.5}$$

donde:

η_1 =índice de refracción del medio 1

η_2 =índice de refracción del medio 2

1.3.3 Metamaterial

1.3.3.1 Definición

En términos generales, un metamaterial se puede definir como un elemento resonador eléctrico o magnético formado por arreglos periódicos de componentes conductivos, cuya forma determina la respuesta electromagnética de la estructura total. Se puede construir estos elementos con propiedades electromagnéticas variables según el tamaño de los elementos del arreglo, del material, entre otros. Debido a esto, tienen aplicaciones en el diseño de lentes y filtros [SMI2005]. Entre sus principales propiedades tenemos [VES1968]:

- Dispersión en frecuencia de los parámetros y características electromagnéticas
- Cambio de las condiciones de frontera en componentes de los campos eléctricos y magnéticos en la interface entre medios convencionales y metamateriales
- Ley de Snell inversa
- Refracción negativa en la interface de un medio convencional y un metamaterial

1.3.3.2 Dispersión en frecuencia de los parámetros y características electromagnéticas

Un material presenta dispersión de sus parámetros y características electromagnéticas cuando éstas varían según la frecuencia. Esta característica la presenta la mayoría de materiales, unos en forma más pronunciada que otros. En el caso de metamateriales, les permite tener una amplia variedad de aplicación a diferentes frecuencias [HAY2006].

La dispersión en frecuencia en un metamaterial proviene de la condición de entropía para los parámetros constitutivos [YAN2008]. Cuando un elemento es dispersivo en

frecuencia, en él la constante de propagación β es una función no lineal de la frecuencia. Esto quiere decir que la velocidad de grupo es dependiente de la frecuencia y, a su vez, el índice de refracción n , la constante de propagación β , el valor de la permitividad eléctrica ε y la permeabilidad magnética μ [CAL2006]

Lo anterior puede explicarse con las relaciones entre \mathcal{D} y \mathcal{B} y entre \mathbb{E} y \mathcal{H} . Las intensidades de los campos \mathbb{E}/\mathcal{H} generan densidades de flujo \mathcal{D}/\mathcal{B} , debido a la oscilación de electrones que enlazan los átomos del medio. Cada uno de estos electrones tardará un periodo de tiempo diferente en responder a la excitación de \mathbb{E}/\mathcal{H} y producir \mathcal{D}/\mathcal{B} . Por lo tanto, existirán varias respuestas superpuestas, las cuales son producidas en diferentes tiempos. Entonces, esto puede expresarse como las siguientes convoluciones donde $t' \leq t$

$$\mathcal{D}(r,t) = \varepsilon(t) * \mathbb{E}(r,t) = \int_{-\infty}^t \varepsilon(t-t') \mathbb{E}(r,t') dt' \quad (1.6)$$

$$\mathcal{B}(r,t) = \mu(t) * \mathcal{H}(r,t) = \int_{-\infty}^t \mu(t-t') \mathcal{H}(r,t') dt' \quad (1.7)$$

Si se toman los valores reales de \mathbb{E}/\mathcal{H} , entonces se obtendrá la siguiente expresión de la potencia activa del vector Poynting:

$$\mathcal{S}(r,t) = \mathbb{E}(r,t) \times \mathcal{H}(r,t) \quad (1.8)$$

La expresión anterior se mantiene en un medio dispersivo. Esto se explica con la continuidad de los componentes tangenciales de \mathbb{E}/\mathcal{H} en los interfaces de dos medios, la cual permite que la componente normal de \mathcal{S} también sea continua, incluso si uno de los medios es dispersivo y el otro no. De igual manera las componentes normales y tangenciales de \mathcal{S} no son afectadas por la dispersión.

Tal como fue explicado en [ZEL2010], se toma un modelo de cuerpo de volumen V como el de la figura 1.8 y se asume que no hay fuentes presentes.

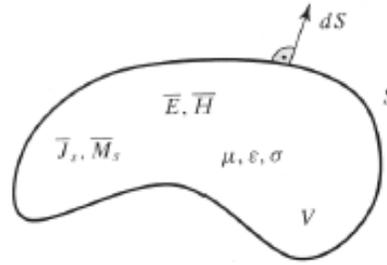


Figura 1.8: Volumen V formado por una superficie cerrada S y conteniendo las intensidades de campo y fuentes [THI2000]

Se aplica la identidad $\nabla \cdot \mathbf{A} \times \mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \cdot \mathbf{B} - \nabla \times \mathbf{B} \cdot \mathbf{A}$ y se obtiene la tasa de cambio de energía del volumen V:

$$\nabla \cdot \mathcal{S} = \mathbb{E} \cdot \frac{\partial \mathcal{D}}{\partial t} + \mathcal{H} \cdot \frac{\partial \mathcal{B}}{\partial t} \quad (1.9)$$

Para obtener una expresión útil es necesario asumir los campos como cuasi-armónicos, cuya frecuencia central es ω_0 y de la siguiente forma:

$$\mathcal{F} = \text{Re } \mathbf{F} t e^{+j\omega_0 t} = \text{Re } \mathbf{F} = \frac{\mathbf{F} + \mathbf{F}^*}{2} \quad (1.10)$$

Donde:

$$\mathbf{F} = \mathbf{F} t e^{+j\omega_0 t} \quad (1.11)$$

Por lo tanto, se tiene la función $\mathbf{F} t$ que varía lentamente con el tiempo comparada con $e^{+j\omega_0 t}$, por lo cual el espectro del campo \mathcal{F} es delgado y está centrado en ω_0 . Luego de haber descrito los campos asumidos, estos serán reemplazados en la expresión de tasa de cambio de energía, indicándose que $\mathbb{E} \cdot \frac{\partial \mathcal{D}}{\partial t}, \mathbb{E}^* \cdot \frac{\partial \mathcal{D}^*}{\partial t}, \mathcal{H} \cdot \frac{\partial \mathcal{B}}{\partial t}, \mathcal{H}^* \cdot \frac{\partial \mathcal{B}^*}{\partial t}$ se desvanecen a lo largo del tiempo, se obtiene lo siguiente:

$$\nabla \cdot \mathcal{S} = -\frac{1}{4} \mathbf{E} \cdot \frac{\partial \mathcal{D}^*}{\partial t} + \mathbf{E}^* \cdot \frac{\partial \mathcal{D}}{\partial t} + \mathbf{H} \cdot \frac{\partial \mathcal{B}^*}{\partial t} + \mathbf{H}^* \cdot \frac{\partial \mathcal{B}}{\partial t} \quad (1.12)$$

Se desarrolla la serie de Fourier de \mathcal{D} :

$$D = D e^{+j\omega_0 t} = \int_{\omega'} D_{\omega'} e^{+j\omega' t} e^{+j\omega_0 t} = \int_{\omega'} D_{\omega'} e^{+j(\omega' + \omega_0)t}$$

$$= \int_{\omega'} \varepsilon(\omega' + \omega_0) E_{\omega'} e^{+j(\omega' + \omega_0)t} \quad (1.13)$$

En la expresión anterior se tienen términos similares al de la convolución como ω' que es similar a t' . Además, de la suposición de que el fasor D varía lentamente con el tiempo, se tiene que solo se mantendrán los términos en los que $\omega' \ll \omega$. De esto se desprende la siguiente expresión:

$$\frac{\partial D}{\partial t} = \int_{\omega'} f(\omega' + \omega_0) E_{\omega'} e^{+j(\omega' + \omega_0)t} \quad (1.14)$$

$$\Leftrightarrow f(\omega) = j\omega \varepsilon(\omega) \quad (1.15)$$

Si se usa la aproximación de Taylor en $f(\omega)$ alrededor de $\omega = \omega_0$ debido a que $\omega' \ll \omega_0$, entonces $f(\omega) = f(\omega_0) + \left. \frac{df(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} (\omega - \omega_0)$ o de otra forma $f(\omega' + \omega_0) = f(\omega_0) + \left. \frac{df(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} \omega'$, la cual se usa en la expresión de $\frac{\partial D}{\partial t}$ obteniéndose:

$$\frac{\partial D}{\partial t} = j\omega_0 \varepsilon(\omega_0) E + \left[\left. \frac{d(\omega \varepsilon)}{d\omega} \right]_{\omega=\omega_0} \frac{\partial E}{\partial t} e^{+j\omega_0 t} \quad (1.16)$$

De forma general se obtiene:

$$\frac{\partial D}{\partial t} = j\omega \varepsilon(\omega) E + \frac{d(\omega \varepsilon)}{d\omega} \frac{\partial E}{\partial t} e^{+j\omega t} \quad (1.17)$$

De forma similar:

$$\frac{\partial B}{\partial t} = j\omega \mu(\omega) H + \frac{d(\omega \mu)}{d\omega} \frac{\partial H}{\partial t} e^{+j\omega t} \quad (1.18)$$

Reemplazando lo obtenido en la fórmula de tasa de variación de energía y sabiendo que $E \cdot E^* = E \cdot E^*$ y $H \cdot H^* = H \cdot H^*$, se reescribe la fórmula en términos de los campos

reales \mathbb{E} / \mathcal{H} y se llega a la siguiente expresión que es el valor medio de la parte electromagnética de la energía interna por unidad de volumen del medio:

$$W = - \nabla \cdot \mathcal{S} dt \quad (1.19)$$

$$W = \frac{1}{4} \frac{d(\omega\varepsilon)}{d\omega} \mathbb{E}^2 + \frac{d(\omega\mu)}{d\omega} \mathcal{H}^2 \quad (1.20)$$

Si la fuente de energía electromagnética se apaga, la energía W se convierte en calor. Según la ley de Entropía, la entropía de un sistema no puede crecer en cantidad, por lo que no hay absorción y se puede afirmar que:

$$W > 0 \quad (1.21)$$

Para un medio donde el valor de ε y μ varían en la frecuencia, se tiene:

$$\frac{d(\omega\varepsilon)}{d\omega} > 0 \quad (1.28)$$

$$\frac{d(\omega\mu)}{d\omega} > 0 \quad (1.29)$$

Para un medio no dispersivo, se debe cumplir que ε y μ tengan valores positivos. Sin embargo, para el caso de un medio dispersivo, se puede tener que ε y μ tengan valores negativos en algunos rangos de frecuencia siempre y cuando se cumplan las inecuaciones anteriores. Es decir, un material debe tener valores positivos de ε y μ para compensar los valores negativos que ε y μ puedan presentar en otros rangos.

1.3.3.3 Resonadores utilizados para sintonizar los parámetros constitutivos

Los elementos que conforman un metamaterial son resonadores que pueden acoplar el campo eléctrico o el campo magnético. Estos son diseñados en base a circuitos con elementos distribuidos.

Pendry [PEN1996] propuso el Split Ring Resonator (SRR) como un resonador con el cual se puede obtener valores negativos de permitividad magnética. Consiste de un

anillo metálico circular con una pequeña abertura, tiene una frecuencia natural de resonancia, donde el campo eléctrico aumenta debido a la energía resonante en el anillo y la onda que incide en él, y donde el campo magnético aumenta debido a la gran corriente generada. Si sus dimensiones son aproximadamente un décimo de la longitud de onda incidente, el circuito equivalente del resonador es un circuito LC, tal como se muestra en la Figura 1.9

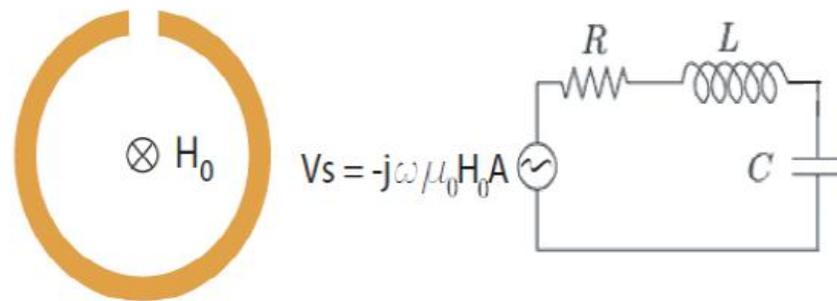


Figura 1.9: Split Ring Resonator y su circuito eléctrico equivalente [ZEL2010]

2. MÉTODOS Y PROCEDIMIENTOS

2.1 Procedimiento para diseñar antena con lente dieléctrico

2.1.1 Consideraciones

Para el posterior análisis del uso de un lente metamaterial y su efecto en la directividad de una antena, consideramos diseñar una antena con lente dieléctrico cuyo alimentador es, al igual que el diseño final propuesto, una antena tipo bocina piramidal (Figura 2.1). Además, el tipo de lente dieléctrico elegido fue el que contiene una superficie plana y una superficie refractora. La elección fue hecha dado que la simplicidad en su diseño representa una gran ventaja frente al diseño de un lente metamaterial y la diferencia entre los valores de directividad de ambos diseños compensa dicha ventaja.

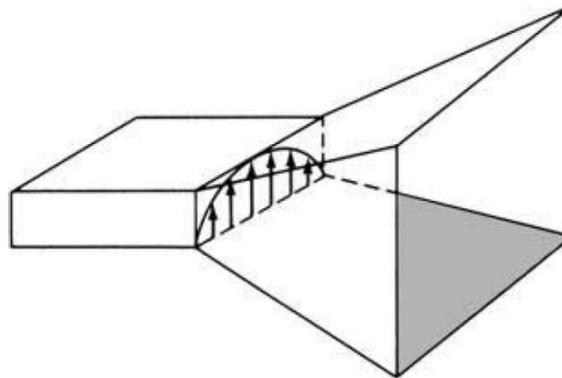


Figura 2.1: Antena tipo bocina piramidal [BAL2005]

En los siguientes puntos, describimos el procedimiento para diseñar una antena tipo bocina y posteriormente para diseñar un lente dieléctrico del tipo indicado.

2.1.2 Diseño de antena

En [BAL2005] se describe el proceso para diseñar una antena bocina piramidal. Primero debemos conocer la ganancia G_0 y las dimensiones a y b de la guía de onda rectangular que alimentan la antena; por lo tanto, el proceso de diseño tiene como objetivo determinar las demás dimensiones de la antena (a_1 , b_1 , ρ_e , ρ_h , P_e , P_h en la Figura 2.2), las cuales serán las adecuadas para alcanzar la ganancia óptima.

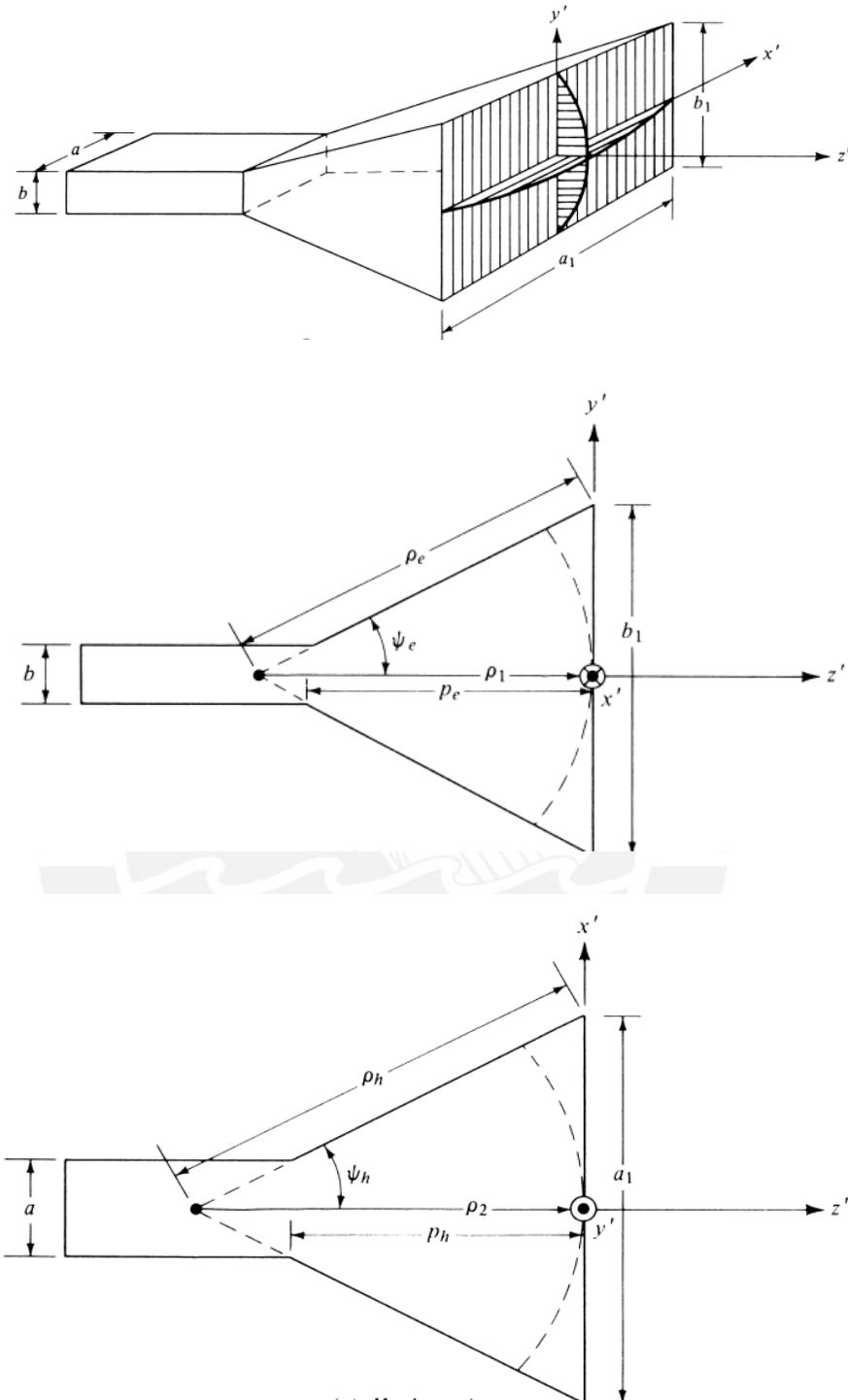


Figura 2.2: Dimensiones de una antena tipo bocina piramidal [BAL2005]

Las ecuaciones de diseño son derivadas luego de seleccionar también los valores para a_1 y b_1 , según la siguiente relación de ganancia a continuación:

$$G_0 = \frac{1}{4} \frac{4\pi}{\lambda^2} a_1 b_1 = \frac{2\pi}{\lambda^2} \overline{3\lambda\rho_2} \overline{2\lambda\rho_1} \quad (2.1)$$

Para antenas bocina largas, se tiene que $\rho_2 \cong \rho_h$ y $\rho_1 \cong \rho_e$, entonces la expresión anterior cambia a:

$$G_0 = \frac{2\pi}{\lambda^2} \overline{3\lambda\rho_h} \overline{2\lambda\rho_e} \quad (2.2)$$

Para obtener dimensiones de una estructura físicamente realizable, consideramos que P_e y P_h son iguales. Por lo tanto, la expresión anterior se transforma en una igualdad donde los valores de a , b y G_0 son conocidos:

$$\overline{2\chi - \frac{b}{\lambda}}^2 \overline{2\chi - 1} = \frac{G_0}{2\pi} \left[\frac{3}{2\pi} \frac{1}{\chi} - \frac{a}{\lambda} \right]^2 \frac{G_0^2}{6\pi^3} \frac{1}{\chi} - 1 \quad (2.3)$$

donde $\frac{\rho_e}{\lambda} = \chi$ y $\frac{\rho_h}{\lambda} = \frac{G_0^2}{8\pi^3} \frac{1}{\chi}$. Esta ecuación es conocida como la “ecuación de diseño de bocina”.

De forma iterativa hallamos el valor de χ que satisfaga la ecuación. Como regla práctica se debe empezar con un valor de prueba igual a:

$$\chi_{prueba} = \frac{G_0}{2\pi} \frac{1}{2\pi} \quad (2.4)$$

Luego de determinar el valor de χ , proseguimos con la determinación de ρ_e y ρ_h , cuyos valores a su vez permiten la determinación de a_1 y b_1 mediante las siguientes relaciones:

$$a_1 = \overline{3\lambda\rho_2} \cong \overline{3\lambda\rho_h} = \frac{G_0}{2\pi} \frac{3}{2\pi\chi} \lambda \quad (2.5)$$

$$b_1 = \overline{2\lambda\rho_1} \cong \overline{2\lambda\rho_e} = \overline{2\chi\lambda} \quad (2.6)$$

Finalmente los valores de P_e y P_h se hallan mediante las fórmulas:

$$P_e = b_1 - b \frac{\rho_e}{b_1}^2 - \frac{1}{4} \quad (2.7)$$

$$P_h = (a_1 - a) \frac{\rho_h}{a_1}^2 - \frac{1}{4} \quad (2.8)$$

2.1.3 Diseño de lente dieléctrico

En [THO2013] encontramos algunas especificaciones acerca del diseño de lentes para antena. El punto usual de partida para el diseño de antenas con lentes es aplicar la óptica geométrica, donde la radiación es modelada como rayos que tienen un origen común o fuente común. Por supuesto, la validez de esta simple aproximación es cuestionable porque los lentes típicamente se apoyan dentro la región de campo cercano de la fuente primaria.

La óptica geométrica es, sin embargo, usualmente considerado un punto de partida válido, principalmente para predecir las propiedades del lóbulo principal en donde mayor radiación está contenida. La región de lóbulos laterales, en contraste, no es descrito con mucha exactitud.

Inicialmente la superficie de los lentes debe ser diseñada para acomodar las asimetrías en el patrón de radiación del alimentador, realizando correcciones de amplitud y fase de la onda emitida. En un caso más extremo, un patrón elíptico (anchos diferentes de los lóbulos en planos ortogonales, como los de campo eléctrico y magnético) debería requerir una sección transversal en el lente similarmente elíptico, a pesar de que eso parece un objetivo de diseño raro y no se presentan ejemplos.

Para un lente que es propiamente diseñado y actúa como un modificador de apertura, la directividad está determinada por el área de apertura. La ganancia será menor que

la directividad debido a la suma de varios términos de pérdidas, incluyendo la pérdida en conductores, pérdida en dieléctricos y pérdidas en desbordamiento del alimentador (la proporción de la potencia radiada en el alimentador, el cual no es incidente en la superficie del lente).

Regresando a la óptica geométrica, como ya se mencionó en el punto 1.3.2.2, hay dos principios sobre los que el diseño de un lente se apoya [RIS1949]: el principio de igualdad de caminos ópticos y la ley de Snell. En base a ellos, debemos elegir un material adecuado para el lente, establecer las dimensiones y finalmente hacer iteraciones dado que generalmente es necesario realizar un ajuste fino en la performance de la antena.

De forma práctica, duplicar el diámetro de apertura incrementará la ganancia en 6 dB, esto debido a que el área de apertura se cuadruplica. Pequeños incrementos de ganancia necesitan modestos tamaños, pero más allá de estas ganancias es necesario el uso de grandes antenas y, por esa razón, para lentes trabajando a menos frecuencias de microondas la masa puede volverse imposible de trabajar.

Respecto al material del lente, debemos escoger entre aquellos cuyo valor de permitividad eléctrica sea bajo, dado que eso evita grandes pérdidas por reflexión en la energía transmitida a través del lente. En la práctica es necesaria una capa de acoplamiento entre el lente y el aire, ya que permite la disminución de dichas pérdidas. Una lista de los materiales más utilizados y los valores de su respectiva permitividad eléctrica y tangente de pérdida son listadas en la Tabla 2.1.

Tabla 2.1: Lista de materiales más utilizados en lentes [THO2013]

Material	Permitividad Eléctrica	Tangente de pérdida
Teflón	2.1	0.0001
Polipropileno	2.2	0.0004
Polietileno	2.3	0.0002
Poliestireno	2.5	0.0003

Respecto a la curvatura del lente, en una aproximación la ecuación puede ser derivada del caso en el que solo existe una superficie refractora, que en este caso fue el tipo de

lente elegido. La otra superficie es plana y, debido a que los rayos inciden normalmente, no existe refracción, como se muestra en la Figura 2.3.

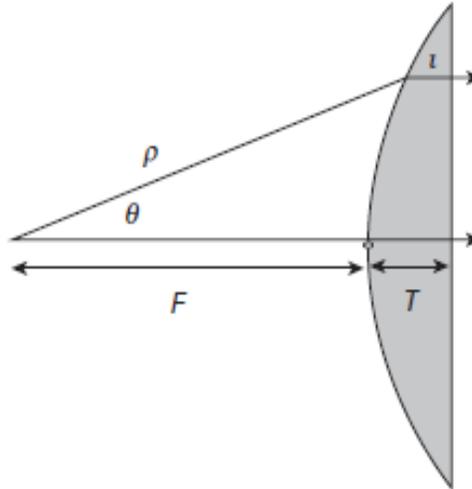


Figura 2.3: Lente con una sola superficie refractora [THO2013]

Como se puede observar, se asume simetría rotacional: no existe dependencia del ángulo ϕ de las coordenadas esféricas, lo cual reduce la dependencia a dos dimensiones. La superficie es más fácilmente entendida igualando todas las longitudes de los caminos ópticos posibles, incluyendo la que pasa por el eje central.

$$F + nT = \rho + nl \quad (2.9)$$

La curvatura óptima es elíptica, pero es más común el uso de curvatura esférica. Es por esta razón que un círculo es una aproximación usable para la geometría plana-cóncava que se mostró en la Figura 2.3. Se puede mostrar también que un círculo es mejor si la distancia focal es más que el doble del diámetro del lente.

El radio de la curvatura R de las dos superficies del lente es calculado con una fórmula óptica:

$$\frac{1}{f} = (n - 1) \left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2} \right) \quad (2.10)$$

donde un radio negativo significa una superficie cóncava. Todas las combinaciones de R_1 y R_2 que satisfacen la fórmula son equivalentes, como se muestra en la figura 2.4:

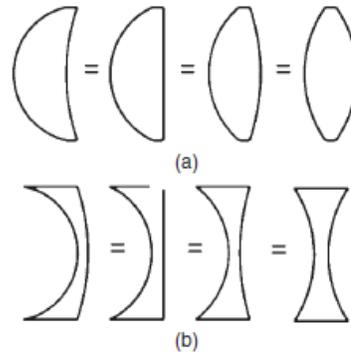


Figura 2.4: Lentes equivalentes con diferentes radios de superficies [THO2013]

2.2 Procedimiento para diseñar antena con lente metamaterial

2.2.1 Introducción

El proceso de diseño de una antena tipo bocina fue descrito en el punto 2.1.2. Por lo tanto a continuación se describe el proceso de diseño del lente metamaterial de forma resumida y luego se profundizará en cada etapa. En términos generales el proceso que se debe seguir para diseñar un lente metamaterial de superficies planas es descrito por Chen [CHE2011] y consta de tres etapas.

En principio, se debe escoger la forma del elemento resonante que conforma el arreglo metamaterial, determinando para un rango de frecuencias sus propiedades físicas y parámetros constitutivos. Debido a que la estructura metamaterial tiene índice de refracción gradiente variable según la posición, la segunda etapa es determinar los valores de índice de refracción necesarios en cada punto de la superficie del lente; es decir, se debe definir el índice de refracción como una función del radio del lente. A continuación, como tercera etapa se debe determinar la relación del tamaño de la celda y la variación de sus valores de índice de refracción e impedancia. Finalmente, se debe establecer la ubicación de las celdas en la superficie del lente.

2.2.2 Determinación de propiedades físicas y parámetros constitutivos de la celda

En esta primera etapa, se debe elegir la forma de la celda que forma parte de la estructura metamaterial. Como se mencionó en el capítulo anterior, uno de los elementos resonantes más usados es el anillo circular abierto (Split Ring Resonator); sin embargo, Chen [CHE2011] trabaja con un anillo cuadrado cerrado. La diferencia entre un anillo cerrado y uno abierto existe principalmente en los valores de permitividad eléctrica y permeabilidad magnética. En [DIA2004], se compara los valores de parámetros S para ambos en un rango de frecuencia de 10 GHz a 80 GHz. Se obtuvo como resultado que para el caso de un anillo cuadrado abierto existen más bandas de transmisión; es decir, bandas donde el valor del parámetro S_{11} es menor a -10 dB, mientras que para el caso de un anillo cuadrado cerrado se obtuvo solo una banda de transmisión, la cual corresponde al rango de frecuencias donde la permeabilidad magnética es negativa. En la Figura 2.5 se muestra las dimensiones del anillo cuadrado usado para la comparación.

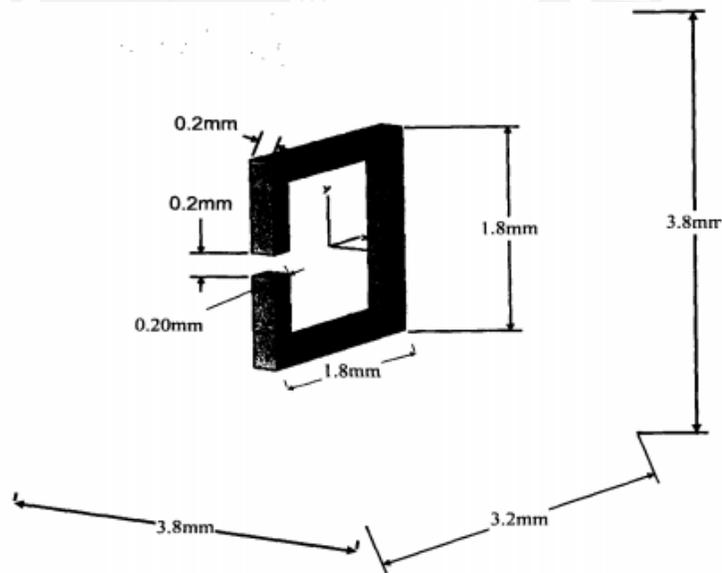


Figura 2.5: Dimensiones de un anillo cuadrado abierto usado para el estudio de sus parámetros S en comparación de un anillo cuadrado cerrado [DIA2004]

Como se explicó, la utilización de un anillo cuadrado cerrado no representa mayores desventajas respecto a un anillo abierto y, por otro lado, disminuye la complejidad del

diseño. El circuito equivalente de un anillo cuadrado cerrado se muestra en la Figura 2.6.

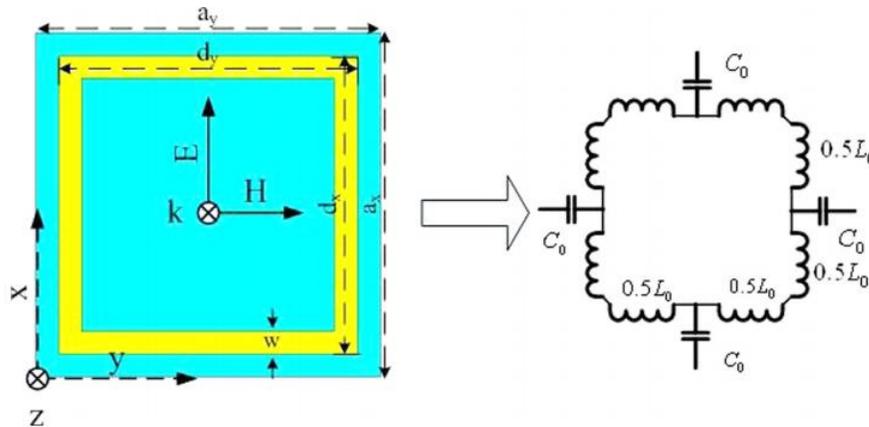


Figura 2.6: Anillo cuadrado cerrado y su circuito equivalente [CHE2011]

Luego de la elección del elemento resonante, se deben definir sus dimensiones y determinar los valores de índice de refracción e impedancia. Las dimensiones son definidas según la frecuencia a la que se trabaje y se debe tomar en cuenta la condición para que el conjunto de estas celdas sea tomado como un material uniforme, la cual dice que el tamaño máximo que puede tener una celda es un décimo de la longitud de onda. En la práctica, las dimensiones pueden ser menores que ese valor. Además de las dimensiones del anillo cuadrado metálico, se deben definir las dimensiones y material del sustrato sobre el cual irá el anillo. Para este proceso de diseño, se toma el material usado en [CHE2011] debido a que se demostró que es apropiado para este tipo de diseño.

Luego de establecer un tamaño de celda que cumpla con la condición mencionada, se debe obtener la variación de índice de refracción e impedancia en un rango de frecuencias amplio tal que se pueda determinar el rango en el cual se puede trabajar. Para realizar ello, se simula la celda en el software CST Microwave Studio. Este software es considerado una herramienta especialista para simulaciones electromagnéticas 3D de alta frecuencia, la cual permite un análisis rápido y exacto para estructuras como antenas, filtros y acopladores. Tiene la opción de elegir entre siete solvers. Para esta aplicación específicamente, se ha elegido el TransientSolver dado que es apropiado para estudiar la propagación de campos electromagnéticos a

través de componentes, brindando resultados en amplios rangos de frecuencias como son los parámetros S que son los usados para el estudio de los elementos resonadores en esta tesis. Un diagrama del diseño a simular se muestra en la Figura 2.7.

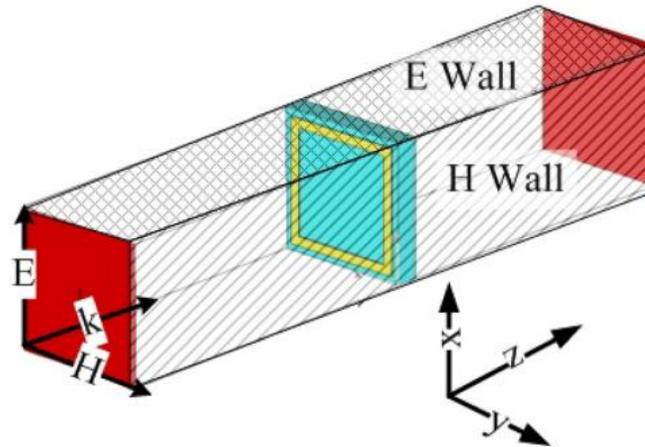


Figura 2.7: Diagrama del diseño de la celda a simular [CHE2011]

Se deben aplicar las siguientes relaciones establecidas en [SMI2002] para determinar los valores del índice de refracción n y la impedancia Z de un anillo cuadrado cerrado con grosor d centímetros:

$$Z = \frac{(1+r)^2 - t'^2}{(1-r)^2 - t'^2} \quad (2.11)$$

$$\text{Im } n = \pm \text{Im} \frac{\cos^{-1} \frac{1}{2t'} (1 - r^2 - t'^2)}{kd} \quad (2.12)$$

$$\text{Re } n = \text{Re} \frac{\cos^{-1} \frac{1}{2t'} (1 - r^2 - t'^2)}{kd} + \frac{2\pi m}{kd} \quad (2.13)$$

donde

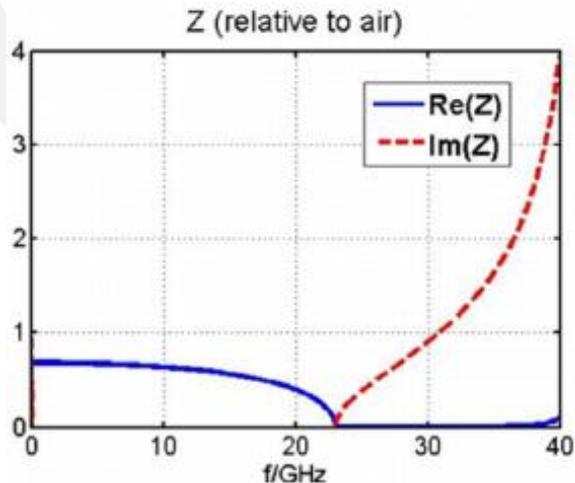
$$t' = \exp ikd t \quad (2.14)$$

$$t = S_{21} \quad (2.15)$$

$$k = \frac{w}{c} = \frac{2\pi f}{c} \quad (2.16)$$

$$r = S_{11} \quad (2.17)$$

Luego de aplicar estas relaciones se puede determinar el comportamiento electromagnético del elemento resonante en un rango de frecuencias y determinar si los valores de índice de refracción e impedancia son apropiados en el rango de frecuencia de trabajo. En la Figura 2.8 se muestra el resultado de la simulación de un anillo cuadrado cerrado de 2.2 mm de longitud y 0.035 mm de grosor sobre un sustrato de 3 mm de longitud y 0.46 mm de grosor de sustrato con permitividad eléctrica 2.65 y tangente de pérdida 0.0001 [CHE2011]. En este caso, los valores de índice de refracción e impedancia son estables hasta la frecuencia de 15 GHz y sus componentes imaginarias son aproximadamente cero, lo cual previene grandes pérdidas por reflexión. En general, estos son los criterios que se toman en cuenta para evaluar los resultados de la simulación de un anillo cuadrado cerrado como celda de una estructura metamaterial.



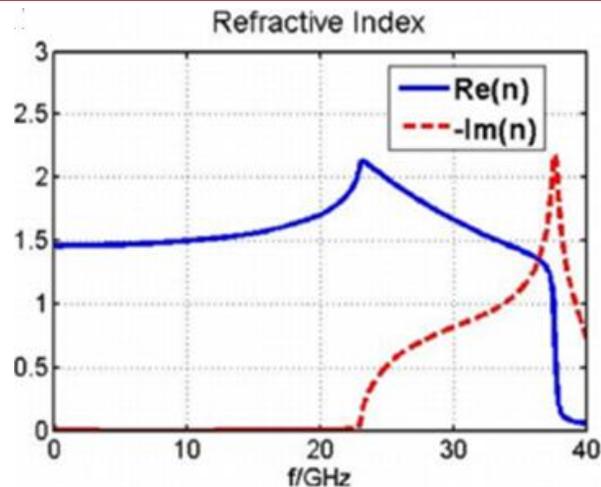


Figura 2.8: Ejemplo de los valores de índice de refracción e impedancia para un anillo cuadrado cerrado [CHE2011]

2.2.3 Determinación del índice de refracción en el lente

Se debe definir el índice de refracción del lente como función de la posición radial, tal como se tiene idealmente en un lente dieléctrico. Dicha función será definida de tal manera que cumpla con la siguiente condición: si un rayo incide en él de forma oblicua y es divergente, éste será transmitido de forma normal a la superficie contraria a la que incidió. Esto se determinará al considerar el principio de igualdad de caminos ópticos de los rayos.

En la Figura 2.9 se muestra el lente ubicado horizontalmente en un sistema de coordenadas (r, z) , donde el foco de la antena es el punto $(0, -S - T)$ con S distancia focal y T grosor del lente cuyo diámetro es D .

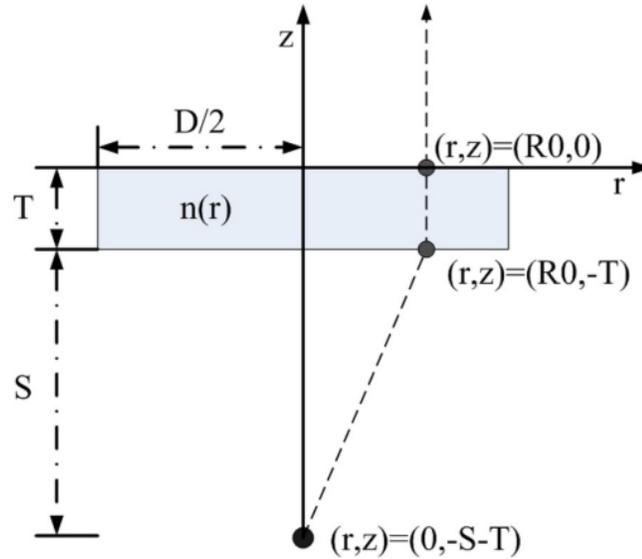


Figura 2.9: Esquema del lente metamaterial y los caminos ópticos posibles
[CHE2011]

Entonces si aplicamos el principio de igualdad de caminos ópticos al esquema mostrado, debemos igualar el camino óptico que pasa por el centro del lente donde se tendrá un índice de refracción n_0 y un camino óptico arbitrario donde la onda incide de forma oblicua en el punto $R0, -T$ de índice de refracción $n(R0)$, transmitiéndose de forma perpendicular a la superficie del lente y pasando por el punto $R0, 0$. Obtenemos entonces la siguiente igualdad:

$$S + n_0 T = \sqrt{S^2 + R0^2} + n(R0)T \quad (2.18)$$

Si despejamos el valor de $n(R0)$:

$$n(R0) = n_0 - \frac{\sqrt{S^2 + R0^2} - S}{T} \quad (2.19)$$

Si generalizamos la expresión anterior para cualquier punto en el plano $z = 0$ a una distancia r del centro del lente, tenemos el valor del índice de refracción n en función de r :

$$n_r = n_0 - \frac{\sqrt{s^2 + r^2} - s}{T} \quad (2.20)$$

2.2.4 Determinación de la relación entre tamaño de celda y parámetros constitutivos

Una vez obtenidos los valores de índice de refracción necesarios en lente, se iniciará el dimensionamiento de las celdas que conformarán el arreglo metamaterial. En este punto ya se debe tener establecido el rango de frecuencias de trabajo, por lo que se realiza simulaciones del anillo cuadrado cerrado en ese rango y en cada simulación se varía las dimensiones del anillo.

De esta manera, se obtendrá un gráfico como el mostrado en la Figura 2.10 para el caso del índice de refracción e impedancia, pudiéndose determinar el rango de los valores de índice de refracción con los que se puede trabajar. El valor obtenido más alto es asignado al término n_0 de la función de índice de refracción requerida en el lente. Esto es debido a que de la función podemos notar que, conforme aumenta la distancia desde el centro, el índice de refracción debe disminuir. Con esta última etapa, se conoce el tamaño requerido del anillo en cada punto de la superficie del lente y finalmente se procede a armarlo.

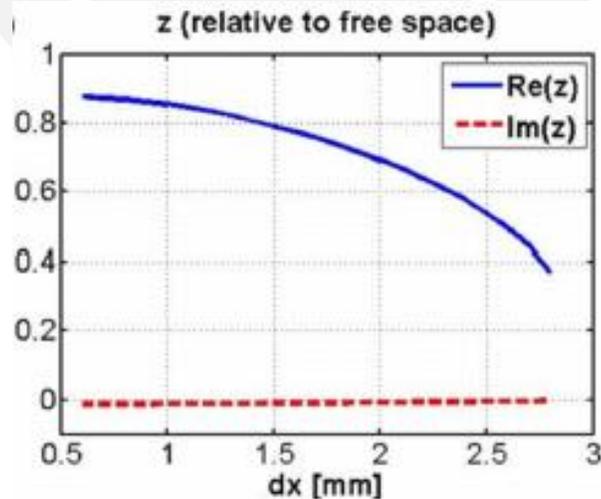


Figura 2.10: Ejemplo de gráfico del valor de impedancia en función de la longitud dx de un anillo cuadrado cerrado [CHE2011]

Luego de haber revisado los procedimientos para diseñar una antena con lente dieléctrico y una antena con lente metamaterial, se puede establecer como objetivo de esta tesis el diseño de una antena altamente directiva usando lentes y metamateriales. Asimismo, los objetivos secundarios son estudiar las características de una antena directiva como es la antena bocina, las características de los lentes para rango microondas, las características de los metamateriales, así como la influencia de su uso en lentes para antenas tipo bocina.



3. DISEÑO DE ANTENAS BOCINA CON LENTE DIELECTRICO Y CON LENTE METAMATERIAL

3.1 Consideraciones

La frecuencia de operación de la antena es 5.8 GHz, banda de operación del estándar IEEE 802.11 que en Perú es una banda no licenciada según el Art. 28 del Texto Único Ordenado del Reglamento General de la Ley de Telecomunicaciones [MTC2004].

3.2 Diseño de antena con lente dieléctrico

3.2.1 Diseño de antena bocina

Siguiendo el procedimiento descrito en el capítulo anterior, primero se elige la ganancia deseada en la antena bocina y se determina las dimensiones de la guía de onda en base a la frecuencia de 5.8 GHz, de tal forma que su frecuencia de corte del modo TE_{10} es menor y sus frecuencias de corte de los modos TE_{20} y TE_{01} son mayores que esa frecuencia de trabajo para permitir la propagación de la onda electromagnética.

Se elige la ganancia de la antena en base a los modelos comerciales vistos en el catálogo de antenas bocina de Q-Par [QPA2012], ya que es una marca reconocida y con calidad en sus productos. En el catálogo se encuentran los valores de las ganancias típicas de antenas bocina a la frecuencia de 5.8 GHz, los cuales oscilan entre 10 dBi y 20 dBi. Por lo tanto, la antena bocina se diseña para obtener 24 dBi aproximadamente; es decir, el valor G_0 será 251.189.

Las dimensiones de la guía de onda se muestran en la Figura 3.1. Dado que el ancho es el doble que el alto, las frecuencias de corte de los modos TE_{20} y TE_{01} son iguales [HAY2006].

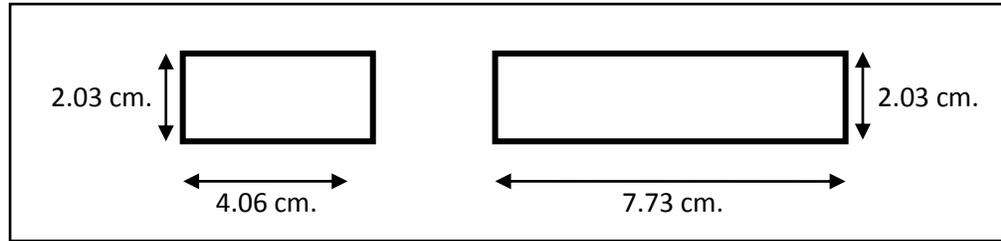


Figura 3.1: Dimensiones de la guía de onda del diseño [Elaboración propia]

Con las dimensiones elegidas se obtienen los valores de las frecuencias de corte de los modos TE_{10} , TE_{20} y TE_{01} , usando las siguientes fórmulas para los modos TE_{m0} y TE_{0p} [HAY2006]:

$$f_c \ m0 = \frac{mc}{2na} \quad (3.1)$$

$$f_c \ 0p = \frac{pc}{2nb} \quad (3.2)$$

donde m es el número de modo, n es el índice de refracción del material dentro de la guía de onda, a es el ancho de la guía de onda y b es el alto de la guía de onda.

Se obtiene la frecuencia de corte del modo TE_{10} igual a 3.7 GHz y la frecuencia de corte de los modos TE_{20} y TE_{01} igual a 7.4 GHz. Ambos valores cumplen con la condición indicada dado que 5.8 GHz se encuentra en ese rango.

Una vez determinados los valores para la ganancia G_0 y las dimensiones a y b de la guía de onda, se procede a tomar un valor de prueba para χ igual a 15.9489. Sin embargo, luego de varias iteraciones, se obtiene que el valor de χ es igual a 15.9397. En base a ese valor y luego de reajustes en simulaciones realizadas se obtienen las demás dimensiones de la antena, las cuales están listadas en la Tabla 3.1 y un esquema de la antena se muestra en la Figura 3.2.

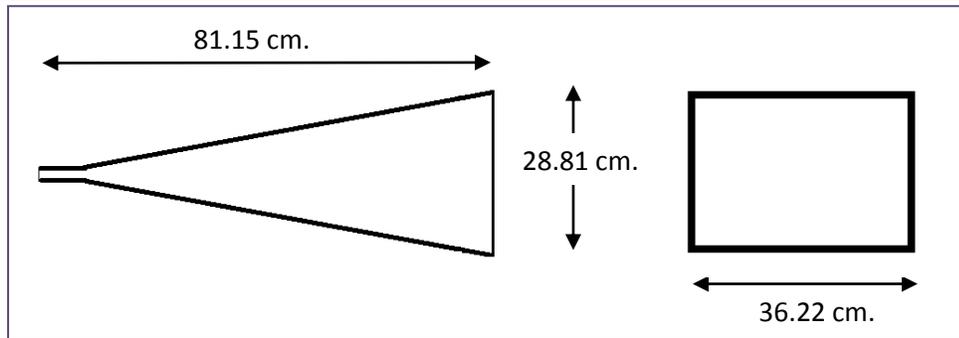


Figura 3.2: Esquema de la antena bocina [Elaboración propia]

Tabla 3.1: Dimensiones de la antena bocina

Dimensión	Valor en centímetros
a	4.06
b	2.03
a_1	36.22
b_1	28.81
ρ_e	82.44
ρ_h	83.17
ρ_1	81.15
ρ_2	81.15
P_e	73.42
P_h	73.42

El diseño en CST Microwave Studio es el mostrado en la Figura 3.3. Este diseño ya tiene insertada la guía de onda previamente descrita.

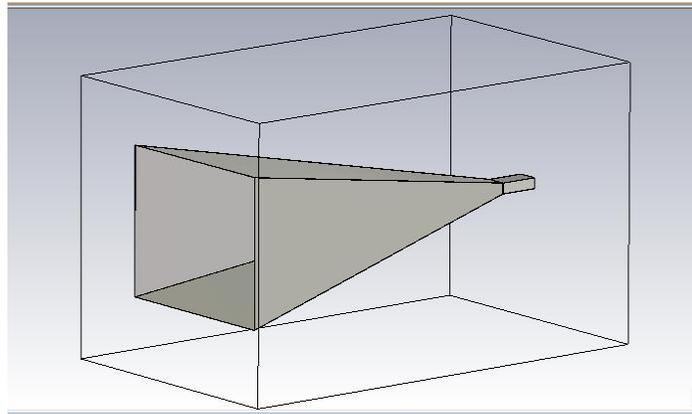


Figura 3.3: Vista 3D del diseño de la antena bocina en CST Microwave Studio

3.2.2 Diseño de lente dieléctrico

Para el diseño del lente dieléctrico se eligió como material el teflón, ya que es uno de los materiales más usados con un valor de permitividad eléctrica de 2.1 y un valor de tangente de pérdida de 0.00015 [THO2013]. Los valores de estos parámetros constitutivos hacen de este material apropiado ya que se evitan grandes pérdidas por reflexión y grandes pérdidas por atenuación de la señal, como se señaló en el capítulo anterior.

Para definir las dimensiones del lente se debe aplicar la fórmula que relaciona la distancia focal, el índice de refracción del material con el radio de la curvatura del lente, el cual es el valor que se desea calcular:

$$\frac{1}{f} = (n - 1) \left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2} \right) \quad (3.3)$$

Dado que el lente tiene una superficie plana, R_2 se considera infinito y se llega a la siguiente expresión de donde se halla R_1 en centímetros:

$$\frac{1}{79.42} = (1.45 - 1) \frac{1}{R_1} \quad (3.4)$$

$$R_1 = 35.74$$

Luego de acomodar el lente en la apertura de la antena (Figura 3.4), se obtienen las dimensiones listadas en la Tabla 3.2:

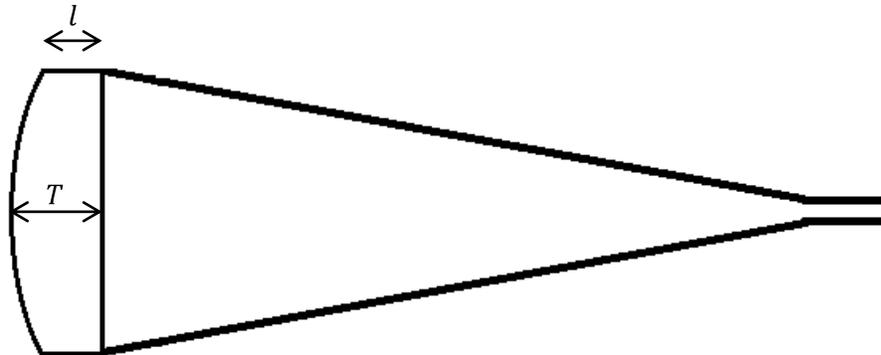


Figura 3.4: Esquema de la antena con lente dieléctrico
[Elaboración Propia]

Tabla 3.2: Dimensiones del lente dieléctrico

Dimensión	Valor en centímetros
l	5.55
T	8.74

Si aplicamos el principio de igualdad de los caminos ópticos (Figura 3.5), se obtienen lo siguientes valores:

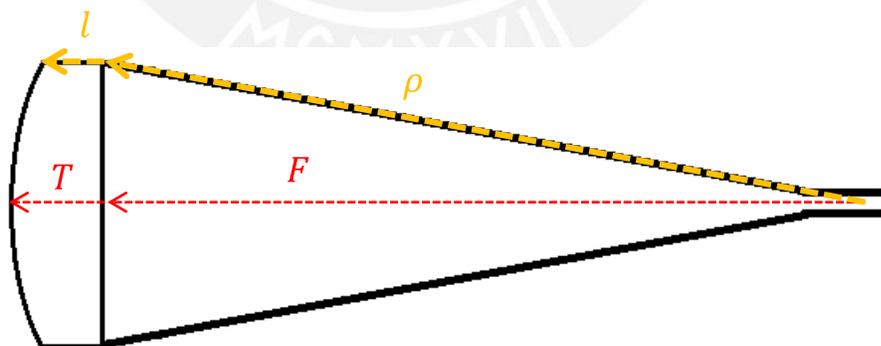


Figura 3.5: Principio de Igualdad de Caminos Ópticos aplicado al diseño
[Elaboración Propia]

$$F + nT = \rho + nl \tag{3.5}$$

$$F + nT = 79.42 + 1.45 \cdot 8.74 = 92.09 \quad (3.6)$$

$$\rho + nl = 80.73 + 1.45 \cdot 5.55 = 88.78 \quad (3.7)$$

Como se puede observar los valores obtenidos en ambas partes de la igualdad son aproximadamente iguales; por lo tanto, se puede decir que las dimensiones del lente son apropiados y cumplen lo indicado en el capítulo anterior sobre el proceso de diseño. El modelo realizado en el software de simulación se muestra en la Figura 3.6.

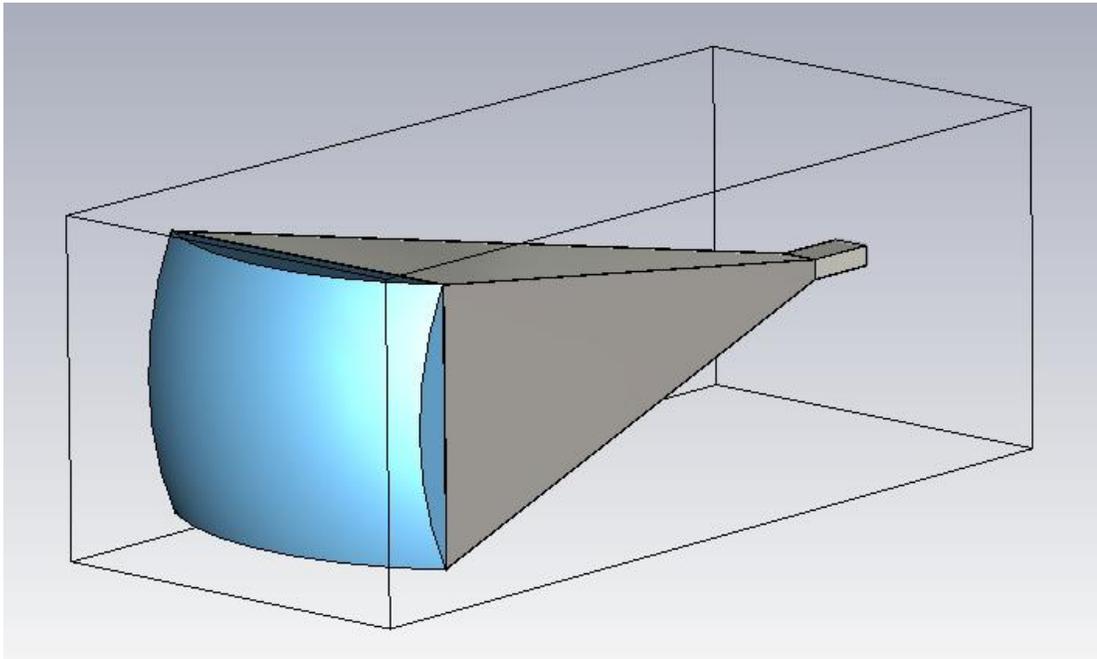


Figura 3.6: Vista 3D del diseño de antena con lente dieléctrico en CST Microwave Studio
[Fuente propia]

3.3 Diseño de antena con lente metamaterial

3.3.1 Diseño de la antena bocina

Se mantuvo el diseño de la antena para el caso con lente dieléctrico. Esto tiene como fin la comparación posterior de los resultados al usar un lente dieléctrico y un lente metamaterial.

3.3.2 Diseño de lente metamaterial

Como ya se mencionó en el capítulo anterior, el elemento resonante que constituirá el lente metamaterial es un anillo cuadrado cerrado. Debido a que la frecuencia de trabajo es 5.8 GHz, la longitud del anillo es 5.172 mm; es decir, la décima parte de la longitud de onda. Además de la dimensión de la celda, se definen las dimensiones del sustrato como aproximadamente el doble de las dimensiones usadas en [CHE2011], esto es debido a que la longitud de onda a la frecuencia de trabajo elegida en esta investigación es el doble que la usada en la referencia mencionada. En la Figura 3.7 se puede ver el esquema del anillo cuadrado sobre el sustrato y las respectivas dimensiones consideradas, las cuales se encuentran listados en la Tabla 3.3, incluyendo información del material del sustrato.

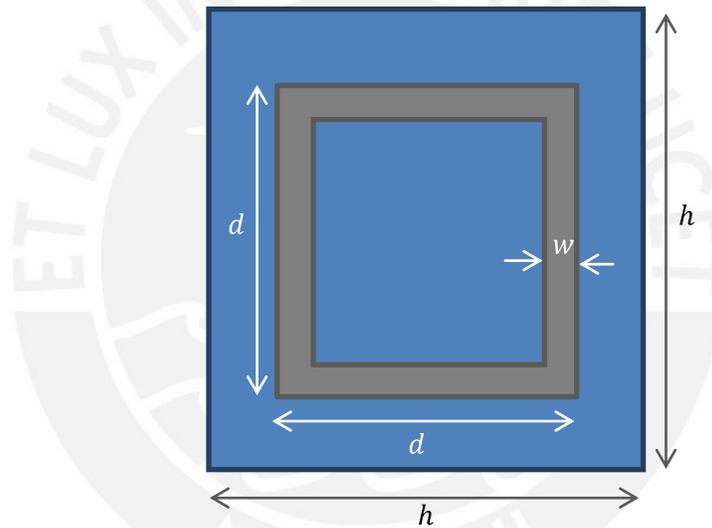


Figura 3.7: Esquema del anillo cuadrado sobre el sustrato
[Elaboración Propia]

Tabla 3.3: Parámetros del anillo cuadrado cerrado

Dimensión	Valor en milímetros
h	6.772
d	5.172
w	0.4
<i>grosor del sustrato</i>	0.92
<i>grosor del metal</i>	0.035
$\epsilon_{\text{sustrato}}$	2.65

<i>tangente de pérdida del sustrato</i>

0.001

Se realiza el diseño del anillo cuadrado en el software de simulación CST Microwave Studio (Figura 3.8) y se simula en un rango de frecuencia de 5.2 a 6.4 GHz para evaluar los valores de índice de refracción e impedancia.

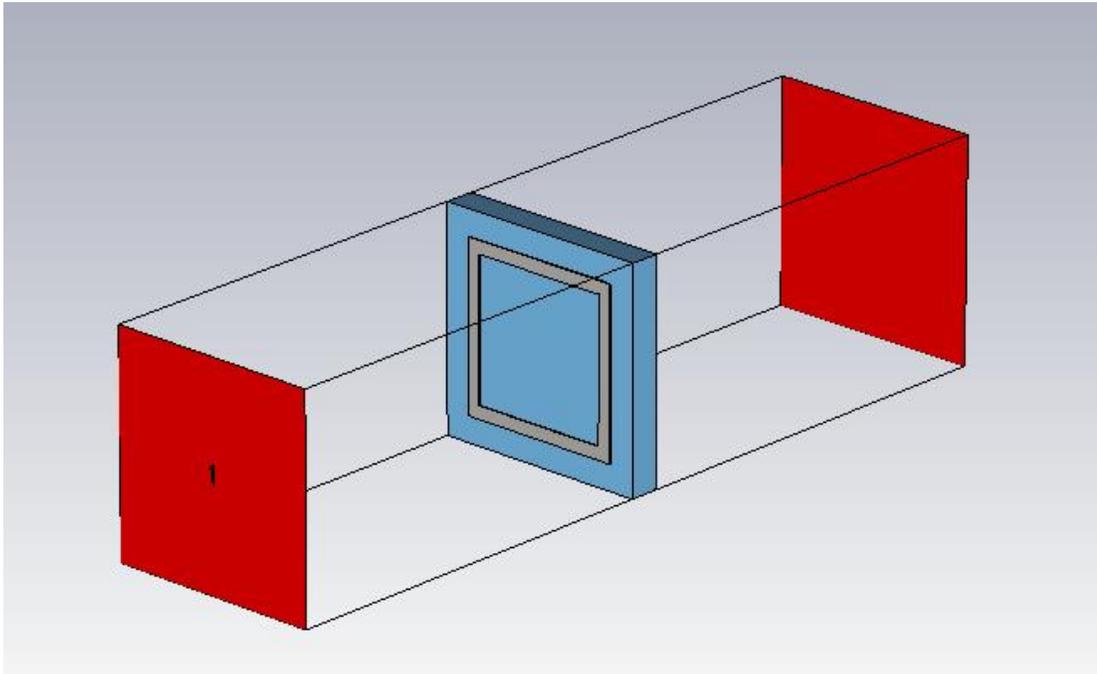


Figura 3.8: Vista 3D del anillo cuadrado cerrado en CST Microwave Studio
[Fuente propia]

Se obtienen como resultados los valores de parámetros S respecto a la impedancia del aire (377Ω aproximadamente) y se debe usar las relaciones establecidas en [SMI2002] para hallar el índice de refracción y la impedancia, dichas relaciones fueron implementadas en Matlab y se obtuvieron la Figura 3.9 y la Figura 3.10.

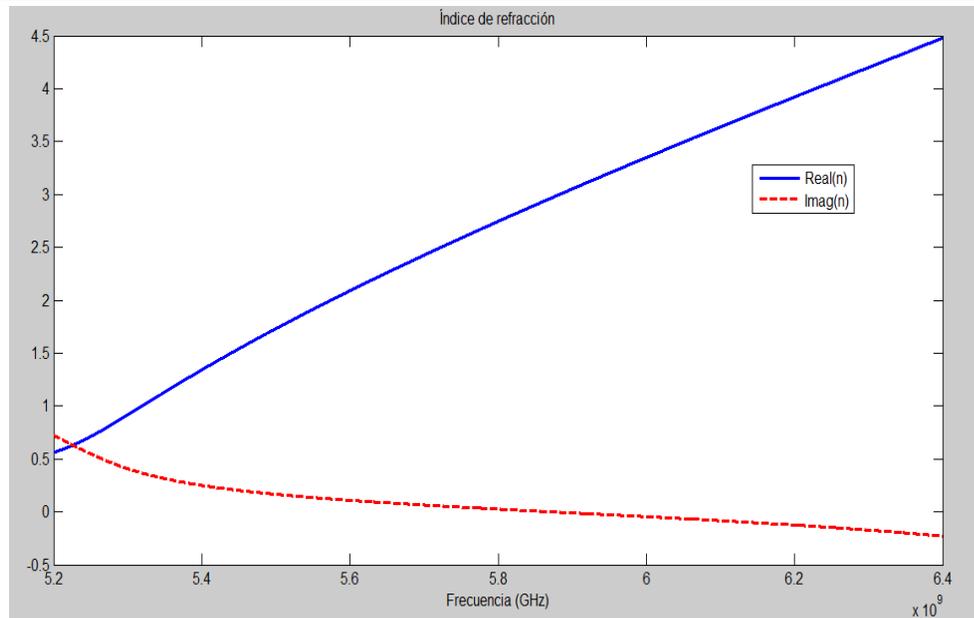


Figura 3.9: Índice de refracción de la celda cuadrada en el rango de 5.2 a 6.4 GHz
[Fuente propia]

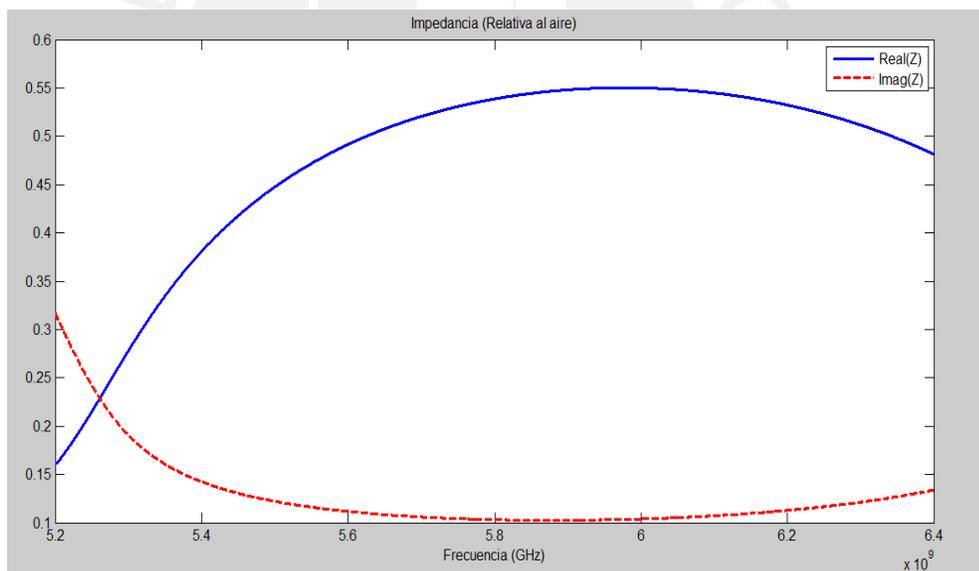


Figura 3.10: Impedancia de la celda cuadrada en el rango de 5.2 a 6.4 GHz
[Fuente propia]

Se puede observar que los valores de índice de refracción varían en el rango de 0.6 a 4.5; mientras que, los valores de impedancia varían de 0.16 a 0.48. Además de ello, los valores de los componentes imaginarios de ambos parámetros no son altos por lo que no generarán mayores pérdidas por atenuación de señal o por reflexión.

A continuación, se varía el tamaño de la celda desde un tamaño de 5.172 mm a 0.862 mm para observar la variación de sus parámetros en la frecuencia de 5.8 GHz, obteniéndose la Figura 3.11 y la Figura 3.12.

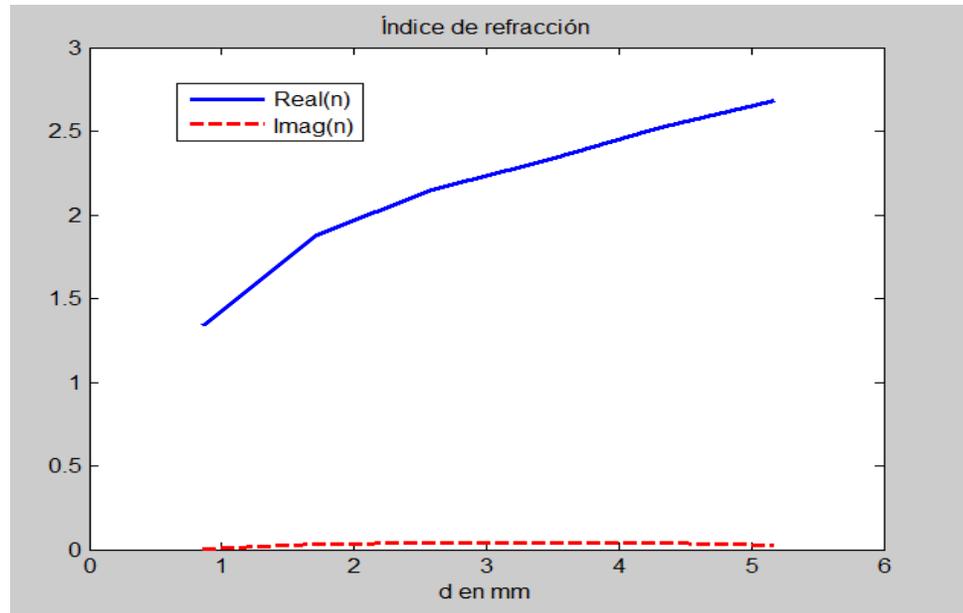


Figura 3.11: Variación del índice de refracción respecto al tamaño del anillo
[Fuente propia]

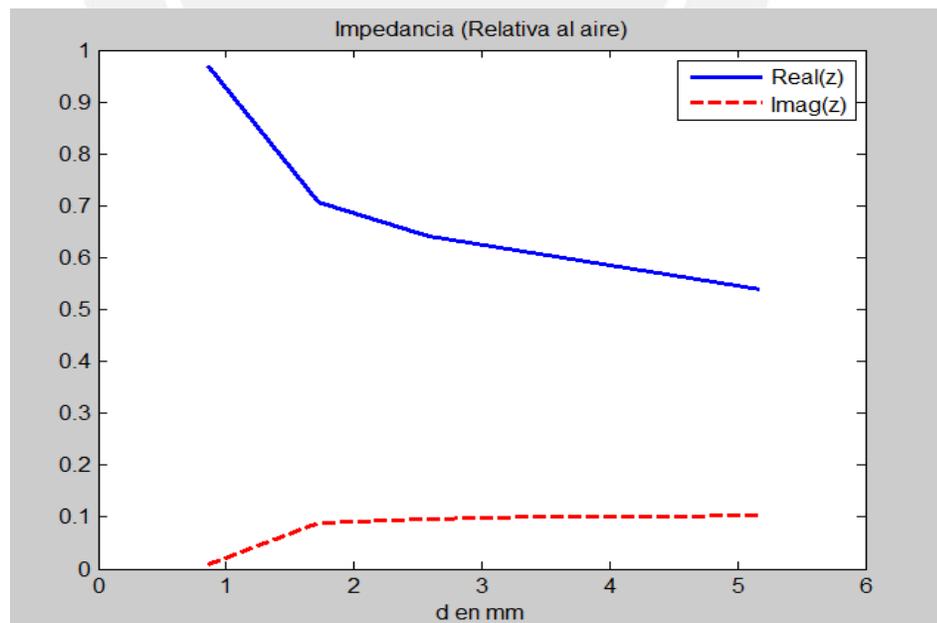


Figura 3.12: Variación de la impedancia respecto al tamaño del anillo
[Fuente propia]

Como vemos en la Figura 3.11, el índice de refracción varía desde un valor máximo de 2.7 hasta un mínimo de 1.34. El valor máximo es el valor de índice de refracción en el centro del lente y va disminuyendo hacia los bordes, entonces se puede definir la función de índice de refracción del lente respecto a la distancia desde el centro, así como el grosor del lente. Para tal propósito, se toma el caso del valor mínimo de índice de refracción posible, el cual se sitúa a una distancia de 23.27 cm respecto del centro (la esquina más lejana de la apertura de la antena, ver Figura 3.13)

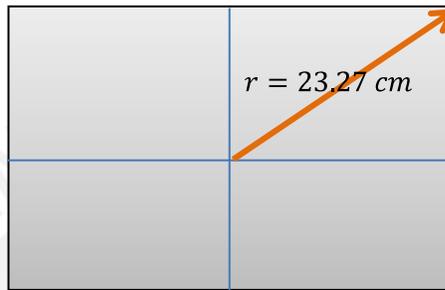


Figura 3.13: Distancia radial máxima del lente vista en la apertura de la antena
[Elaboración Propia]

Se obtiene lo siguiente:

$$n_r = n_0 - \frac{\sqrt{S^2 + r^2} - S}{T} \quad (3.8)$$

$$n_{23.27} = 1.34 = 2.68 - \frac{\sqrt{79.42^2 + 23.27^2} - 79.42}{T} \quad (3.9)$$

$$T = 2.5 \text{ cm}$$

Con los cálculos realizados se obtiene que el grosor del lente debe ser 2.5 cm, lo cual es equivalente a 27 capas de 0.0955 cm que es el grosor del elemento resonante. Además, se obtiene la función de índice de refracción del lente para cualquier distancia r respecto del centro, tomando S , r y T en centímetros:

$$n_r = n_0 - \frac{\sqrt{S^2 + r^2} - S}{T} \quad (3.10)$$

$$n r = 2.68 - \frac{79.42^2 + r^2 - 79.42}{2.5} \quad (3.11)$$

Finalmente, se realiza la ubicación de los anillos de diferentes tamaños en la superficie del lente de grosor 2.5 cm con una distribución que se puede ver en la Figura 3.14 y sus dimensiones se encuentran listadas en las Tabla 3.4.

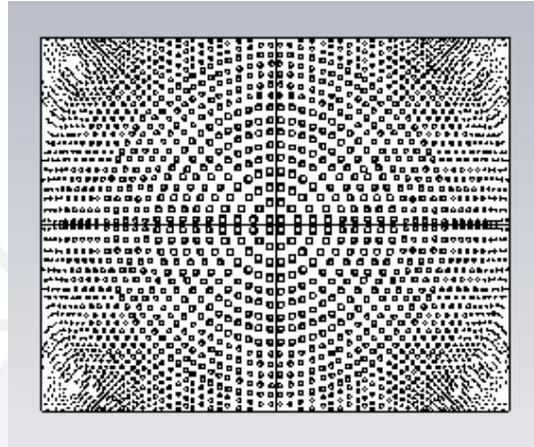


Figura 3.14: Vista frontal de lente metamaterial

Tabla 3.4: Separación entre los anillos del lente metamaterial

Tamaño de Celda (mm)	Separación entre celdas (mm)
0.862	0.7332
1.724	1.5228
2.586	2.256
3.448	2.9892
4.31	3.7788
5.172	4.512

4. ANÁLISIS Y COMPARACIÓN DE RESULTADOS

4.1 Resultados del diseño de antena bocina

En primer lugar, observamos los valores del parámetro S_{11} , el cual define el rango de operación de la antena, esto es cuando su valor es menor que -10 dB. En la Figura 4.1, se puede observar que la antena bocina tiene un rango de operación de 5.2 a 6.4 GHz, dado que los valores del parámetro S_{11} son menores a -15 dB.

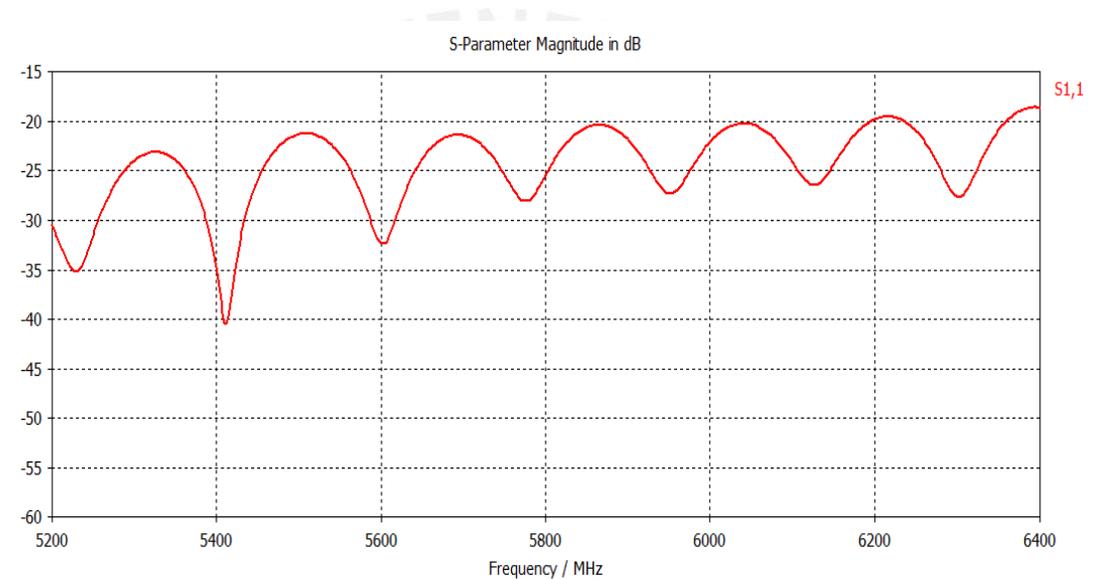


Figura 4.1: Parámetro S_{11} de antena bocina
[Fuente Propia]

Además del rango de operación, se puede ver que el valor de la directividad de la antena bocina a la frecuencia de 5.8 GHz es aproximadamente igual al deseado con este diseño. Como se observa en la Figura 4.2, la directividad tiene un valor de 24.36 dBi.

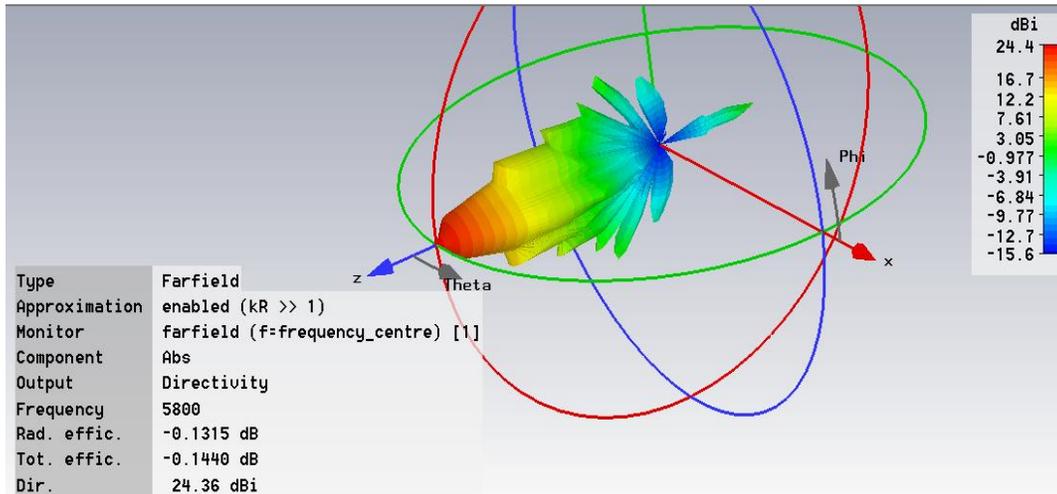


Figura 4.2: Vista 3D del patrón de radiación de antena bocina [Fuente Propia]

Asimismo, la variación de los campos eléctrico y magnético se muestra en las figuras 4.3 y 4.4. Ambos gráficos están normalizados y expresados en dBV/m y dBA/m respectivamente.

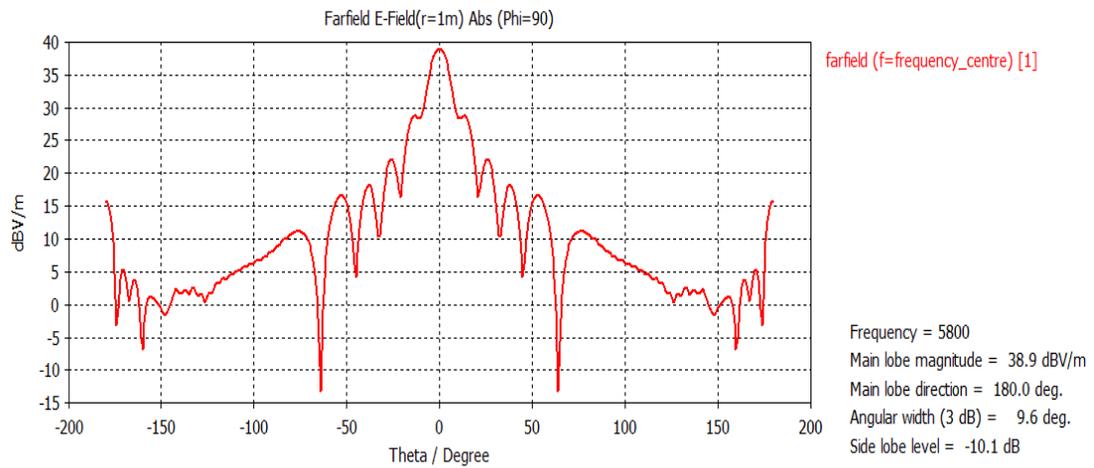
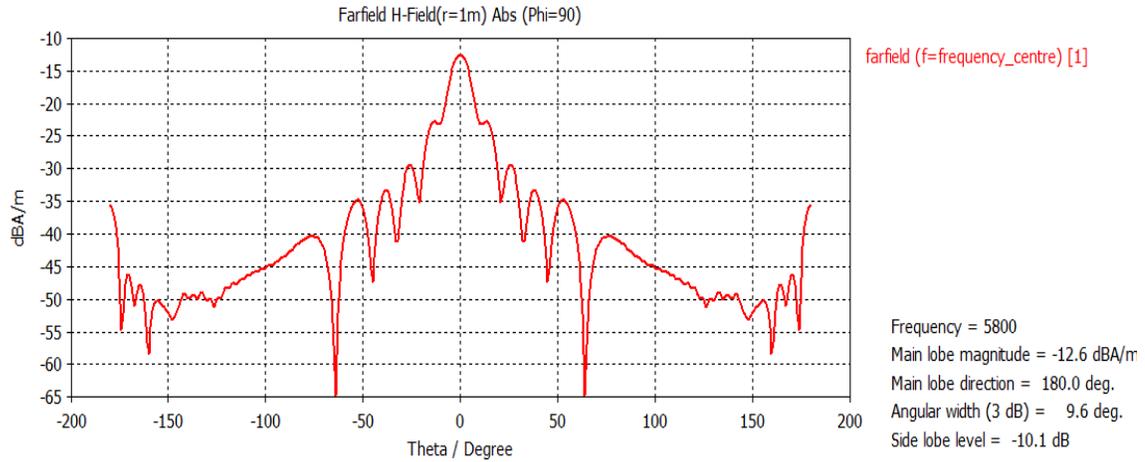


Figura 4.3: Variación de campo eléctrico de una antena bocina [Fuente Propia]

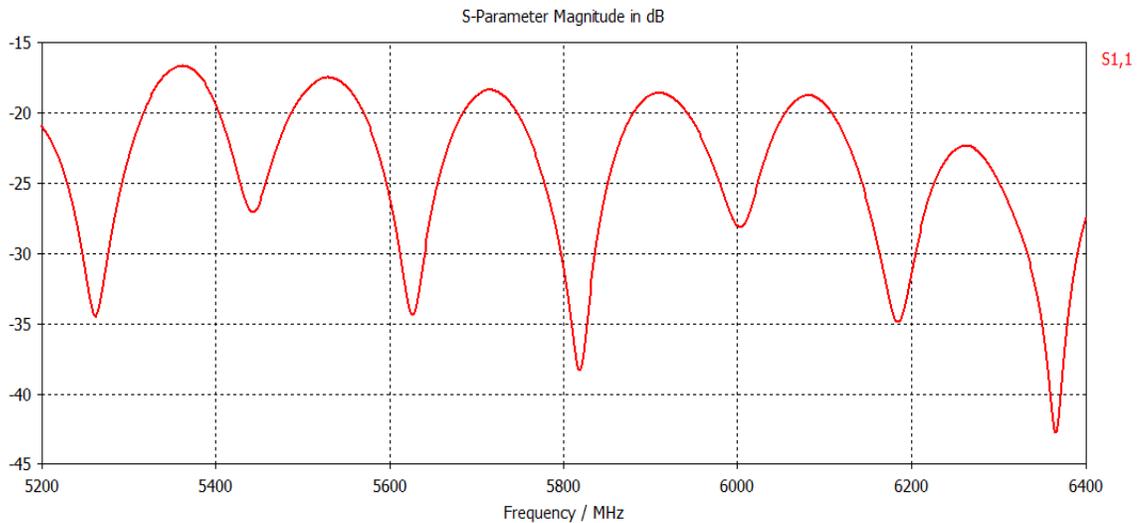


**Figura 4.4: Variación de campo magnético de una antena bocina
[Fuente Propia]**

Para ambos casos los valores decaen notablemente en la dirección de 60° desde el eje central; es decir, la energía se concentra en el centro de la apertura de la antena en un rango de -60° a 60°. En dicho ángulo la disminución es de 55 dB aproximadamente.

4.2 Resultados del diseño de antena con lente dieléctrica

Al igual que con la antena bocina, se obtiene los valores del parámetro S_{11} para la antena con lente dieléctrica (Figura 4.5). En este caso, el rango de trabajo es de 5.2 a 6.4 GHz, similar al de la antena bocina sin lente.



**Figura 4.5: Parámetro S_{11} de antena con lente dieléctrica
[Fuente Propia]**

Del mismo modo, tenemos el valor de la directividad, para este caso es 26.12dBi (Figura 4.6). Esto indica una mejora de 1.76 respecto de la antena bocina sin lente, lo cual nos indica que el material elegido es apropiado y las dimensiones calculadas cumplen la igualdad de caminos ópticos, así como la fórmula de diseño de lente, ambas indicadas en el capítulo 2.

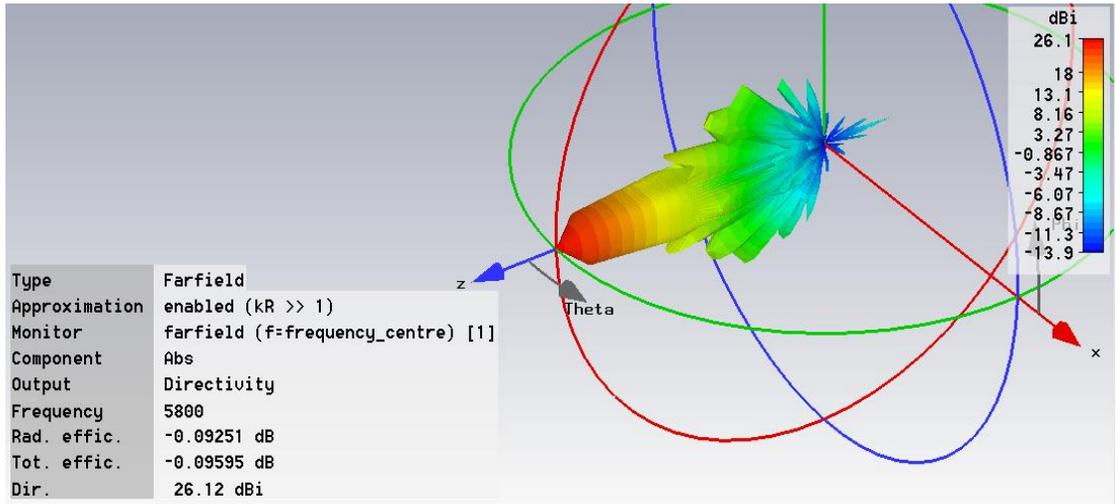


Figura 4.6: Vista 3D del patrón de radiación de antena con lente dieléctrico [Fuente Propia]

De forma similar al caso anterior, se muestran los gráficos de la variación de los campos eléctrico y magnético para una antena con lente dieléctrico (Figura 4.7 y Figura 4.8). Se observa ahora que la energía se concentra en el rango de -50° a 50° respecto al eje central y la disminución en dicho ángulo es de 50 dB.

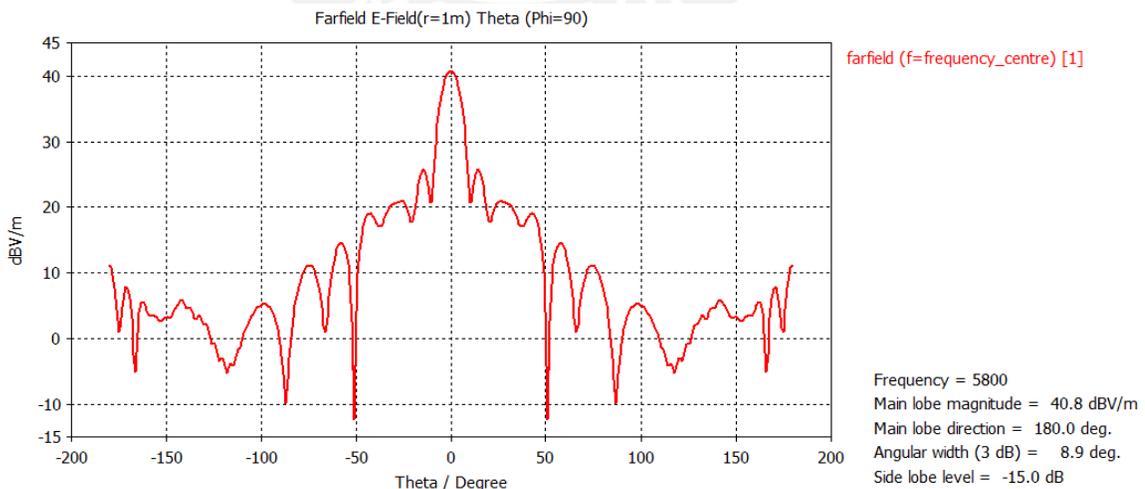


Figura 4.7: Variación de campo eléctrico para una antena con lente dieléctrico [Fuente Propia]

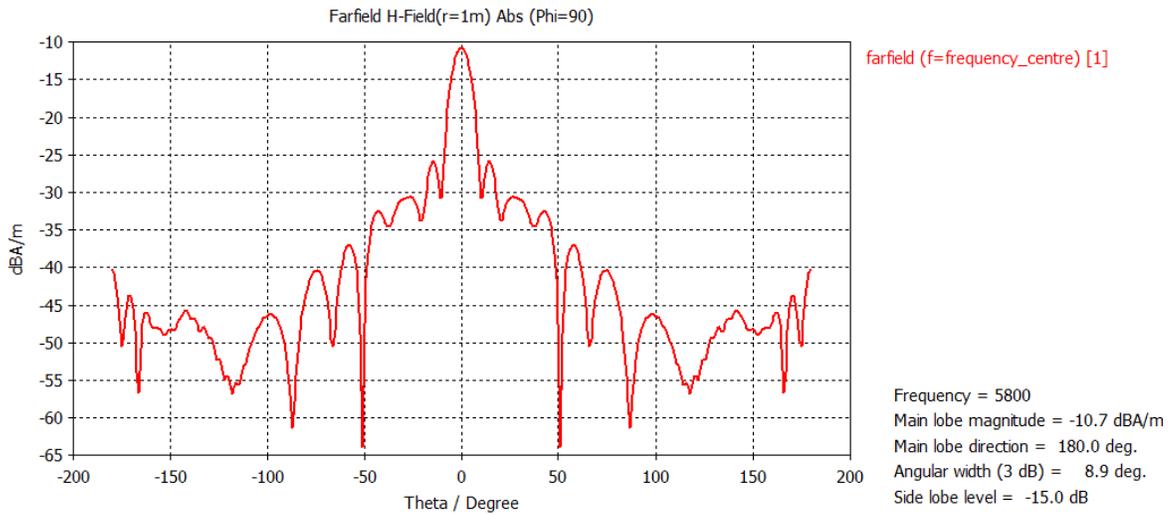


Figura 4.8: Variación de campo magnético en antena con lente dieléctrico
[Fuente Propia]

4.3 Resultados del diseño de antena con lente metamaterial

Similar a los casos anteriores, se tiene el gráfico de los valores del parámetro S_{11} (Figura 4.9) en un rango de 4 GHz a 7 GHz. Sin embargo, se observa que el rango de operación de la antena con lente metamaterial es de 5.3 GHz a 7 GHz.

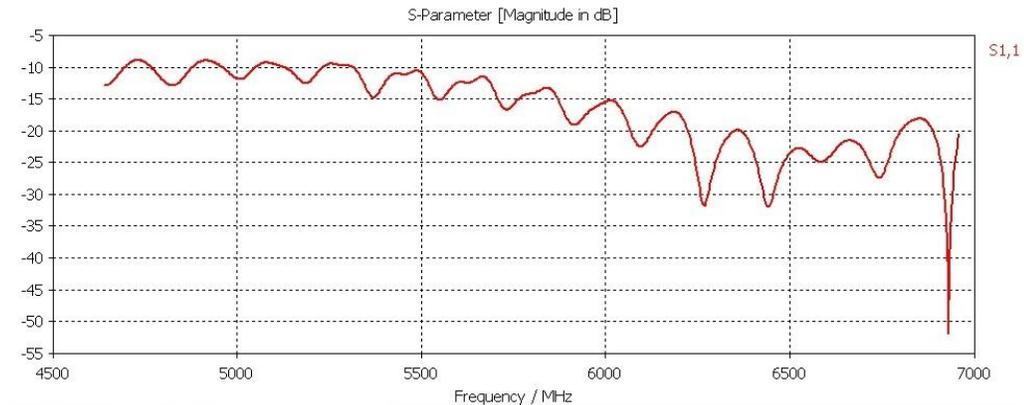


Figura 4.9: Valores del parámetro S_{11} de una antena con lente metamaterial
[Fuente Propia]

En la Figura 4.10, se tiene la vista 3D de los valores de directividad. En este caso el valor obtenido es de 24.49 dB; es decir, presenta un aumento de 0.13 respecto a la antena bocina sola. Este valor puede deberse a errores propios de los cálculos de la simulación y no precisamente a una mejora en la directividad. Posteriormente a la

presentación de los resultados de este diseño, se realizará un análisis en base a una comparación de los tres diseños presentados.

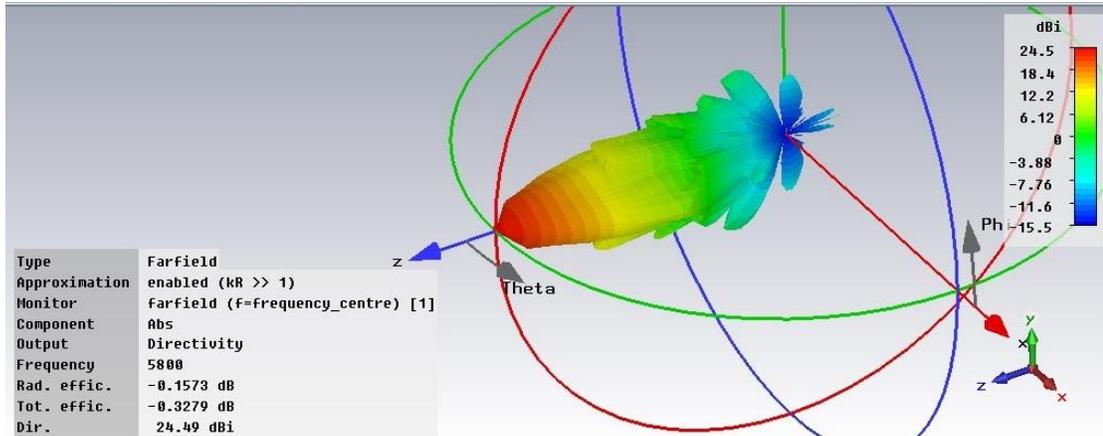


Figura 4.10: Vista 3D del patrón de radiación de una antena con lente metamaterial [Fuente Propia]

Respecto a los valores de los campos eléctrico y magnético (Figura 4.11, Figura 4.12), podemos ver que la primera disminución que sufren ambos valores es en el ángulo de 20° desde el eje central; es decir que la mayor parte de la potencia es concentrada en el rango de -20° a 20°. Sin embargo, el valor disminuido no es tan alto como en los casos anteriores, llega hasta 35 dB.

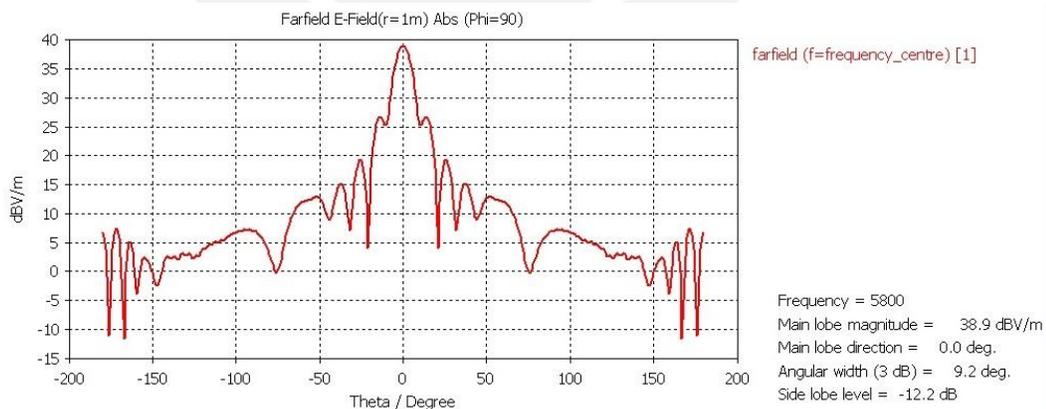


Figura 4.11: Valores de campo eléctrico para una antena con lente metamaterial [Fuente Propia]

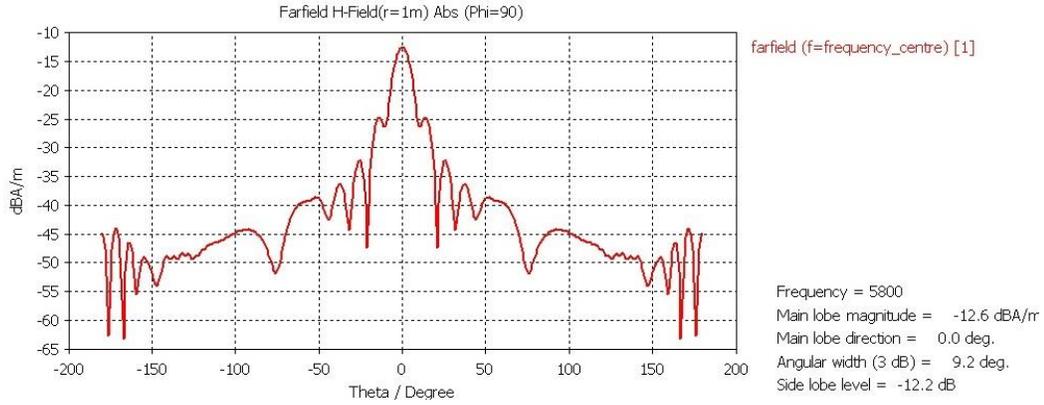


Figura 4.12: Valores de campo magnético para una antena con lente metamaterial [Fuente Propia]

4.4 Comparación de Resultados

Luego de hacer una descripción y análisis de los resultados obtenidos, se compararán las características de los tres diseños. La Tabla 4.1 lista los valores de las características principales de cada diseño, como la directividad, el ancho de haz de potencia media y el nivel de lóbulo lateral para los campos eléctrico y magnético.

Tabla 4.1: Comparación entre las características de campo lejano de las simulaciones realizadas

Tipo de Antena	Directividad	Campo E HPBW	Campo E SLL	Campo H HPBW	Campo H SLL
Antena Bocina	24.36	9.6°	-10.1 dB	9.6°	-10.1 dB
Antena con lente dieléctrico	26.1	8.9°	-15 dB	8.9°	-15 dB
Antena con lente metamaterial	24.5	9.2°	-12.2 dB	9.2°	-12.2 dB

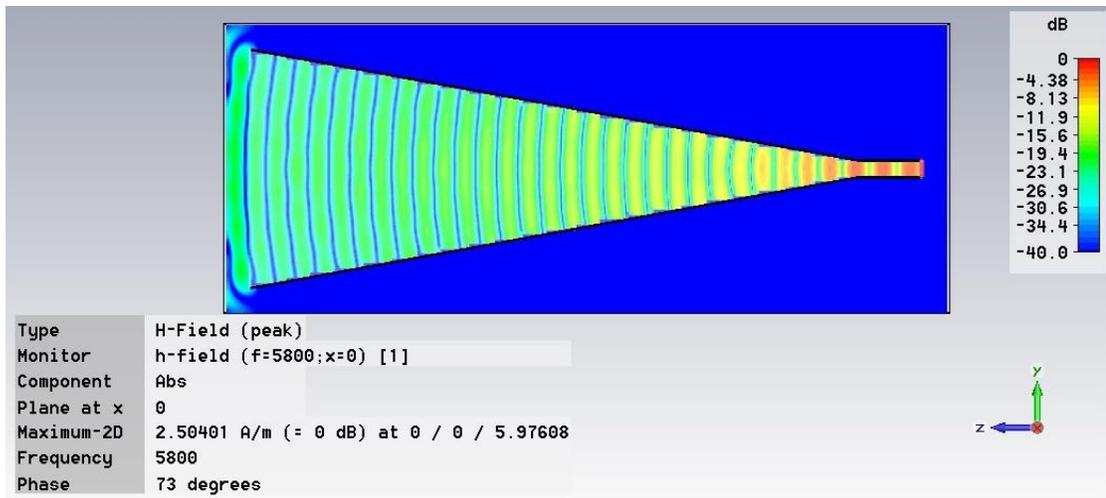
Como se puede ver la antena con lente metamaterial tiene un performance similar a la antena bocina respecto a la directividad, el ancho de haz de potencia media y nivel de lóbulo lateral para los campos eléctrico y magnético presentan una mejora mínima; es decir, el ancho disminuye y los lóbulos laterales son menores.

Las pequeñas mejoras pueden explicarse con la reflexión de onda en las interfaces aire-lente, la cual puede ser un problema crucial y afectar la eficiencia de la antena [THO2013][CHE2011]. Si se considera que una onda electromagnética plana pasa del aire a un medio con impedancia relativa al aire de 0.5, entonces la incidencia provocará que 1/3 de la densidad de campo sea reflejada.

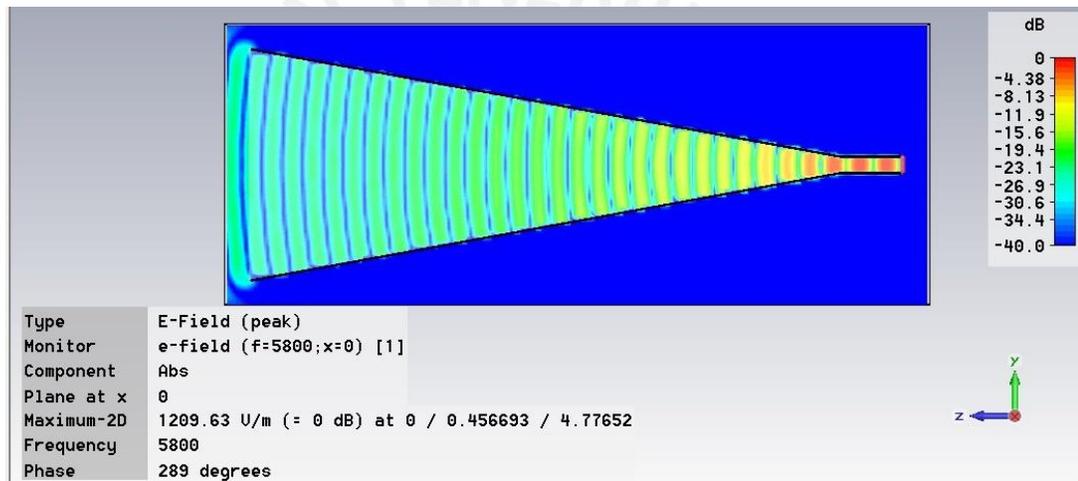
$$\Gamma = \frac{Z-Z_0}{Z+Z_0} = \frac{0.5-1}{0.5+1} = \frac{1}{3} \quad (4.1)$$

En [CHE2011] recomiendan dos posibles soluciones para este problema. En primer lugar, podemos cambiar el diseño por un lente metamaterial que tenga valores iguales de permitividad eléctrica relativa y permeabilidad magnética relativa a lo largo de toda la banda de frecuencias en las que se desea trabajar. Este nuevo diseño implica la utilización de un resonador magnético adicional, lo cual trae como consecuencia una estructura más complicada. Por otro lado, la segunda opción es realizar el diseño adicional de una capa de acoplamiento de impedancia, la cual debe ir a ambos lados del lente. Para este caso, las consideraciones principales para el diseño son respecto al valor del índice de refracción dado que de él depende el cumplimiento del principio de igualdad de caminos ópticos y de la ley de Snell.

Además de los resultados ya listados, las distribuciones de campo cercano dentro y fuera de la antena bocina, con lente dieléctrico y con lente metamaterial fueron simuladas usando el software CST Microwave Studio y lo obtenido es mostrado en las figuras 4.13, 4.14 y 4.15. Se observa en el caso de la antena bocina (Figura 4.13) que los frentes de onda son esféricos y con el uso del lente dieléctrico estos son convertidos en frentes de onda más planos (Figura 4.14), lo cual resulta en una radiación directiva en la región de campo lejano. Mientras tanto, si observamos el caso de la antena con lente metamaterial (Figura 4.15), se puede ver que los frentes de onda circulares producidos por la antena bocina no son convertidos totalmente en frentes planos; por lo tanto, esto se refleja en una directividad similar a la antena bocina.

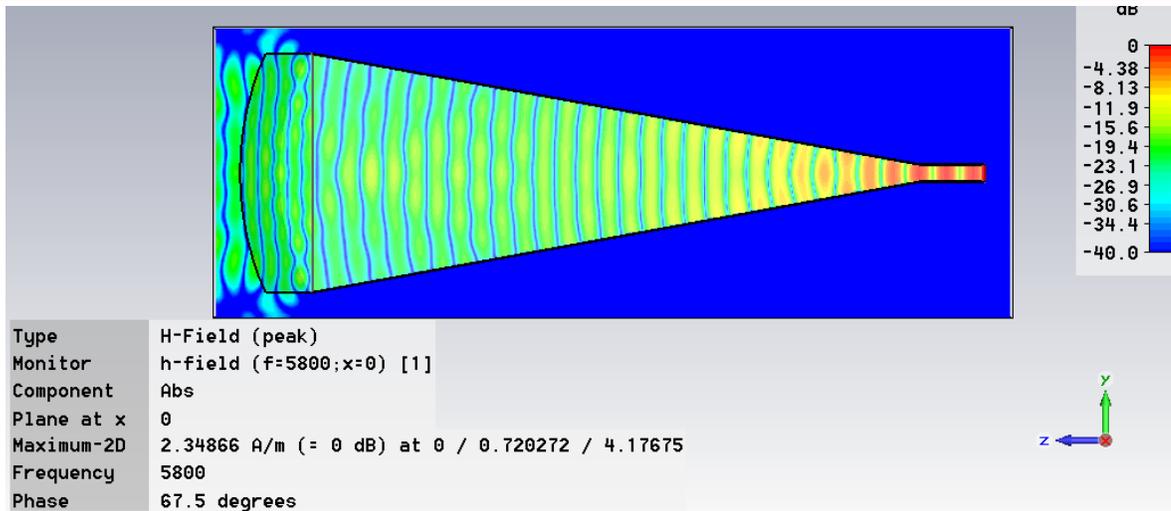


(a)

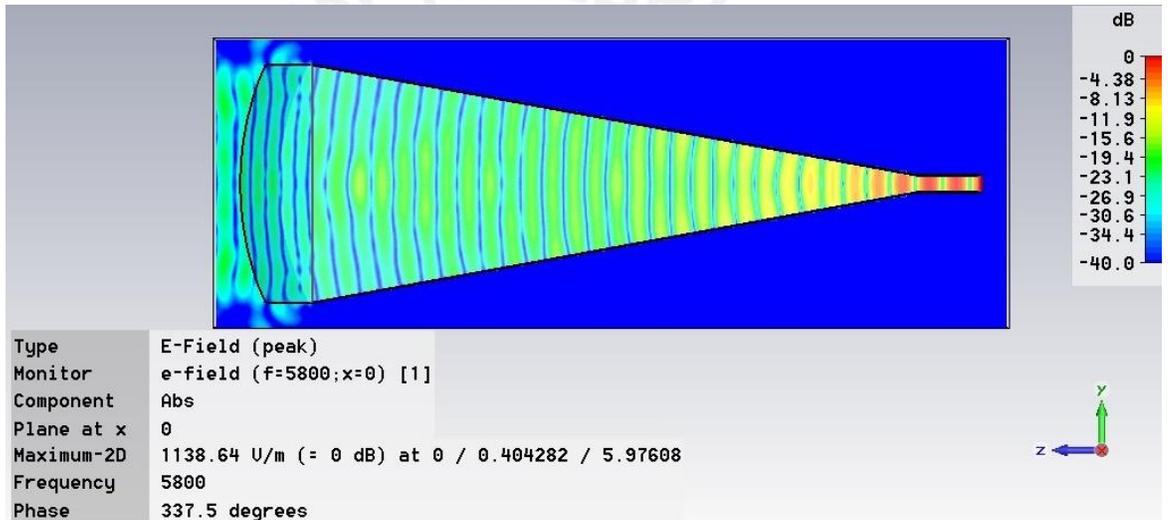


(b)

Figura 4.13: Distribución del campo cercano de una antena bocina: (a) Campo eléctrico, (b) Campo magnético
[Fuente Propia]

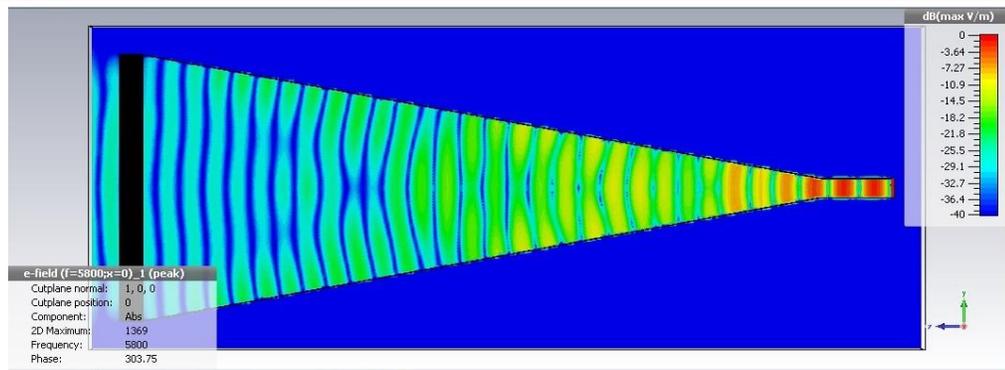


(a)

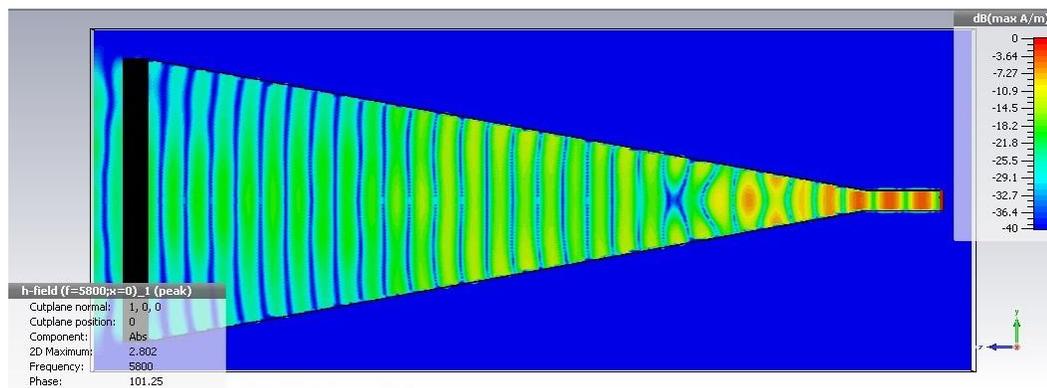


(b)

Figura 4.14: Distribución de campo cercano para una antena con lente dieléctrico: (a) Campo eléctrico, (b) Campo magnético [Fuente Propia]



(a)



(b)

Figura 4.15: Distribución de campo cercano para una antena con lente metamaterial con Distribución B: (a) Campo eléctrico, (b) Campo magnético [Fuente Propia]

Respecto a las pérdidas de retorno, cuyos gráficos (Figuras 4.1, 4.5, 4.9) fueron mostrados anteriormente, podemos ver que los tres diseños pueden trabajar en el rango de 5.3 a 6.4 GHz. Este rango incluye a la banda de 5.8 GHz del estándar IEEE 802.11 para la cual estos diseños fueron realizados.

CONCLUSIONES

- Se ha verificado que las antenas directivas tienen como características principales la emisión de frentes de onda planos, bajo nivel de lóbulos laterales y un ancho de haz de potencia media bajo, específicamente las antenas bocina pueden ser diseñadas para un rango amplio de frecuencias.
- Los lentes para rangos microondas tienen varios tipos según la forma y el material, los cuales son usados para modificar las características de radiación de una antena como es la directividad. Estas modificaciones pueden obtenerse incluso usando lentes con proceso de diseño simple; por ejemplo, los lentes dieléctricos con una superficie refractora.
- Los metamateriales están compuestos por elementos resonadores, los cuales definen los parámetros constitutivos de la estructura en conjunto. Entre sus características principales están la dispersión de permitividad eléctrica y permeabilidad magnética en frecuencia, lo cual permite sintonizar esos valores cambiando los elementos resonadores usados y sus dimensiones, siendo apropiados para diferentes aplicaciones con lentes.
- El uso de un lente metamaterial con índice de refracción gradiente en una antena bocina no es una alternativa factible para mejorar la directividad en la banda de 5.8 GHz del estándar 802.11, dado que las mejoras no son relevantes debido a las pérdidas por reflexión causadas por el desacoplamiento de impedancias en las interfaces aire-lente.

RECOMENDACIONES Y TRABAJOS FUTUROS

- El software CST Microwave Studio requiere de computadoras con gran memoria RAM y buenos procesadores; por lo tanto, se recomienda el uso de máquinas con un mínimo de memoria RAM de 115 GB y un procesador de 3 GHz para no tener un tiempo de simulación demasiado extenso al simular el diseño de lente metamaterial presentado.
- El diseño del lente metamaterial realizado tiene una distribución de elementos resonantes tal que no se obtiene una mejora significativa en la directividad de la antena. Entonces se puede diseñar más lentes de este tipo con diferentes distribuciones, de tal manera que se estudie la influencia de, por ejemplo, la separación entre los anillos sobre la superficie del lente.
- Como se indicó, las pérdidas por reflexión debido al desacoplamiento de impedancias en las interfaces aire-lente pueden ser un factor que impiden que el uso de un lente metamaterial resulte en la mejora de la directividad de una antena. En ese sentido, se puede diseñar las capas de acoplamiento necesarias para la disminución de las pérdidas señaladas, asimismo se puede estudiar en qué medida dichas capas influyen en las características de radiación.
- Los lentes metamateriales han sido aplicados en antenas bocina en las frecuencias de 8 a 12 GHz en [CHE2011], logrando grandes mejoras en la directividad. En esta tesis fueron aplicados en un rango de frecuencias de 5.2 a 6.4 GHz; sin embargo, los resultados no fueron los mismos. Es por ello que se puede aplicar esta técnica de lentes metamateriales en otros rangos de frecuencias para comprobar si la frecuencia de trabajo influye o no en gran manera sobre los resultados.

Bibliografía

- [BAL2005] BALANIS, Constantine A.
2005 *Antennatheory: analysis and design*. Tercera edición.
New Jersey: Wiley-Interscience.
- [CHE2011] CHEN, Xi, Ma HUIFENG, Xia YING ZOU, WeiXiang JIANG y
Tie-Jun CUI
2011 "Three-dimensional broadband and high-
directivitylensantenna made of metamaterials".
Journal of AppliedPhysics. Volumen 110, número 4, pp.
044904-1 - 044904-8.
- [DIA2004] DIAO, M'baye.
2004 *Investigation of ResonatorsLoadedPeriodicStructures*. Tesis
de maestría en Ingeniería Eléctrica y Ciencias de la
computación. Massachusetts: Massachusetts Institute of
Technology.
- [HAY2006] HAYT, Williams H.
2006 *Teoría Electromagnética*. Sétima edición. México:
McGraw-Hill/Interamericana de México.
- [HOD2007] HODGKINSON, T. G.
2007 "Wireless communications -- thefundamentals". *BT
TechnologyJournal*. Volumen 25, número 2, pp. 11-26.
- [JUD2010] JUDD, G. y P. STEENKISTE
2010 "Characterizing 802.11 wireless link behavior". *Wireless
Networks*. Volumen 16, número 1, pp. 167-182.

- [KOC1949] KOCK, Winston E.
1949 "Path-LengthMicrowaveLenses".*Proceedings of the IRE*.
Volumen 37, número 8, pp.852-855.
- [KOC1948]
1948 "Metallic Delay Lenses".*Bell System Technical Journal*.
Volumen 27, número 1, pp. 58-82.
- [KOC1946]
1946 "Metal-Lens Antennas".*Proceedings of the IRE*. Volumen 34,
número 11,pp. 828-836.
- [MTC2004] MINISTERIO DE TRANSPORTES Y COMUNICACIONES
2004 *Decreto Supremo 027-2004-MTC*. 15 de julio.
- [MOO1980] MOORE, Duncan T.
1980 "Gradient-indexoptics: a review".*AppliedOptics*.Volumen 19,
número 7, pp.1035-1038.
- [PEN1996] PENDRY, J. B., A. J. HOLDEN, W. J. STEWART y I. YOUNGS
1996 "ExtremelyLowFrequencyPlasmons in
MetallicMesostructures", *PhysicalReviewLetters*.Volumen 76,
número 25, pp. 4773-1 - 4773-4.
- [QPA2012] Q-PAR Angus Ltd.
2012 *Product catalogue: HornAntennas*. Herefordshire, Inglaterra.
- [RIS1949] RISSER, J. R y S. SILVER
1949 *MicrowaveAntennaTheory and Design*. New York:
McGraw-Hill.

- [SHE2001] SHELBY, R. A., D. R. SMITH y S. SCHULTZ
2001 "Experimental Verification of a Negative Index of Refraction". *Science*. Volumen 292, número 5514, pp. 77-79.
- [SMI2002] SMITH, D. R., S. SCHULTZ, P. MARKOS, C. M. SOUKOULIS
2002 "Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients". *Physical Review B*. Volumen 65, número 65, pp. 195104-1 – 195104-5.
- [SMI2005] SMITH, D. R., J. J. MOCK, A. F. STARR y D. SCHURIG
2005 "Gradient index metamaterials". *Physical Review E*. Volumen 71, número 3, pp. 036609-1 - 036609-6.
- [THI2000] THIDÉ, Bo
1997 *Electromagnetic Field Theory*. Suecia: Upsilon Media.
- [THO2013] THORNTON, John, Kao-Cheng HUANG
2013 *Modern Lens Antennas for Communications Engineering*. New Jersey: Wiley- IEEE Press.
- [VES1968] VESELAGO, V.
1968 "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ". *Soviet Physics Uspekhi*.
- [WAN2006] WANG, Z. X. y W. B. DOU
2006 "Design and Analysis of Several Kinds of Dielectric Lens Antennas". *Journal of Electromagnetic Waves & Applications*. Volumen 20, número 12, pp. 1643-1653.

- [WIL1948] WILKES, G.
1948 "WavelengthLenses".*Proceedings of the IRE*.Volumen 36,
número 2, pp.20-212.
- [YAN2008] YANG, R., Y. J. XIE, X. F. LI, Y. Y. WANG, R. WANG y J. JIANG
2008 "Causality in the resonance behavior of metamaterials".
China: National Laboratory of Antennas and
Microwave Technology, Xidian University – Xi'an 710071.
- [ZEL2010] ZELADA, Frabrizio
2010 *Apantallamiento multi-selectivo utilizando Metamateriales*.
Tesis de licenciatura en Ciencias e Ingeniería con mención
en Ingeniería de las Telecomunicaciones. Lima: Pontificia
Universidad Católica del Perú, Facultad de Ciencias e
Ingeniería.