



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

— **TELECOM** ESCUELA
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR
DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN

Antena de barrido empleando lentes de Risley

Álvaro Sicilia Muñoz

Tutor: Alejandro Valero Nogueira

Trabajo Fin de Grado presentado en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de la Universitat Politècnica de València, para la obtención del Título de Graduado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación.

Curso 2019-20
Valencia, 2 de julio de 2020

“The best thesis is a finished thesis.”

— Anonymous

Agradecimientos

En primer lugar, me gustaría mostrar mi agradecimiento a la persona que ha hecho posible este proyecto, mi tutor Alejandro. Gracias por haberme ofrecido la confianza y libertad necesarias durante la realización de este trabajo. Es un lujo haberle tenido como profesor y como tutor. Siempre ha sabido emplear las palabras necesarias para transmitir, de la mejor forma posible, conceptos complejos de comprender.

Gracias a mi familia por siempre creer en mí. En especial a mis padres por llevarme siempre entre algodones y haber hecho de mí una mejor persona. Sin vosotros nada de lo que hago sería posible. Gracias a Juan Carlos y Marcos Daniel por ofrecer esa competitividad a lo largo de mi vida que ha hecho de mí una persona más exigente. Gracias a mis abuelos por mostrarme el mayor amor.

Gracias a todos los compañeros de la carrera que han pasado por mi lado y me han ayudado con total desinterés, en particular, gracias a Enric, Nacho, Abel, Diego, Tino, Beltrán, Juan, Cristina y Rafa. Gracias a mi familia 'Los Trípodes' por recargar siempre mi batería y motivarme para continuar con nuevos proyectos.

Muchas gracias a todos los que siempre confiaron en mí. Me siento afortunado.

Resumen

Este documento presenta diferentes técnicas para conseguir el desplazamiento de fase sobre una superficie dieléctrica que permita corregir el apuntamiento del haz electromagnético que radie la antena. La técnica finalmente escogida utiliza la tecnología de lentes de Risley mediante superficies dieléctricas perforadas trabajando en la banda K_a , concretamente a la frecuencia central de 30 GHz.

El enfoque que se ha mantenido durante el desarrollo de este proyecto ha sido el de conseguir una antena fiable, compacta, de peso ligero, fácil de implementar y de bajo coste. Además, la utilización de la banda K_a nos brinda una solución para la congestión del espectro electromagnético, ofreciendo una capacidad de transmisión de datos muy alta. Las aplicaciones sobre las que puede estar orientado nuestro diseño son varias, entre ellas se encuentran servicios comerciales en aeronaves o naves marítimas, plataformas militares, constelaciones de satélites, etc.

Para este proyecto hemos comenzado estudiando el marco teórico para comprender el principio de funcionamiento que tendrá nuestra antena. Posteriormente, se han diseñado los parámetros de la antena para conseguir los objetivos marcados, así como la elección de los sustratos dieléctricos Rogers correspondientes. Finalmente, hemos ido analizando paso a paso las componentes que conforman la antena haciendo uso del software Altair Feko, hasta llegar a la simulación del diseño final. Los resultados obtenidos empíricamente mantienen una armonía con los resultados teóricos primeramente calculados.

Palabras clave: Desplazamiento de fase, superficie dieléctrica, apuntamiento, haz electromagnético, lentes de Risley, banda K_a , software Altair Feko.

Abstract

This document presents different techniques to achieve the phase-shifting dielectric surface that allows for tilting the antenna beam. The finally chosen technique is about Risley lenses technology with perforated dielectric gradient surfaces operating at central frequency 30 GHz (K_a band).

The approach kept during the development of this project is to achieve a reliable, compact, lightweight, easy to implement and low-cost antenna. Furthermore, the use of K_a band afford us a electromagnetic spectrum solution, providing broader bandwidths and greater speeds. This antenna design is a viable solution to some potential applications such as commercial services working with aircrafts or ships, militar platforms, satellite constellations, etc.

In this project we have started studying the theoretical setting to understand the wotking principle of our antenna. Later, antenna parameters and Rogers materials have been designed to achieve the desired goals. Finally, we have been analyzing step by step the components that define the antenna with Altair Feko simulation software until the final design. A satisfactory agreement between the numerical results and experimental ones is achieved.

Keywords: Phase-shifting, dielectric surface, tilting, beam, Risley lenses, K_a band, Altair Feko software.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Motivación	1
1.2. Contexto	1
1.3. Tecnología existente	2
1.4. Propuesta: lentes de Risley	4
1.5. Metodología	5
2. Lentes de Risley	7
2.1. Óptica de lente de Risley	7
2.1.1. Ley de Snell en prisma Risley	8
2.1.2. Prismas Risley combinados	9
2.2. Principio de funcionamiento	10
2.3. Opciones de fabricación	13
2.3.1. Lentes de Risley en forma de cuña	13
2.3.2. Lentes de Risley multinivel	14
2.3.3. Lentes de Risley mediante celdas impresas	15
2.3.4. Lentes de Risley con dieléctrico perforado	16
3. Modelo de lente basado en dieléctrico perforado	18
3.1. Diseño	18
3.1.1. Parámetros del dieléctrico	18
3.1.2. Material dieléctrico	19
3.1.3. Distribución uniforme de agujeros	22
3.1.4. Capas de adaptación	25
3.2. Modelos de Altair Feko	27
3.2.1. Método de Momentos (MoM)	27
3.2.2. Método de Rayos por Óptica Geométrica	28
3.3. Alimentación con onda plana	29
3.3.1. Array plano	29
3.3.2. Lente	29
4. Análisis de resultados	31
4.1. Celda unidad	31
4.2. Lentes de Risley	33
4.2.1. Análisis de una única lente	33
4.2.2. Análisis del diseño final	36
5. Conclusiones y trabajo futuro	43
GLOSARIO	45

Índice de figuras

1.1. Bandas de frecuencia según IEEE	2
1.2. Apuntamiento del haz para array de antenas con fases desplazadas	3
1.3. Ejemplos de tecnología existente en el mercado	4
1.4. Ejemplo de lentes de Risley con dieléctrico en cuña	5
2.1. Lentes de Risley con forma de cuña.	7
2.2. Breve descripción gráfica de la Ley de Snell	8
2.3. Perspectiva del prisma de Risley	9
2.4. Ley de Snell para dos prismas dieléctricos para el caso de ángulo máximo de desviación	9
2.5. Ejemplo de lentes de Risley con rotación desigual	11
2.6. Transformadas de las distribuciones de corriente más habituales	11
2.7. Lentes de Risley en forma de cuña en simulador FEKO	13
2.8. Variación de fase escalonada	14
2.9. Lentes de Risley escalonadas en simulador FEKO	14
2.10. Zona de sombra por efecto escalonado	15
2.11. Ejemplo de un par de lentes Risley fabricadas con celdas impresas	16
2.12. Ejemplo de superficie dieléctrica con distintas distribuciones	16
3.1. Descripción gráfica de la función sinc(x) en Matlab	19
3.2. Transmisión de fase en celda unidad perforada	20
3.3. Fragmento dieléctrico de las 8 unidades cuadradas para las perforaciones	22
3.4. Simulación del coeficiente de transmisión para un barrido de diámetro perforado	23
3.5. Vista en 3D de la distribución de agujeros	24
3.6. Dieléctrico perforado según la distribución diseñada	24
3.7. Zoom del dieléctrico perforado	24
3.8. Celda unidad compuesta de dieléctrico y capas de adaptación $\lambda/4$	27
3.9. Superficies caracterizadas y la lente de Risley creada a partir de estas	29
3.10. Transformación de ondas esféricas en ondas planas a través de una lente	30
3.11. Lente hiperbólica en interfaz FEKO	30
4.1. Comparación entre celdas unidad en CADFEKO	31
4.2. Comparativa de los coefs. de reflexión de ambas celdas unidad	32
4.3. Parámetros de onda plana incidente	34
4.4. Simulación de una única lente en CADFEKO (a) y POSTFEKO (b)	35
4.5. Diagrama de ganancia de una lente de Risley para 5 frecuencias en POSTFEKO	36
4.6. Direccionamiento del frente de ondas en broadside y en rango máximo	36
4.7. Análisis de la antena con direccionamiento perpendicular a las superficies dieléctricas	37
4.8. Análisis de la antena con inclinación máxima	37

4.9. Diagramas de radiación para los casos $\alpha_2 - \alpha_1 = 0^\circ$ y $\alpha_2 - \alpha_1 = 180^\circ$	38
4.10. Direccionamiento del ángulo $\theta_{m\acute{a}x}$ en función de la rotación de las lentes . . .	38
4.11. Diagrama de radiación para un barrido completo a $f_o = 30$ GHz	39
4.12. Representación gráfica 3-D del barrido completo a la frecuencia $f_o = 30$ GHz	40
4.13. Medición del NLPS para la frecuencia $f = 30,25$ GHz en el modelo broadside	41
4.14. Medición del $\Delta\theta_{-3dB}$ para la frecuencia $f = 30$ GHz en el modelo broadside	42
4.15. Diagrama de radiación con distribución parabólica sobre pedestal para distintas combinaciones de τ	42

Índice de tablas

3.1. Diámetros de las perforaciones de la antena	23
3.2. Comparativa de tiempo de simulación y memoria entre ambos métodos . . .	28
4.1. Comparativa entre valores mínimos y máximos de ambas celdas unidad . .	33
4.2. Parámetros de la antena en diseño broadside para 5 frecuencias	40

Capítulo 1

Introducción

El presente documento recoge la investigación realizada para el Trabajo de Fin de Grado del “Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación”, titulado «Antena de barrido empleando lentes de Risley». La distribución de los capítulos está diseñada para una comprensión progresiva del tema a tratar, comenzando por unas ideas generales y básicas del sector, pasando por los diferentes tipos de lentes de Risley y sus distintos diseños, hasta llegar a unos resultados teóricos del diseño final.

En nuestro primer capítulo presentamos la motivación que ha supuesto la realización de este maravilloso proyecto, unas ideas generales para poner al lector en posición hasta guiarlo hacia una breve descripción de nuestro trabajo a desarrollar, una antena compuesta por lentes de Risley.

1.1. Motivación

En los últimos años, las antenas con gran eficiencia y ganancia, mayores anchos de banda, fiabilidad, ligereza y bajo coste han ido adquiriendo mayor interés en el ámbito de las telecomunicaciones debido al aumento del consumo de datos y al rápido crecimiento de las nuevas tecnologías, como la quinta generación en comunicaciones móviles (5G), operaciones comerciales sobre el despliegue de nuevas constelaciones de satélites, como el proyecto de SpaceX (Starlink) o de la compañía OneWeb. Esto significa una constante preocupación por la búsqueda de equipos (antenas) más pequeños y de menor coste; que junto con una gran capacidad de reposicionamiento frecuente o *tracking* del haz electromagnético nos encontramos con las componentes clave a la hora realizar el diseño de una antena hoy en día. De este modo, encontramos cierta motivación en centrar nuestro objetivo en las técnicas de apuntamiento de una antena. Las técnicas de apuntamiento se pueden clasificar según la naturaleza de su funcionamiento y tenemos: técnicas basadas en un diseño mecánico, capaces de conseguir un amplio rango de apuntamiento, pero con una velocidad de reposicionamiento relativamente baja; técnicas basadas en un diseño eléctrico, utilizando antenas de arrays en fase computacionalmente controladas para lograr velocidades de barrido elevadas, pero con rangos de apuntamientos menores a las técnicas mecánicas; y una solución como combinación de ambas técnicas, técnicas híbridas de apuntamiento.

El principal fin, por tanto, será encontrar un prototipo de diseño que sea capaz de conseguir el apuntamiento deseado según las especificaciones de nuestra antena, junto con un modelo de bajo perfil, fiable, compacto, de peso ligero y bajo coste.

1.2. Contexto

El constante avance en el desarrollo de nuevas y mejores tecnologías en radiocomunicaciones es obvio, este crecimiento es perceptible en numerosos aspectos, como en la

mejora de las técnicas de arrays de barrido de fase, antenas adaptativas, comunicaciones espaciales, radioastronomía, medidas de antena, etc.

Ya en el año 1939 la Comisión Electrotécnica Internacional (más conocida como IEC en inglés), como conmemoración a la implicación de Heinrich Hertz (1857-1894) en el campo de la investigación de los fenómenos fundamentales de las ondas radioeléctricas, estableció como unidad de medida de la frecuencia el Hertz (Hercio en español, Hz). Las distintas frecuencias, a su vez, quedan divididas en diferentes bandas de frecuencia; estos intervalos de frecuencias son asignados a diferentes usos dentro de las radiocomunicaciones. En la figura 1.1 tenemos las distintas bandas de frecuencia asignadas por el Instituto de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, IEEE [1].

Radar Frequency Bands		
IEEE Band Designation	Frequency Range	Typical Usage
HF	3-30 MHz	Over the horizon surveillance (ionospheric propagation); <i>long range and low resolution</i>
VHF	50-330 MHz	Long-range (line of sight) surveillance, foliage penetration (FOPEN), counter-stealth, ground penetrating; <i>low/medium resolution</i>
UHF	300-1.000 MHz	Long-range surveillance, FOPEN; <i>low/medium resolution</i>
L	1-2 GHz	Long-range surveillance, long-range air traffic control; <i>medium resolution and small weather effects</i>
S	2-4 GHz	Moderate-range surveillance, terminal air traffic control, long-range weather observation, airborne early warning (AEW); <i>moderate weather effects in heavy precipitation</i>
C	4-8 GHz	Long-range tracking, weather observation, weapon location, long-range tracking; <i>increased weather effects in light/medium rain</i>
X	8-12 GHz	Short-range tracking, missile guidance, mapping marine radar, airborne intercept, battlefield surveillance, weapon location; <i>reduced to short range operation in rain</i>
K _u	12-18 GHz	High resolution mapping, satellite altimetry, man-portable/unmanned air vehicle (JAV) radar; <i>short range due to water vapor absorption</i>
K	18-27 GHz	police radar; <i>very limited use due to high water vapor absorption</i>
K _a	27-40 GHz	Short-range very high resolution mapping, airport surveillance; <i>short range due to water vapor absorption</i>
V	40-75 GHz	Scientific remote sensing, <i>high water vapor absorption</i>
W	75-110 GHz	Automobile cruise control (77 GHz), missile seekers, very high resolution imaging (94 GHz), <i>high water vapor absorption elsewhere in band</i>
mm	110-300 GHz	experimental; <i>limited to short range due to high water vapor absorption</i>

Figura 1.1: Bandas de frecuencia según IEEE

En nuestro diseño la frecuencia de operación se encuentra en los 30 GHz, es decir, en la banda K_a . El uso de la banda K_a se ha extendido en los últimos años en sistemas de comunicación por satélite, aunque también es utilizada en radares de alta resolución y de alcance cercano en aeronaves.

1.3. Tecnología existente

En la actualidad encontramos gran variedad de sistemas de comunicaciones capaces de redireccionar el apuntamiento del haz electromagnético, tanto en elevación como en azimut. Estos sistemas pueden ser principalmente de dos tipos: antenas que emplean barrido mecánico y antenas que utilizan barrido electrónico; no obstante, existe una alternativa

que se trata de la hibridación entre estas dos técnicas de rastreo o *tracking*. Ambos sistemas de comunicaciones presentan unas ventajas y desventajas, que según la aplicación y el objetivo del proyecto se tendrán en cuenta unas opciones u otras.

Los sistemas que emplean barrido mecánico son sencillos de comprender, pues como su propio nombre indica su principio de funcionamiento recae en el movimiento del sistema para modificar el ángulo del haz. Podemos encontrar desde grandes reflectores parabólicos que siguen una rotación azimutal, o incluso se mueven en un rango determinado en el ángulo de elevación; hasta diseños de lentes planas, en forma de disco, y de bajo perfil. Es por tanto, un factor determinante para estos sistemas, el diseño de dichos reflectores o lentes en cuanto a morfología o material se refiere. Una de las principales desventajas de estos sistemas es que la velocidad de escaneo del frente de ondas suele ser relativamente lento, pues requiere de un movimiento mecánico de la antena, en cambio, un barrido electrónico siempre será más rápido.

Por otro lado, tenemos los sistemas que emplean barrido electrónico, los cuales hacen uso de arrays de antenas en fase. Diseñados de tal forma que la fase de cada elemento está desplazada uniformemente con respecto al elemento anterior, provocando así que el haz radiado se dirija con cierto ángulo θ y cierto ángulo ϕ . Mediante un ordenador programado y diseñado para controlar las fases relativas de cada uno de los elementos del array es posible alcanzar un objetivo u otro (ver figura 1.2. El principal problema de estos diseños es que son especialmente caros, y además, pueden acarrear sistemas complejos en su diseño.

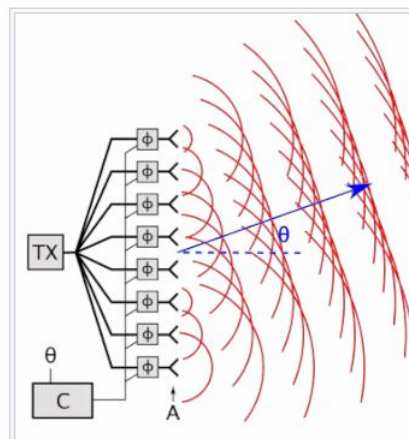
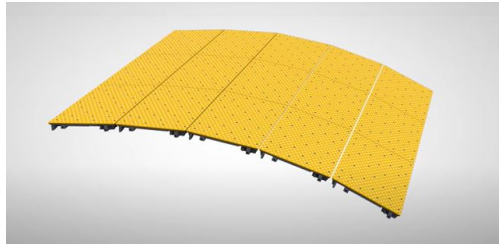
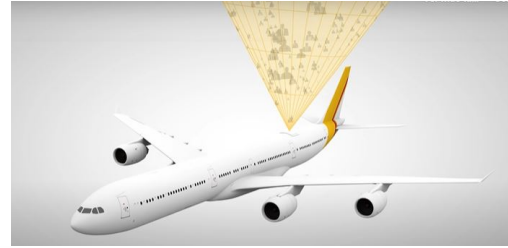


Figura 1.2: Apuntamiento del haz para array de antenas con fases desplazadas

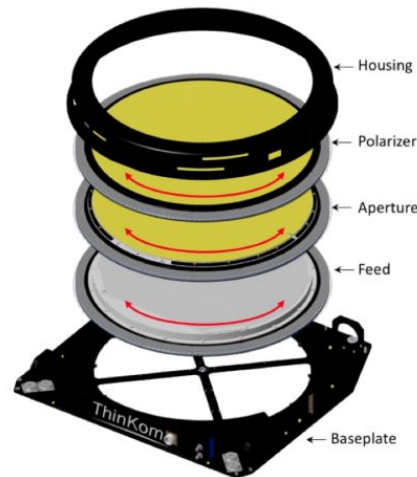
Finalmente, tenemos una tercera alternativa y es la combinación de ambos modelos. Esta solución híbrida combina el barrido del haz empleando un sistema mecánico para un plano (por ejemplo en azimut), y un barrido electrónico en el segundo plano (por ejemplo en elevación). Para todas las alternativas tenemos un mercado amplio en el que conseguir productos de calidad, pues la investigación por la tecnología para conseguir el apuntamiento deseado resulta de gran interés dentro del campo de las comunicaciones, en su mayor parte debido a la gran presión dentro del mundo militar. Ejemplos de productores comerciales encontramos a 'L3Harris', 'ThinKom', 'INSTER', 'Phasor' (o 'General Dynamics Mission Systems' entre otros.



(a) Antena de array con barrido electrónico de la compañía Phasor (<http://phasorsolutions.com/phasors-technology>)



(b) Aplicación sobre la antena Phasor de barrido electrónico (<http://phasorsolutions.com/phasors-technology>)



(c) Antena ThinkKom con barrido híbrido

Figura 1.3: Ejemplos de tecnología existente en el mercado

1.4. Propuesta: lentes de Risley

En este proyecto ofrecemos como planteamiento el prototipo de antena formada por un diseño de lentes de Risley trabajando a la frecuencia de 30 GHz, las lentes de Risley serán capaces de satisfacer el problema de la distribución de fase sobre la superficie de dichas lentes, para lograr la continua corrección en el apuntamiento del haz radiado por la antena (ver figura 1.4). Las lentes de Risley han sido empleadas durante muchos años en sistemas ópticos, ya que han logrado obtener modelos mucho más ligeros y compactos que los modelos tradicionales.

Un sistema óptico típico de lentes de Risley consiste, *grosso modo*, en un par de lentes o prismas con las mismas características físicas (material, grosor, diámetro, etc.) y con una rotación relativa independiente entre ellas. Dichas lentes se encuentran posicionadas 'cara a cara' entre ellas, y próximas a la fuente de radiación. .

Dentro de la naturaleza de las lentes de Risley encontramos distintas técnicas para la realización de su diseño en la banda de milimétricas, entre ellos se encuentran: superficies dieléctricas en forma de cuña (SDC), superficies dieléctricas multinivel (SDM), superficies dieléctricas con celdas impresas (SDCI) y superficies dieléctricas perforadas (SDP). Cada una de las propuestas mencionadas tienen unas ventajas y desventajas determinadas que nos interesará conocer a la hora enfocar nuestro proyecto.

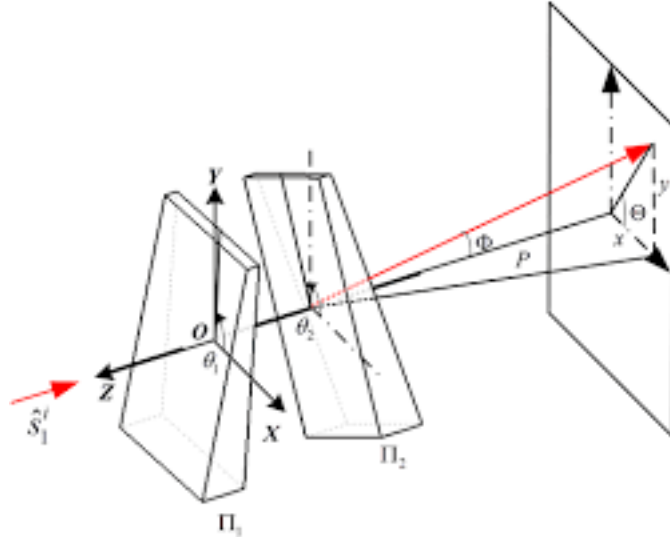


Figura 1.4: Ejemplo de lentes de Risley con dieléctrico en cuña

1.5. Metodología

A continuación se describe la estructuración del trabajo realizado según las distintas fases sobre las que hemos ido desarrollando nuestro diseño, así como una breve descripción de las mismas:

- **1) Investigación y ampliación de conocimientos.** Primeramente, tuvo lugar un aprendizaje específico del objeto a tratar en este proyecto, con el fin de profundizar y adquirir los conocimientos necesarios para abordar satisfactoriamente las distintas etapas del trabajo.
- **2) Definición de objetivos y especificaciones.** Descripción detallada de las especificaciones y requisitos de la antena, junto con el propósito deseado al que nos dirigimos.
- **3) Aprendizaje del entorno de trabajo.** La realización de este proyecto ha provocado también una ampliación del uso sobre el software de simulación FEKO.
- **4) Cálculo teórico.** Análisis y desarrollo teórico, a partir de las especificaciones de la antena, del diseño de las lentes de Risley para lograr los objetivos previamente marcados.
- **5) Diseño y simulación de la antena.** Una vez obtenida la armonía perfecta entre el modelo teórico y el diseño deseado, pasamos a realizar el diseño, junto con las simulaciones pertinentes en FEKO.
- **6) Análisis de conclusiones.** Debate sobre la solución de nuestro proyecto.

Durante la realización del proyecto se ha hecho uso de las siguientes herramientas software para la realización de cálculos y simulaciones del diseño:

- **FEKO.** FEKO es un software integral de electromagnetismo computacional (CEM) utilizado ampliamente en las industrias de telecomunicaciones, automóviles, aeroespacial y defensa. Además permite el análisis eficiente de un amplio conjunto de problemas de electromagnetismo (EM), incluyendo antenas, circuitos de microstrip, componentes de radiofrecuencia (RF) y sistemas biomédicos, la colocación de antenas en estructuras eléctricamente grandes, el cálculo de la dispersión, etc.

- **MATLAB.** MATLAB ("Matrix Laboratory") es un software matemático optimizado para resolver problemas de ingeniería y científicos. Tiene un lenguaje propio, y además, es multiplataforma. Gracias a su amplia biblioteca de herramientas nos permite trabajar directamente con algoritmos esenciales para su dominio.

Capítulo 2

Lentes de Risley

Las antenas compuestas por lentes de Risley son capaces de modificar la trayectoria del haz electromagnético de nuestra onda incidente tanto en el ángulo de elevación, θ como en el de acimut, ϕ , hasta conseguir el objetivo deseado, ya sea un satélite, una aeronave, etc. La antena está compuesta principalmente por un par de lentes idénticas en cuanto a diseño se refiere, y dichas lentes se encuentran localizadas paralelamente entre sí, es decir, 'cara a cara', tal y como se muestra en la figura 2.5 [2]. Las lentes poseen una rotación independiente entre ellas, de esta forma, según la rotación relativa entre ambas lentes, el haz transmitido será dirigido a la posición deseada. Nuestra obligación en este caso es conocer las distintas metodologías y técnicas para establecer un diseño óptimo de la antena; es por ello que partiendo del principio de funcionamiento del diseño clásico de las lentes de Risley y con el objetivo de conseguir un diseño robusto, relativamente sencillo de implementar y de bajo coste, hemos obtenido la técnica adecuada que conforma la antena.

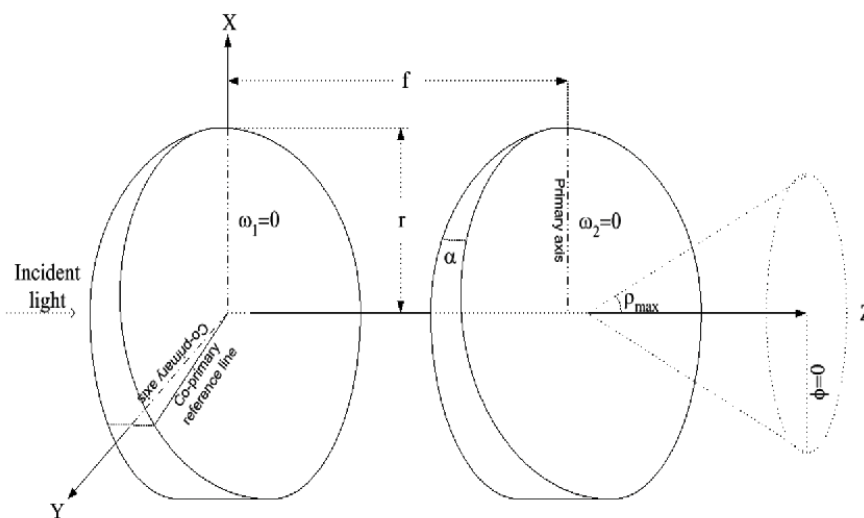


Figura 2.1: Lentes de Risley con forma de cuña.

2.1. Óptica de lente de Risley

Un análisis óptico del par de lentes de Risley nos dará una idea de porqué es una solución mucho más óptima y fiable que las lentes de disco convencionales. Además, debido a su naturaleza intrínseca, las lentes de Risley presentan una mecánica más simple de entender e implementar que en la mayoría de los casos.

Con el paso de los años, el uso de las lentes de Risley se ha ido extendiendo, provocando

así, la aparición de nuevas variantes de su diseño. Es, por tanto, necesario retornar al diseño original, las lentes de Risley en forma de cuña o prismas Risley.

2.1.1. Ley de Snell en prisma Risley

Los prismas Risley, gracias a su forma de cuña, pueden modificar la trayectoria del haz de luz que los atraviese, por tanto, con tan solo modificar su forma geométrica seremos capaces de modificar a nuestro antojo la nueva dirección de dicho haz. El estudio que nos ayuda a entender este fenómeno es a través de la popularmente conocida Ley de Snell. Es bien sabido que la luz, como otra onda cualquiera, se propaga por un medio transparente (por ejemplo, el aire), y al llegar a una superficie que separa este medio de otro, también transparente, una parte de dicha onda será reflejada hacia el mismo medio, y otra parte será refractada hacia el nuevo medio.

Gracias a la Ley de Snell, que relaciona el índice de refracción de cada medio con los ángulos de incidencia, θ_1 , y de refracción, θ_2 , con respecto a la normal de dichas superficies, obtendremos un seguimiento del haz electromagnético.

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2 \quad (2.1)$$

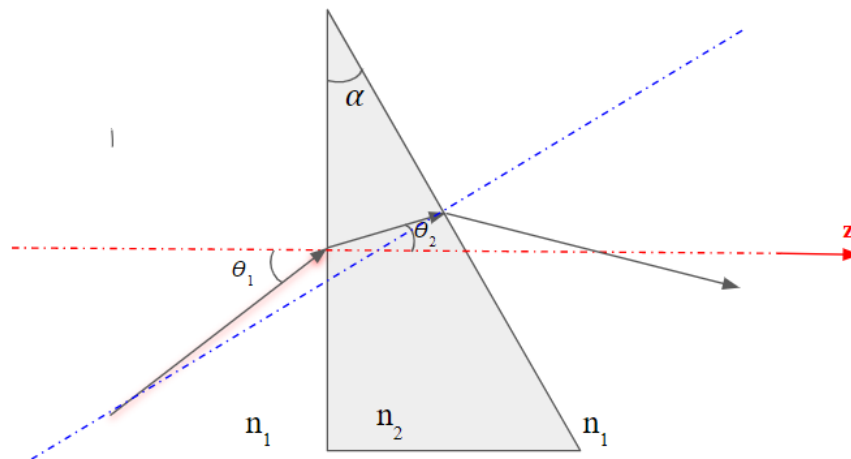


Figura 2.2: Breve descripción gráfica de la Ley de Snell

En la figura 2.2 observamos lo que sería una hipotética lente en nuestro diseño, además podemos apreciar la incidencia de un único rayo desde el medio, n_1 , en nuestra lente; al atravesar dicha superficie la ley de Snell entra en juego y el rayo refractado tomará una nueva dirección, con cierto ángulo θ_2 con respecto a la normal (eje z), según el nuevo medio, n_2 . A continuación, el rayo terminará atravesando la lentes hasta regresar al medio inicial, n_1 . Es evidente, por tanto, que otro factor clave en el diseño de nuestra lente es la inclinación que le demos a esta, pues dicha inclinación, junto con el índice de refracción (cociente de la velocidad de la luz en el vacío, c_0 y la velocidad de la luz en el medio, c) determinarán la dirección final de nuestro rayo.

En nuestro caso, se trata de una combinación de dos primas dieléctricas con ambas caras en forma de círculo, como se puede apreciar en la figura 2.3. Esta combinación da lugar a un sistema mucho más dinámico que con uso individualizado de un único dieléctrico,

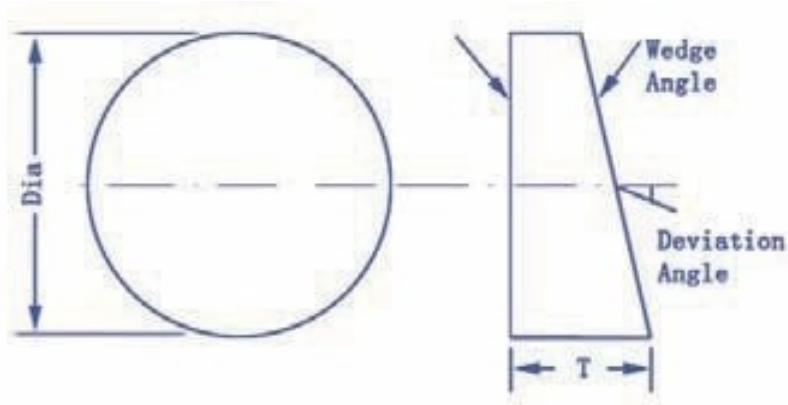


Figura 2.3: Perspectiva del prisma de Risley

provocando así, una gama más amplia de posibilidades en cuanto a direccionamiento se refiere, es decir, en los ángulos ϕ y θ .

2.1.2. Prismas Risley combinados

Considerando un par de prismas Risley, cada uno de ellos con un sistema de rotación independiente, se origina un caso de la Ley de Snell para dieléctricos sucesivos. Pudiendo duplicar de esta manera el ángulo máximo de desviación.

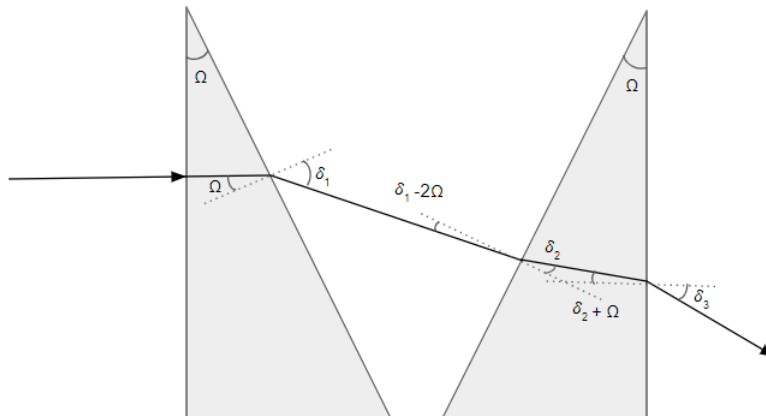


Figura 2.4: Ley de Snell para dos prismas dieléctricos para el caso de ángulo máximo de desviación

La figura 2.4 representan una breve descripción gráfica cuando ambos prismas se encuentran orientados a 0° uno con respecto del otro, es decir, orientados según el mismo grosor del dieléctrico. En función del ángulo de inclinación Ω , y la permitividad relativa del dieléctrico ϵ , es posible determinar la dirección que tomará el rayo final. Considerando las siguientes ecuaciones básicas teniendo en cuenta la Ley de Snell.

En la primera etapa:

$$\frac{\sin \delta_1}{\sin \Omega} = \sqrt{\epsilon} \quad (2.2)$$

Segunda etapa:

$$\frac{\sin \delta_2}{\sin (\delta_1 - 2\Omega)} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon}} \quad (2.3)$$

Finalmente:

$$\frac{\sin \delta_3}{\sin (\delta_2 + \Omega)} = \sqrt{\epsilon} \quad (2.4)$$

2.2. Principio de funcionamiento

A continuación, abordaremos todo lo relacionado con el principio de funcionamiento de las lentes de Risley, partiendo del conocimiento de su índole mecánica, ya que las técnicas de apuntamiento mediante barrido electrónico presentan importantes limitaciones, como por ejemplo, la de mantener los requisitos deseados en la ganancia y en la relación de los lóbulos principal-a-secundario para un rango de apuntamiento relativamente grande, en definitiva, son mucho más costosas de diseñar e implementar, tanto desde el punto de vista ingenieril como económico. Por tanto, nos centraremos en un prototipo de antena cuyo 96 diseño tiene como origen un funcionamiento de naturaleza mecánica, las lentes de Risley.

El apuntamiento del haz electromagnético que origina la fuente de radiación de la antena en la lente a base de prismas se consigue por medio de la refracción en la cara inclinada de ambos prismas. Cuando las lentes se fabrican con superficies que equivalen a prismas, la equivalencia en términos electromagnéticos se consigue mediante un perfil de fase lineal a lo largo de una de las dimensiones de la superficie de la lente. Existe una equivalencia entre el ángulo de inclinación del prisma y la pendiente de la fase lineal.

Como hemos mencionado anteriormente, las lentes o superficies dieléctricas se encuentran una en frente de la otra, y a su vez, la combinación de ambas se encuentran en frente del radiador, dentro de la zona de campo cercano. Puesto que la rotación de ambas antenas podrá ser controlada individualmente, seremos capaces de manejar a nuestro antojo una combinación entre ambas variaciones de fase sobre las superficies dieléctricas por medio del siguiente estudio teórico matemático-físico.

Así pues, el apuntamiento del haz electromagnético que origina la fuente de radiación de la antena se consigue por medio de la variación de la progresión de fase de los campos sobre las superficies de ambas lentes [3]. Veamos cómo. Partimos de las expresiones 2.5 y 2.6 que reflejan la variación de fase, β_u y β_v en cada una de las superficies dieléctricas a lo largo de las direcciones arbitrarias \hat{u} y \hat{v} , respectivamente, siendo los ángulos α_1 y α_2 las rotaciones aleatorias de cada una de las lentes en el plano XY para esas direcciones \hat{u} y \hat{v} .

$$\Delta\phi_u = \beta_u u = \beta_u (x \cos \alpha_1 + y \sin \alpha_1) \quad (2.5)$$

$$\Delta\phi_v = \beta_v v = \beta_v (x \cos \alpha_2 + y \sin \alpha_2) \quad (2.6)$$

En virtud de que ambas lentes se encuentran en una posición simétrica con respecto a un mismo eje Z central, la variación de fase total del conjunto será la suma de las variaciones de fase individuales de ambas superficies dieléctricas:

$$\Delta\phi = \Delta\phi_u + \Delta\phi_v \quad (2.7)$$

Por tanto, la distribución del campo en la apertura (superficie dieléctrica) vendrá dada por la Transformada de Fourier (TF) bidimensional del campo radiado, tal y como se muestra en la siguiente expresión:

$$E \propto \int \int E_{ap}(x', y') e^{-j\beta_x x'} e^{-j\beta_y y'} e^{jk_x x'} e^{jk_y y'} dx' dy' = F(k_x - \beta_x, k_y - \beta_y) \quad (2.8)$$

Considerando las transformadas de las distribuciones de corriente más habituales [4], en nuestro caso, en escala logarítmica, observamos en la figura 2.6 que el valor máximo se encuentra en $u = 0$.

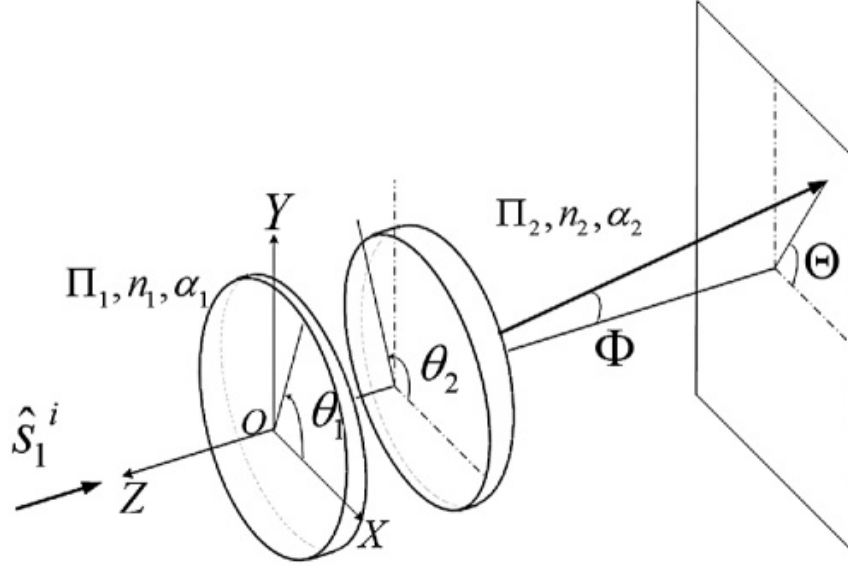


Figura 2.5: Ejemplo de lentes de Risley con rotación desigual

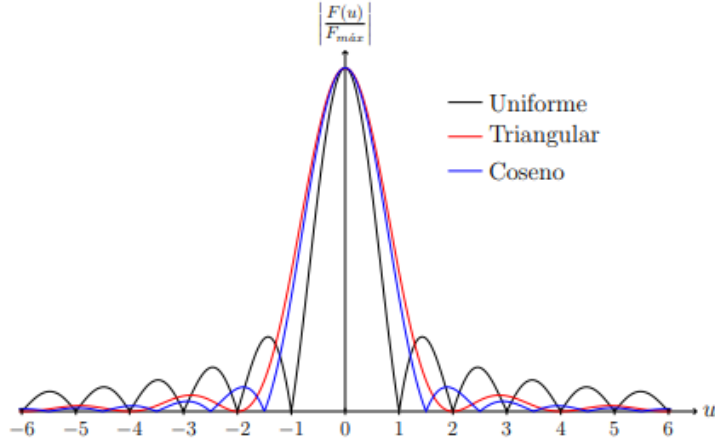


Figura 2.6: Transformadas de las distribuciones de corriente más habituales

Recordemos que la relación que existe entre las componentes de la constante de propagación y los ángulos del espacio es:

$$\begin{aligned}
 k_x &= k \sin \theta \cos \phi \\
 k_y &= k \sin \theta \sin \phi \\
 k_z &= k \cos \theta
 \end{aligned}
 \tag{2.9}$$

Haciendo uso de la expresión (2.8) y de la relación (2.9) obtenemos los valores de $\theta_{m\acute{a}x}$ y $\phi_{m\acute{a}x}$ para:

$$k_x - \beta_x = 0 \implies k \sin \theta_{m\acute{a}x} \cos \theta_{m\acute{a}x} = \beta_x \tag{2.10}$$

$$k_y - \beta_y = 0 \implies k \sin \theta_{m\acute{a}x} \sin \theta_{m\acute{a}x} = \beta_y \tag{2.11}$$

Por tanto, podemos obtener $\theta_{m\acute{a}x}$ sumando las ecuaciones (2.10) y (2.11):

$$\theta_{m\acute{a}x} = \sin^{-1} \left(\frac{\sqrt{\beta_x^2 + \beta_y^2}}{k} \right) \quad (2.12)$$

Y calculamos $\phi_{m\acute{a}x}$ mediante el cociente entre (2.11) y (2.10):

$$\phi_{m\acute{a}x} = \tan^{-1} \left(\frac{\beta_y}{\beta_x} \right) \quad (2.13)$$

No obstante, nuestro interés se centra en calcular las expresiones que nos permitan calcular, según la rotación relativa entre ambas lentes, las expresiones que nos permitan definir la dirección del haz electromagnético; esto es la relación entre el ángulo α_1 , de la primera lente, con el ángulo α_2 , de la segunda lente. De esta manera, mediante un sistema rotatorio programado, según la aplicación correspondiente, tendremos el control total de redireccionamiento de radiación de la antena.

Considerando el valor de las constantes de propagación del medio dieléctrico de ambas lentes iguales, $\beta_u = \beta_v = \beta$, puesto que como se ha mencionado anteriormente, las lentes presentan un diseño con las mismas propiedades y características físicas. Así pues, de las expresiones (2.5), (2.6), y teniendo en cuenta (2.10) y (2.11) obtenemos:

$$\frac{k_x}{\beta} = \cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 \quad (2.14)$$

$$\frac{k_y}{\beta} = \sin \alpha_1 + \sin \alpha_2 \quad (2.15)$$

Combinando matemáticamente las ecuaciones anteriores (2.14) y (2.15) conseguimos obtener:

En primer lugar, elevando al cuadrado y sumando:

$$\frac{k \sin \theta_{m\acute{a}x}}{\beta} = 2 \cos \left(\frac{\alpha_1 - \alpha_2}{2} \right) \quad (2.16)$$

Despejando:

$$\alpha_1 - \alpha_2 = 2 \cos^{-1} \left(\frac{k \sin \theta_{m\acute{a}x}}{2\beta} \right) \quad (2.17)$$

En segundo lugar, aplicando la propiedad trigonométrica de suma a producto:

$$\frac{k_x}{\beta} = 2 \cos \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} \cos \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{2} \quad (2.18)$$

$$\frac{k_y}{\beta} = 2 \sin \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} \cos \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{2} \quad (2.19)$$

Dividiendo la ecuación (2.19) entre (2.18) tenemos la siguiente expresión:

$$\phi_{m\acute{a}x} = \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} \quad (2.20)$$

Despejando:

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 2\phi_{m\acute{a}x} \quad (2.21)$$

Finalmente, haciendo uso de las expresiones (2.17) y (2.21) seremos capaces de conseguir la rotación de cada una de las lentes (α_1 y α_2), para unos valores definidos de $\theta_{m\acute{a}x}$, $\phi_{m\acute{a}x}$ y β :

$$\alpha_1 = \phi_{m\acute{a}x} + \cos^{-1} \left(\frac{k \sin \theta_{m\acute{a}x}}{2\beta} \right) \quad (2.22)$$

$$\alpha_2 = \phi_{m\acute{a}x} - \cos^{-1} \left(\frac{k \sin \theta_{m\acute{a}x}}{2\beta} \right) \quad (2.23)$$

Sobre estas bases nos asentamos para poder afrontar la realización del diseño de una antena de barrido mediante lentes de Risley; un control del comportamiento mutuo entre ambas lentes será esencial para lograr con éxito nuestro objetivo, una antena eficiente, compacta, ligera y de bajo coste, entre otros aspectos.

2.3. Opciones de fabricación

A continuación, será presentada una descripción detallada de las diferentes opciones a tener en cuenta para llevar a cabo la realización de un diseño de una antena con lentes de Risley. Para ello, trataremos las ventajas y desventajas de cada una de las configuraciones, así como una conclusión final, decidiendo así el modelo definitivo para la realización de nuestro proyecto. Las opciones a considerar son, en primer lugar, el modelo más puro, lentes de Risley en forma de cuña; en segundo lugar, una variante de la configuración anterior, lentes de Risley multinivel; posteriormente, lentes de Risley mediante celdas impresas; y por último, lentes de Risley con dieléctrico perforado.

2.3.1. Lentes de Risley en forma de cuña

Las lentes de Risley en forma de cuña, tal y como se ha mencionado anteriormente, son el formato original de las lentes de Risley. Ofrecen el modelo más natural de todos, pues consiste en un par de dieléctricos compactos en cuña, la inclinación específica de estos origina una variación constante de fase que hace posible el desvío del frente plano de ondas incidente.

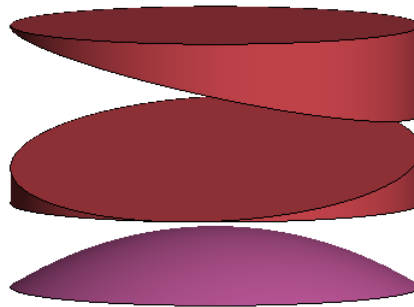


Figura 2.7: Lentes de Risley en forma de cuña en simulador FEKO

Recordemos que uno de los factores clave que hace de las lentes de Risley un diseño aún más sencillo de implementar es que ambas lentes poseen las mismas características, haciendo así, que se comporten de la misma manera los campos electromagnéticos; es por ello, que muchas veces solo sea necesario mencionar una de ellas.

Una característica a tener en cuenta en este modelo es la elección del material dieléctrico. Una constante dieléctrica elevada, como la que posee la cerámica, funciona mejor a altas frecuencias con un grosor y diámetro de la lente relativamente pequeños. A medida que reducimos en frecuencia, el grosor y diámetro de la lente aumentan resultando casi imposible su uso. Es por ello, que la principal desventaja de este prototipo es que puede dar lugar a dieléctricos voluminosos y pesados, ya que la propia inclinación de la cuña dieléctrica aumenta el grosor de la cuña a medida que el diámetro crece. Como principales ventajas destacan su robustez y fiabilidad, pues al ser una pieza compacta en la que solo entran en juego su morfología y material dieléctrico, sin necesidad de ningún tipo de desplazador de fase eléctrico, resulta ser un modelo cómodo de trabajar.

2.3.2. Lentes de Risley multinivel

La mayoría de dieléctricos que poseen una constante dieléctrica elevada se tratan de materiales cerámicos, por lo que graves problemas de pesadez o tamaño serán recurrentes en nuestros diseños. Sin embargo, existe una solución que nace como una versión actualizada del anterior modelo propuesto, el cual resuelve o reduce dichos problemas. Se trata de dieléctricos escalonados. La técnica consiste en calcular, tomando como referencia la superficie de la lente (fase inicial es cero), una inclinación específica que nos permita originar un desplazamiento en la fase de 2π (ver figura 2.8) sobre el frente de ondas plano; y repetir el proceso cada vez que consigamos este desplazamiento, de esta manera, tendremos un par de lentes con forma escalonada o de peldaños inclinados.

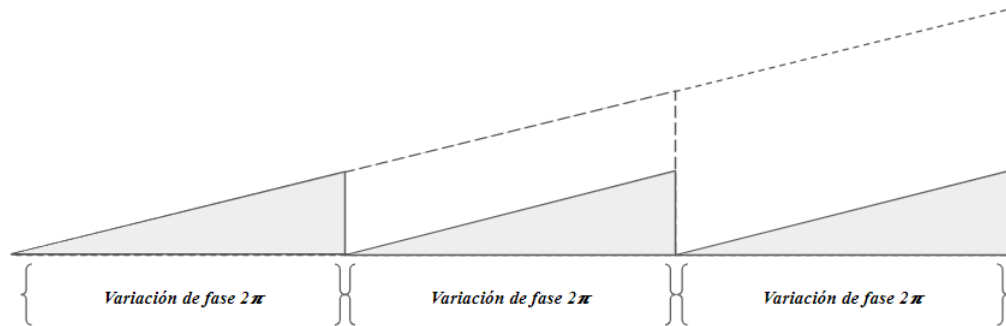


Figura 2.8: Variación de fase escalonada

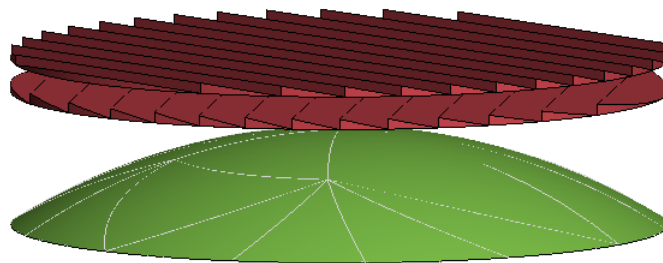


Figura 2.9: Lentes de Risley escalonadas en simulador FEKO

Tal y como se muestra en la figura 2.8 la reducción del grosor en la lente es bastante considerable, por lo que además de reducir en tamaño también lo hace en peso, obteniendo así un modelo más competitivo de antena, siendo esta más discreta, operable en aplicaciones más donde se requieran antenas de bajo perfil y de bajo coste.

No obstante, aunque esta técnica sea ampliamente utilizada como solución a los primas Risley [5], también presenta ciertas desventajas que debemos tener en cuenta sobre la funcionalidad de nuestra antena. La principal desventaja se trata del incremento en la dispersión originado por los escalones o saltos bruscos en la distribución fase, lo que provoca un incremento en los lóbulos secundarios, y por tanto, una peor relación entre lóbulos principal-a-secundario, NLPS. El efecto que provoca este incremento en los lóbulos secundarios es la sombra que se produce entre escalón y escalón en el material dieléctrico, como se puede apreciar en la figura 2.10, originando así una modulación periódica en la amplitud de los campos en la apertura. Además, ha sido demostrado que el ancho de banda de un sistema escalonado se reduce a un $25/n$ por ciento, siendo n el número de escalones fabricados [6].

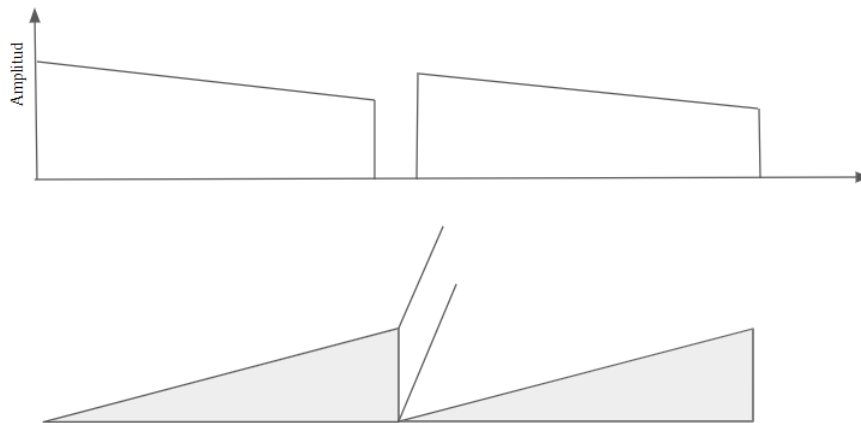


Figura 2.10: Zona de sombra por efecto escalonado

En definitiva, su principal problema recae en el principio de conservación de una distribución de fase continua en la superficie dieléctrica.

2.3.3. Lentes de Risley mediante celdas impresas

Últimamente, las celdas impresas han tenido una gran acogida dentro del campo de los sistemas de telecomunicaciones, como las superficies selectivas en frecuencia (más conocidas como FSS, sus siglas en inglés), debido principalmente al gran potencial en sus aplicaciones comerciales y en el sector industrial [7]. Este tipo de tecnología se emplea como numerosas alternativas, ya sean filtros polarizadores, antenas MIMO, nanosatélites CubeSat, etc.

Este modelo presenta un estudio sobre la combinación entre un par de lentes de Risley, que a diferencia de los prototipos anteriores, estas lentes no presentan ninguna inclinación, siendo totalmente planas. Además, dichas lentes son fabricadas mediante celdas de circuito impreso. Estas celdas impresas son las encargadas de desplazar gradualmente la fase de las ondas electromagnéticas incidentes [7].

Las celdas o parches impresos sobre las superficies dieléctricas serán diseñados de tal forma que permitan la inclinación deseada del haz principal. Dichas celdas son distribuidas sobre las superficie de la lente de tal manera que se irá repitiendo un patrón, previamente calculado, según sus dimensiones para conseguir una transmisión de fase de 2π periódicamente.

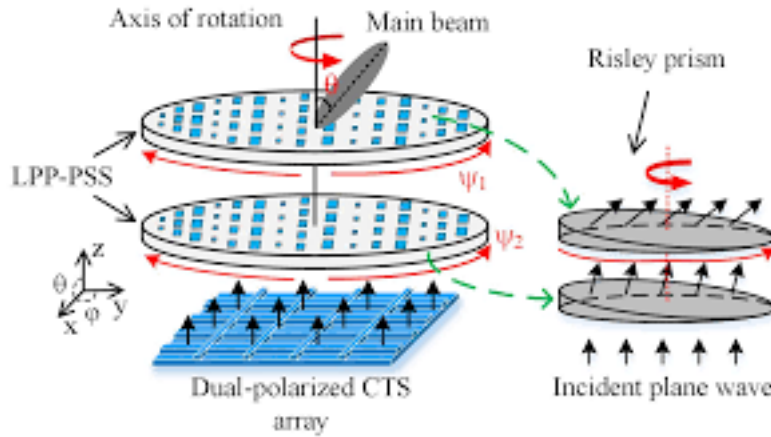


Figura 2.11: Ejemplo de un par de lentes Risley fabricadas con celdas impresas

2.3.4. Lentes de Risley con dieléctrico perforado

Por último, se presenta como última solución posible para nuestro proyecto la utilización de un par de superficies dieléctricas perforadas. El enfoque de este diseño se asemeja bastante a la anterior técnica mencionada, mediante celdas impresas. En este caso, la característica fundamental de este diseño recae en el estudio sobre la distribución de los agujeros en el dieléctrico, pues la diferencia de diámetros entre agujeros genera una diferencia de permitividad efectiva, y por tanto, de la fase transmitida a lo largo de la lente, debido a la distinta constante de propagación. Las perforaciones podrían ser diseñadas tanto en forma circular, como en forma cuadrada. En la figura 2.12 podemos apreciar como una bocina se encuentra alimentando un dieléctrico ordenado por sectores según su distribución de agujeros, en este caso circulares. Cada sector proporcionará a la lente unas propiedades específicas que repercutirán en el comportamiento de las ondas electromagnéticas que la atraviesen, en conclusión, tendremos una ganancia determinada para cada sector, inclinaciones del haz principal distintas, diferentes coeficientes de transmisión y reflexión, etc.

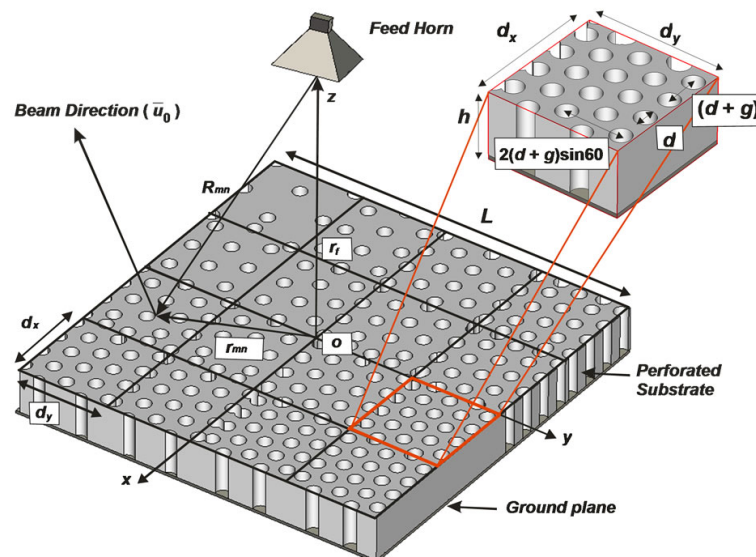


Figura 2.12: Ejemplo de superficie dieléctrica con distintas distribuciones

En un diseño definitivo, el substrato dieléctrico deberá ser ordenado mediante una

distribución uniforme de agujeros, es decir, dividido por filas según las magnitudes físicas de dichos agujeros, estando ordenadas a partir de un crecimiento o decrecimiento progresivo de las perforaciones.

Tenemos dos parámetros clave para la realización del diseño de este prototipo. Uno de ellos es el diámetro (d_i) de la perforación circular o el lado (w_i) de la perforación cuadrada, junto con el periodo p , con el que se repite cada perforación, es decir, la distancia entre puntos centrales de dichas perforaciones. A partir de estos factores obtendremos los coeficientes de transmisión y de reflexión ideales para alcanzar los requisitos del proyecto. Además, deberemos tener en cuenta que según elijamos los valores de los parámetros anteriores tendremos una permitividad eléctrica efectiva u otra, pues se trata de la combinación entre la permitividad del aire y la del medio dieléctrico.

Este modelo resulta ser una de las opciones más interesantes, por su atractivo diseño en la distribución del dieléctrico perforado para conseguir un coeficiente de transmisión de fase controlado, por su fácil implementación y fabricación de bajo coste, por su peso ligero y reducido tamaño, y por último, por la fiabilidad que esta técnica nos presenta.

Capítulo 3

Modelo de lente basado en dieléctrico perforado

En este capítulo mostraremos los objetivos, y por tanto, las consideraciones necesarias para la realización de un diseño óptimo de una antena de barrido compuesta por lentes de Risley. De todas las opciones que se han propuesto en el capítulo anterior se ha elegido el dieléctrico perforado. Además, en el capítulo podremos ver la descomposición detallada del modelo escogido, teniendo en cuenta un orden estructural, comenzaremos con un análisis del diseño, más adelante con el modelo aproximado mediante óptica geométrica, y finalmente, con la alimentación de la antena.

Recordemos que el proyecto se ha llevado a cabo a través del software de simulación FEKO, ya que nos permite análisis eficientes de modelos electromagnéticos.

3.1. Diseño

Empezaremos a construir nuestro diseño a partir de un único dieléctrico, aunque siempre desde el enfoque de su totalidad, pues ambos dieléctricos que conforman la antena deben ser iguales y la antena funcionará mediante la combinación de ambos. El apuntamiento de la antena debe lograr un reposicionamiento frecuente del frente de ondas a partir de la rotación individual de cada uno de los dieléctricos perforados.

3.1.1. Parámetros del dieléctrico

Una vez tenemos claro la técnica a emplear para que nuestras lentes consigan el barrido mecánico deseado, pasamos a establecer los parámetros que van a definir el dieléctrico perforado. En primer lugar, como vimos en capítulos anteriores, la frecuencia central de trabajo es $f_o = 30$ GHz, así que tendremos una longitud de onda a través del aire de $\lambda_o = 10$ mm. Otros datos clave en nuestro proyecto serán las dimensiones físicas del dieléctrico, es decir, el diámetro y el grosor de este. El diámetro elegido es de 20 cm, o lo que es lo mismo $d = 20\lambda_o$. Se trata de un diámetro que permite ser fácilmente manejable, y por tanto, su implementación en numerosas aplicaciones dentro del sector comercial. En cuanto al grosor, es un parámetro que se escogerá más adelante, a partir de numerosas pruebas de simulación hasta obtener el valor óptimo.

Recordando el principio de funcionamiento de la lentes de Risley, conocemos las ecuaciones (2.17) y (2.21). Estas ecuaciones definen la rotación relativa entre ambas lentes a partir de un ángulo $\theta_{m\acute{a}x}$ y un ángulo $\phi_{m\acute{a}x}$. El objetivo marcado es conseguir un barrido mecánico exitoso para el rango de valores $-90^\circ < \theta_{m\acute{a}x} < 90^\circ$, y para cualquier valor de $\phi_{m\acute{a}x}$. Sabemos que el ángulo de desviación máximo en θ se consigue para el mismo ángulo de rotación en ambas lentes, esto es cuando $\alpha_1 - \alpha_2 = 0$. Por consiguiente, bajo esta pre-

misa tomamos la expresión (2.17) con $\theta_{m\acute{a}x} = 90^\circ$ (caso ideal) y nos sale que la constante de propagación en el dieléctrico es $\beta = k/2$.

Ahora veamos qué apuntamiento máximo tendremos para un única superficie dieléctrica teniendo los datos calculados para la combinación de ambas lentes de Risley. Empleando la propiedad de las transformadas de Fourier según la cual si $f(x) \longleftrightarrow F(k_x)$ entonces $f(x)e^{-jk_o x} \longleftrightarrow F(k_x - k_o)$. Tomamos $F(u) = L \text{sinc}(u - u_o)$ y conociendo la expresión matemática $\text{sinc}(x)$:

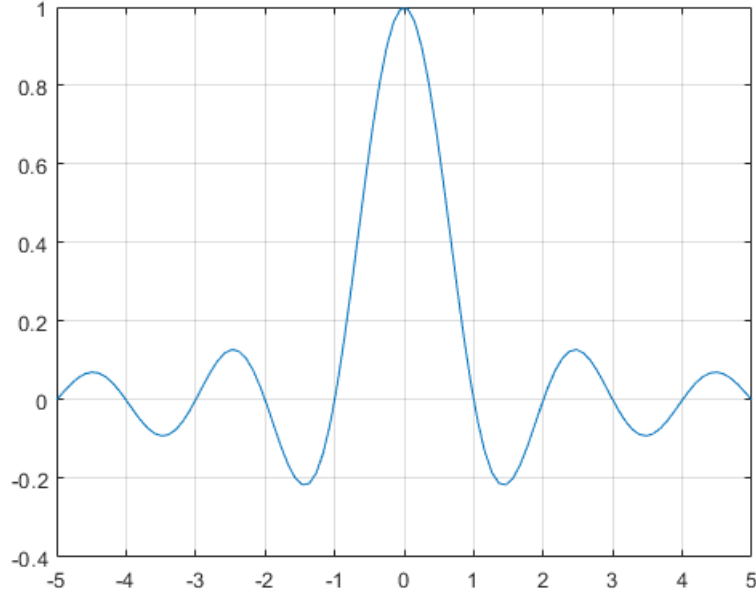


Figura 3.1: Descripción gráfica de la función $\text{sinc}(x)$ en Matlab

Sabemos que el apuntamiento máximo se encuentra en:

$$u - u_o = (k_x - \beta) \frac{L}{2\pi} = 0 \quad (3.1)$$

Siendo L el diámetro del dieléctrico, conociendo k_x por (2.9) y teniendo en cuenta que para el apuntamiento máximo en el eje x , $\phi_{m\acute{a}x} = 0^\circ$, se nos queda:

$$\begin{aligned} k_x - \beta &= 0 \\ k \sin \theta_{m\acute{a}x} \cos \phi_{m\acute{a}x} - \beta &= 0 \\ k \sin \theta_{m\acute{a}x} &= \beta \end{aligned} \quad (3.2)$$

Por tanto, conociendo el valor de la cte. de propagación en el medio dieléctrico anteriormente calculado para ambas lentes ($\beta = k/2$), obtenemos como valor de inclinación máximo de un único dieléctrico, $\theta_{m\acute{a}x} = 30^\circ$. En consecuencia, será necesario realizar el diseño comenzando por una única lente capaz de conseguir un direccionamiento máximo en $\theta = 30^\circ$ para el frente de ondas plano que lo atraviese.

3.1.2. Material dieléctrico

Otro factor clave de las lentes de Risley es la constante dieléctrica ϵ , que dependiendo del material que elijamos para la fabricación de dichas lentes, influiremos directamente en parámetros de nuestro diseño, como en el grosor del dieléctrico, en la transmisión de fase o en las pérdidas de inserción.

Para conseguir completar una transmisión de fase de 360° , sabemos que la permitividad efectiva entra en juego, y esta es la combinación entre la permitividad del agujero perforado o del aire ($\epsilon_0 = 1$) y la permitividad dieléctrica del medio, ϵ_r . Y también depende del grosor de las lentes.

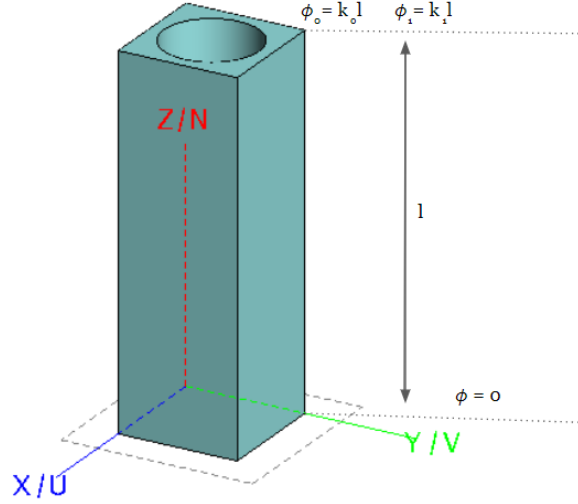


Figura 3.2: Transmisión de fase en celda unidad perforada

Por tanto, nos queda como transmisión de fase final:

$$\Delta\Phi = k_1 l - k_0 l = (\sqrt{\epsilon_r} - 1)kl = 2\pi \quad (3.3)$$

$$l = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r} - 1} \quad (3.4)$$

Fácilmente, concluimos según la expresión (3.4), que el grosor de la lente l , es inversamente proporcional a $(\sqrt{\epsilon_r} - 1)$, por lo que escogeremos un valor grande de ϵ_r para conseguir tener una lente lo más fina posible, pues nuestro objetivo es conseguir una antena de bajo perfil.

Por tanto, el siguiente paso será conocer las distintas alternativas dentro del sector industrial para la elección del material cerámico. Tenemos varios fabricantes conocidos que nos facilitan un listado de las laminas que fabrican y los valores de las propiedades eléctricas de cada uno. Entre estos se encuentran Rogers Corporation, Nelco o Taconic. La elección final ha sido la primera opción de los fabricantes conocidos, Rogers Corporation.

ELECTRICAL PROPERTIES ⁽¹⁾	TYPICAL VALUES ⁽²⁾						DIRECTION	UNITS	CONDITIONS	TEST METHOD	
	TMM3	TMM4	TMM6	TMM10	TMM10i	TMM13i					
⁽¹⁾ Dielectric Constant (process)	3.27 ± 0.032	4.50 ± 0.045	6.00 ± 0.080	9.20 ± 0.230	9.80 ± 0.245	⁽³⁾ 12.85 ± 0.35	Z	-	10 GHz	IPC-TM-650 method 2.5.5.5	
⁽²⁾ Dielectric Constant (design)	3.45	4.70	6.3	9.8	9.9	12.2	-	-	8 GHz - 40 GHz	Differential Phase Length Method	
⁽¹⁾ Dissipation Factor (process)	0.0020	0.0020	0.0023	0.0022	0.0020	0.0019	Z	-	10 GHz	IPC-TM-650 method 2.5.5.5	
Thermal Coefficient of Dielectric Constant	+37	+15	-11	-38	-43*	-70	-	ppm/°K	-55 to +125°C	IPC-TM-650 method 2.5.5.5	
Insulation Resistance	>2000	>2000	>2000	>2000	>2000	>2000	-	Gohm	C/96/60/95	ASTM D257	
Volume Resistivity	3X10 ⁹	6X10 ⁸	1X10 ⁸	2X10 ⁸	2X10 ⁸	-	-	Mohm cm	-	ASTM D257	
Surface Resistivity	>9X10 ⁹	1X10 ⁹	1X10 ⁹	4X10 ⁷	4X10 ⁷	-	-	Mohm	-	ASTM D257	
Electrical Strength (dielectric strength)	441	371	362	285	267	213	Z	V/mil	-	IPC-TM-650 method 2.5.6.2	
Thermal Properties ⁽¹⁾											
Decomposition Temperature (Td)	425	425	425	425	425	425	425	°C TGA	-	ASTM D3850	
Coefficient of Thermal Expansion - x	15	16	18	21	19	19	X	ppm/K	0 to 140°C	ASTM E 831 IPC-TM-650, 2.4.41	
Coefficient of Thermal Expansion - y	15	16	18	21	19	19	Y	ppm/K	0 to 140°C	ASTM E 831 IPC-TM-650, 2.4.41	
Coefficient of Thermal Expansion - z	23	21	26	20	20	20	Z	ppm/K	0 to 140°C	ASTM E 831 IPC-TM-650, 2.4.41	
Thermal Conductivity	0.70	0.70	0.72	0.76	0.76	-	Z	W/m/K	80°C	ASTM C518	
Mechanical Properties ⁽¹⁾											
Copper Peel Strength after Thermal Stress	5.7 (1.0)	5.7 (1.0)	5.7 (1.0)	5.0 (0.9)	5.0 (0.9)	4.0 (0.7)	X,Y	lb/inch (N/mm)	after solder float 1 oz. EDC	IPC-TM-650 Method 2.4.8	
Flexural Strength (MD/CMD)	16.53	15.91	15.02	13.62	-	-	X,Y	kpsi	A	ASTM D790	
Flexural Modulus (MD/CMD)	1.72	1.76	1.75	1.79	1.80*	-	X,Y	Mpsi	A	ASTM D790	
Physical Properties ⁽¹⁾											
Moisture Absorption (2X2)	1.27mm (0.050")	0.06	0.07	0.06	0.09	0.16	0.16	-	%	D/24/23	ASTM D570
	3.18mm (0.125")	0.12	0.18	0.20	0.20	0.13	0.13				
Specific Gravity	1.78	2.07	2.37	2.77	2.77	3.0	-	-	A	ASTM D792	
Specific Heat Capacity	0.87	0.83	0.78	0.74	0.72*	-	-	J/g/K	A	Calculated	
Lead-Free Process Compatible	YES	YES	YES	YES	YES	YES	-	-	-	-	

Notes: ASTM E831 corresponds to IPC-TM-650, method 2.4.41 * estimated
 Typical values are a representation of an average value for the population of the property. For specification values contact Rogers Corporation.
 (1) Prolonged exposure in an oxidative environment may cause changes to the dielectric properties of hydrocarbon based materials. The rate of change increases at higher temperatures and is highly dependent on the circuit design. Although Rogers' high frequency materials have been used successfully in innumerable applications and reports of oxidation resulting in performance problems are extremely rare, Rogers recommends that the customer evaluate each material and design combination to determine fitness for use over the entire life of the end product.
 (2) The design Dk is an average number from several different tested lots of material and on the most common thickness/s. If more detailed information is required, please contact Rogers Corporation. Refer to Rogers Technical paper "Dielectric Properties of High Frequency Materials" available on www.rogerscorp.com/acs.
 (3) Method 2.5.5.6.

Standard Thickness	Standard Panel Size	Standard Copper Cladding
0.015" (0.381mm), 0.020" (0.508mm), 0.025" (0.635mm), 0.030" (0.762mm), 0.050" (1.270mm), 0.060" (1.524mm), 0.075" (1.905mm), 0.100" (2.540mm), 0.125" (3.175mm), 0.150" (3.810mm), 0.200" (5.080mm), 0.250" (6.350mm), 0.275" (6.985mm), 0.300" (7.620mm), 0.500" (12.70mm)	18" X 12" (457 X 305mm) 18" X 24" (457 X 610mm)	½ (18µm), 1 oz (35µm), 2 oz. (70µm) electrodeposited copper foil. Heavy metal cladding available. Contact Rogers customer service.

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit materials. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit materials for each application.

The Rogers' logo, TMM, and Helping power, protect, connect our world are trademarks of Rogers Corporation or one of its subsidiaries.
 © 2018 Rogers Corporation, Printed in U.S.A., All rights reserved. Revised: 1396 100418 Publication #92-108

Advanced Connectivity Solutions
 100 S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ 85226
 Tel: 480-961-1382 Fax: 480-961-4533 www.rogerscorp.com

Del catálogo mostrado se ha elegido concretamente el material **TMM13i**, pues es el que posee mayor constante dieléctrica ($\epsilon_r = 12.2$). En la siguiente subsección tendrá lugar la selección de una de las opciones para el grosor (Standard Thickness) de las láminas cerámicas que nos ofrece Rogers. La selección será por medio de numerosas simulaciones hasta conseguir el coeficiente de transmisión de fase ideal.

3.1.3. Distribución uniforme de agujeros

Continuando el diseño de nuestro proyecto, afrontaremos el estudio sobre la distribución de la perforación del dieléctrico. La lente dieléctrica se va a descomponer por filas con agujeros de distinto diámetro cada fila, pero repitiéndose el mismo patrón en toda la superficie. Nuestro objetivo será calcular el valor de los distintos diámetros para conseguir la distribución de fase continua sobre el campo electromagnético que atraviesa la lente.

Sabiendo que el número de onda se define como $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, por cada λ tenemos 2π rad; para conseguir que la progresión sea lo más continua posible, dividiremos esta progresión en 8 'escalones' o etapas, es decir, tendremos una celda cuadrada cada $\pi/4$, que es donde irá el agujero que atraviese el dieléctrico. Comenzando por el diámetro perforado más pequeño, aumentando progresivamente el diámetro cada $\pi/4$ hasta el octavo 'escalón', logrando cubrir la transmisión de fase total de 360° (2π).

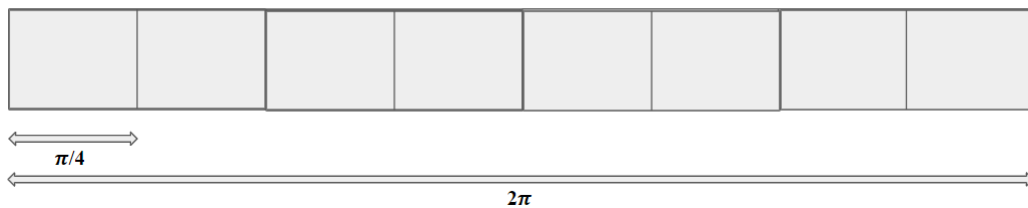


Figura 3.3: Fragmento dieléctrico de las 8 unidades cuadradas para las perforaciones

Por lo tanto, ya tenemos las dimensiones de las unidades cuadradas donde tendremos que realizar las perforaciones para los distintos diámetros, tendrán de lado, $l = 2,5$ mm o lo que es lo mismo $\lambda/4$. Así que el siguiente paso consiste en realizar las simulaciones correspondientes en el software FEKO. Construimos una unidad volumétrica rectangular de lado $l = 2,5$ mm, tal y como se muestra en la figura 3.2, y en su interior un hueco con forma cilíndrica de diámetro, d (la perforación del dieléctrico); y el material con la constante dieléctrica que nos ofrece Rogers, $\epsilon_r = 12.2$; y tangente de pérdidas, $tg\delta = 0,0019$. En relación a la altura o grosor de la lente, este se determinará a partir de las simulaciones que hagamos para las distintas opciones que nos brinda Rogers y con barrido del diámetro de las perforaciones del dieléctrico. Una vez consigamos la transmisión de fase de 360° tendremos los parámetros necesarios para realizar el diseño correcto de la lente.

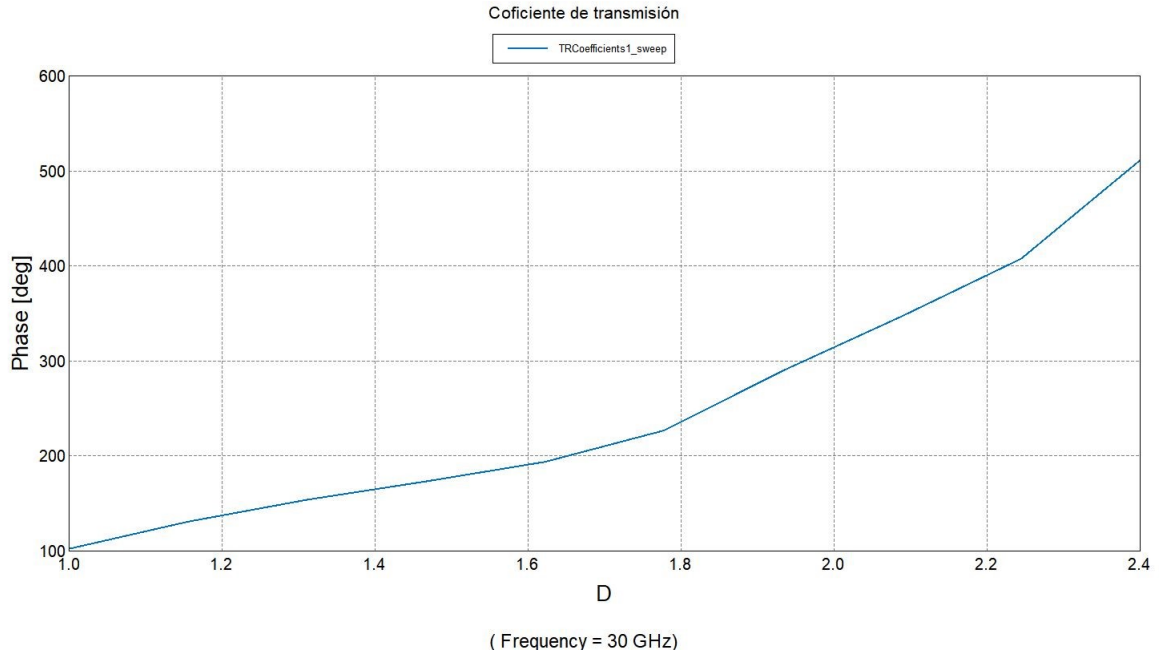


Figura 3.4: Simulación del coeficiente de transmisión para un barrido de diámetro perforado

En la figura 3.4 se puede ver cómo conseguimos cubrir la fase completa para la frecuencia $f = 30$ GHz, concretamente para el dieléctrico Rogers TMM13i con altura $h = 7,62$ mm.

El siguiente paso será obtener el valor de los 8 diámetros a partir de la simulación obtenida en la figura 3.4. Como mencionamos previamente, la distribución en las perforaciones consiste en pasar de etapa a etapa según un desplazamiento de fase de $\pi/4$. Por tanto, los diámetros que utilizaremos para dar forma a los agujeros se muestran en la tabla 3.1.

Tabla 3.1: Diámetros de las perforaciones de la antena

Diámetro (mm)	D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	D_6	D_7	D_8
Valor	1.2	1.535	1.779	1.89	2.008	2.128	2.243	2.311

La elección es elegida desde una fase relativa de 0° hasta llegar a 315° , desde un punto inicial en el que la pendiente de crecimiento de fase sea lo más uniforme y grande posible. La siguiente etapa a 315° será 360° , que será volver a empezar desde la fase 0° . La construcción en FEKO de las 8 etapas quedaría algo así:

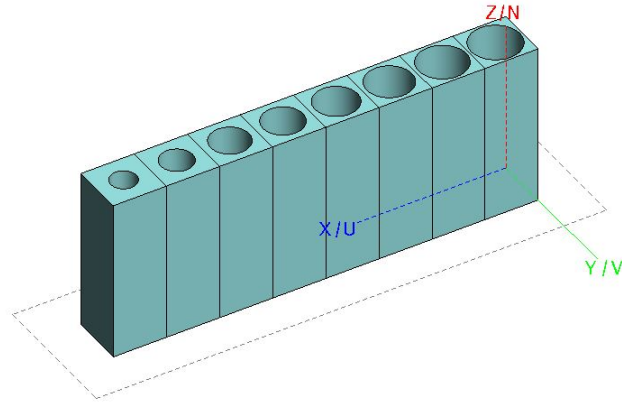


Figura 3.5: Vista en 3D de la distribución de agujeros

Hasta ahora hemos conseguido establecer las características principales de nuestras lentes de Risley, entre las que destaca la distribución uniforme de los agujeros con distinto diámetro. Extendiendo la subsección de la figura 3.5 a lo largo de toda la superficie dieléctrica de diámetro igual a 20 cm, tenemos como resultado la lente de la figura 3.6.

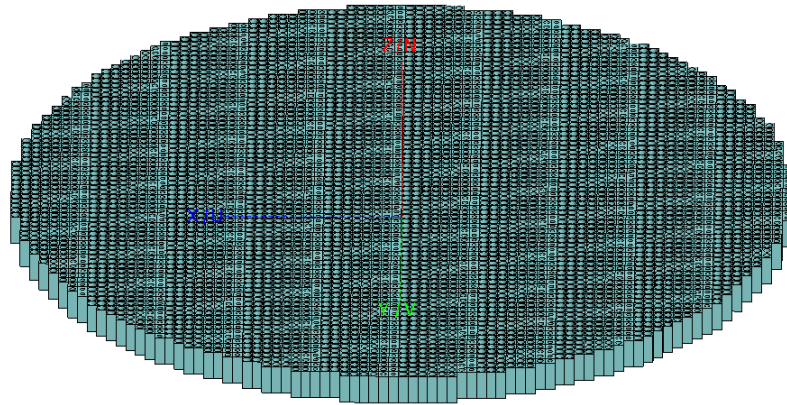


Figura 3.6: Dieléctrico perforado según la distribución diseñada

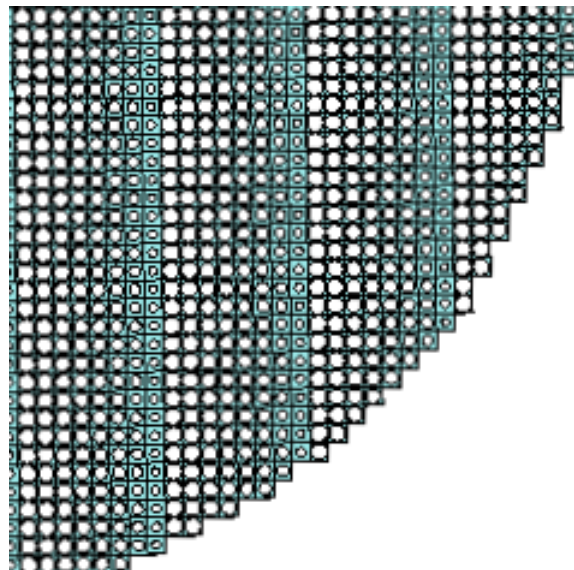


Figura 3.7: Zoom del dieléctrico perforado

3.1.4. Capas de adaptación

Ya tenemos resuelta la etapa del dieléctrico perforado, ahora añadiremos una capa de adaptación de $\lambda/4$ en cada cara del dieléctrico para minimizar las reflexiones que se producirían en caso contrario. Además, es un factor muy importante en un diseño como el nuestro, ya que al encontrarse ambas lentes muy próximas entre sí, y a su vez, cercanas a la fuente de radiación, se podría generar un cúmulo de reflexiones a través de la entrada y salida de la primera y segunda lente.

Para una buena adaptación, las capas deberán encontrarse bien unidas al material dieléctrico, por este motivo, es también importante elegir un buen adhesivo para lograr una unión eficaz, y por tanto, minimizar la potencia reflejada.

De nuevo, escogeremos de los materiales que Rogers Corporation nos ofrece. Más adelante podremos ver el catálogo de láminas de cristal microfibrá 5870 y 5880. Estas láminas resultan interesantes para aplicaciones que trabajan en alta frecuencia, como lo es la banda K , ya que su constante dieléctrica es uniforme a lo largo de todo el panel, y además, poseen un factor de disipación bajo, lo cual resulta bastante interesante para esta escala en frecuencia ($f_o = 30$ GHz). Estas láminas están formadas a partir de un revestimiento de aluminio o cobre. El material finalmente elegido será la lámina *duroid 5880*, con constante dieléctrica $\epsilon_r = 2,2$ y factor de disipación, $\tan \delta = 0.0009$.

Para terminar de elegir nuestro material debemos seleccionar uno de los grosores (l_c) que Rogers nos ofrece. Por un lado, sabemos que necesitamos conseguir una capa de adaptación cuya longitud sea lo más aproximada posible a $\lambda/4$ para conseguir un coeficiente de reflexión mínimo; y por otro lado, tenemos que la constante dieléctrica del material es $\epsilon_r = 2,2$. Por tanto:

$$l_c = \frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda_o}{4\sqrt{\epsilon_r}} = 1,68mm \quad (3.5)$$

Por tanto, elegiremos dentro del catálogo mostrado el valor más próximo al que hemos calculado en (3.5), siendo el grosor final de la lámina *duroid 5880*, $l_c = 1.575$ mm.

PROPERTY	TYPICAL VALUES				DIRECTION	UNITS ^[3]	CONDITION	TEST METHOD
	RT/duroid 5870		RT/duroid 5880					
^[1] Dielectric Constant, ϵ_r Process	2.33 2.33 ± 0.02 spec.		2.20 2.20 ± 0.02 spec.		Z Z	N/A	C24/23/50 C24/23/50	1 MHz IPC-TM-650 2.5.5.3 10 GHz IPC-TM 2.5.5.5
^[4] Dielectric Constant, ϵ_r Design	2.33		2.20		Z	N/A	8 GHz - 40 GHz	Differential Phase Length Method
Dissipation Factor, tan δ	0.0005 0.0012		0.0004 0.0009		Z Z	N/A	C24/23/50 C24/23/50	1 MHz IPC-TM-650, 2.5.5.3 10 GHz IPC-TM-2.5.5.5
Thermal Coefficient of ϵ_r	-115		-125		Z	ppm/°C	-50 - 150°C	IPC-TM-650, 2.5.5.5
Volume Resistivity	2 X 10 ⁷		2 X 10 ⁷		Z	Mohm cm	C96/35/90	ASTM D257
Surface Resistivity	2 X 10 ⁷		3 X 10 ⁷		Z	Mohm	C/96/35/90	ASTM D257
Specific Heat	0.96 (0.23)		0.96 (0.23)		N/A	J/g/K (cal/g/C)	N/A	Calculated
Tensile Modulus	Test at 23 °C	Test at 100 °C	Test at 23 °C	Test at 100 °C	N/A	MPa (kpsi)	A	ASTM D638
	1300 (189)	490 (71)	1070 (156)	450 (65)	X			
	1280 (185)	430 (63)	860 (125)	380 (55)	Y			
ultimate stress	50 (7.3)	34 (4.8)	29 (4.2)	20 (2.9)	X	%	A	ASTM D638
	42 (6.1)	34 (4.8)	27 (3.9)	18 (2.6)	Y			
ultimate strain	9.8	8.7	6.0	7.2	X	%	A	ASTM D638
	9.8	8.6	4.9	5.8	Y			
Compressive Modulus	1210 (176)	680 (99)	710 (103)	500 (73)	X	MPa (kpsi)	A	ASTM D695
	1360 (198)	860 (125)	710 (103)	500 (73)	Y			
	803 (120)	520 (76)	940 (136)	670 (97)	Z			
ultimate stress	30 (4.4)	23 (3.4)	27 (3.9)	22 (3.2)	X	%	A	ASTM D695
	37 (5.3)	25 (3.7)	29 (5.3)	21 (3.1)	Y			
	54 (7.8)	37 (5.3)	52 (7.5)	43 (6.3)	Z			
ultimate strain	4.0	4.3	8.5	8.4	X	%	A	ASTM D695
	3.3	3.3	7.7	7.8	Y			
	8.7	8.5	12.5	17.6	Z			
Moisture Absorption	0.02		0.02		N/A	%	.062" (1.6mm) D48/50	ASTM D570
Thermal Conductivity	0.22		0.20		Z	W/m/K	80°C	ASTM C518
Coefficient of Thermal Expansion	22		31		X	ppm/°C	0-100°C	IPC-TM-650, 2.4.41
	28		48		Y			
	173		237		Z			
Td	500		500		N/A	°C TGA	N/A	ASTM D3850
Density	2.2		2.2		N/A	gm/cm ³	N/A	ASTM D792
Copper Peel	27.2 (4.8)		31.2 (5.5)		N/A	pli (N/ mm)	1 oz (35mm) EDC foil after solder float	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability	V-0		V-0		N/A	N/A	N/A	UL94
Lead-Free Process Compatible	Yes		Yes		N/A	N/A	N/A	N/A

[1] Specification values are measured per IPC-TM-650, method 2.5.5.5 @ ~10GHz, 23°C. Testing based on 1 oz. electrodeposited copper foil. ϵ_r values and tolerance reported by IPC-TM-650 method 2.5.5.5 are the basis for quality acceptance, but for some products these values may be incorrect for design purposes, especially microstrip designs. We recommend that prototype boards for new designs be verified for desired electrical performance.

[2] Typical values should not be used for specification limits, except where noted.

[3] SI unit given first with other frequently used units in parentheses.

[4] The design Dk is an average number from several different tested lots of material and on the most common thickness/s. If more detailed information is required, please contact Rogers Corporation. Refer to Rogers' technical paper "Dielectric Properties of High Frequency Materials" available at <http://www.rogerscorp.com>.

Standard Thickness		Standard Panel Size	Standard Copper Cladding	Non-Standard Copper Cladding
0.005" (0.127mm)	0.031" (0.787mm)	18" X 12" (457 X 305mm)	½ oz. (18µm) and 1 oz. (35µm) electrodeposited and rolled copper foil	¼ oz. (9 µm) electrodeposited copper foil ½ oz. (18µm), 1 oz. (35µm) and 2 oz. (70µm) reverse treat copper foil 2 oz. (70µm) electrodeposited and rolled copper foil
0.010" (0.254mm)	0.062" (1.575mm)	18" X 24" (457 X 610mm)		
0.015" (0.381mm)	0.125" (3.175mm)	Non-standard sizes are available up to 18" X 48"		
0.020" (0.508mm)		(457 X 1219 mm)		
Non-standard thicknesses are available			Thick metal claddings may be available based on dielectric and plate thickness. Contact customer service for more information on available non-standard and custom thicknesses, claddings and panel sizes	

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit materials. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit materials for each application.

These commodities, technology and software are exported from the United States in accordance with the Export Administration regulations. Diversion contrary to U.S. law prohibited. RT/duroid, Helping power, protect, connect our world and the Rogers' logo are trademarks of Rogers Corporation or one of its subsidiaries.

© 2017 Rogers Corporation, Printed in U.S.A. All rights reserved. Revised 1306 060117 Publication #92-101

Helping power, protect, connect our world

Finalmente, hemos elegido una lámina adhesiva lo más eficiente posible para un proyecto como el nuestro, el adhesivo tiene un grosor de $l_a = 0,13$ mm y una constante dieléctrica $\epsilon_r = 3,8$. Por lo que ya tenemos el grosor total de nuestras lentes de Risley, el conjunto entero suma una altura $h_{total} = 11.11$ mm. En la figura 3.10 se puede apreciar lo que sería la celda unidad completa: el material dieléctrico (en azul) que se encuentra perforado, seguidamente tenemos las láminas adhesivas muy finas (en amarillo), y finalmente, ambas capas de longitud $\lambda/4$ para reducir las reflexiones que se produzcan.



Figura 3.8: Celda unidad compuesta de dieléctrico y capas de adaptación $\lambda/4$

3.2. Modelos de Altair Feko

Uno de los factores clave que posee el software FEKO es que incluye una gran variedad de métodos para resolver las ecuaciones del problema que se plantee; tanto en múltiple frecuencia, como en el dominio del tiempo. Entre todos destacaremos el Método de Momentos y Método de Rayos por Óptica Geométrica, los cuales han jugado un papel importante en el desarrollo del proyecto.

3.2.1. Método de Momentos (MoM)

Altair Feko está basado en el Método de los Momentos (MoM), por lo que se encuentra como solución predeterminada en el simulador. MoM es una solución de onda completa a las ecuaciones de Maxwell presentadas en frecuencia. Por tanto, a través de este método se discretiza la estructura a analizar, en nuestro caso la celda unidad presentada en la figura 3.2. Para ello, es necesario realizar un proceso de mallado (mesh) en nuestra estructura dieléctrica, previo a la simulación; pues el proceso de mallado consiste en la representación discretizada del modelo geométrico. La precisión del mallado dependerá del tamaño, y por tanto del número de triángulos creados a lo largo de la superficie. Cuantos más sean creados, la resolución será mayor; y encontramos 3 escalas de precisión: Fine, Standard y Coarse, ordenados de mayor a menor calidad de mallado.

El Método de Momentos de FEKO es, por tanto, una solución bastante eficaz y precisa para modelos dieléctricos con un tamaño relativamente reducido, sin necesidad de marcar previamente unas condiciones de contorno.

3.2.2. Método de Rayos por Óptica Geométrica

La Óptica Geométrica es el estudio de la Óptica que abarca los fenómenos asociados a la propagación de la luz, sin tener en consideración interferencias ni difracciones.

Considerando un cuerpo dieléctrico, como el de una lente, cuyo principio de funcionamiento es muy similar al de un reflecto parabólico, supondremos un radiador isótropo generando ondas esféricas; la lente es capaz de transformar ese conjunto de ondas esféricas en un frente de ondas plano. El diseño de la lente se resuelve a través de su morfología y material dieléctrico del que está formado. Por lo tanto, la lente es capaz de transformar una radiación poco directiva en un frente de ondas plano, el cual hace que la antena sea mucho más directiva.

En Altair Feko encontramos el método de Lanzamiento de Rayos por óptica Geométrica (RL-GO, sus siglas en inglés). El RL-GO es un método de rayos encargado de solucionar problemas asociados a grandes dieléctricos ($> 20\lambda$) modelados eléctricamente, como antenas compuestas por lentes o sistemas radar. Además, es un modelo de alta frecuencia que opera trazando rayos desde el alimentador, atravesando las superficies dieléctricas, en nuestro caso las lentes; las cuales están representadas en el simulador como cuerpos discretizados, es decir, superficies malladas por el programa FEKO. Y según las leyes de la Óptica Geométrica dichos rayos se propagan hacia el 'infinito'. De esta manera, los campos son computados a partir de esos rayos que excitan la superficie geométrica.

El método RL-GO [8] nos permite reducir el tiempo de las simulaciones de los dieléctricos a estudiar en comparación con otros métodos como el Método Multipolar Rápido Multinivel, MLFMM (junto con el Método de Momentos, MoM), llegando a pasar de horas a minutos, o incluso comprimiendo días de simulación en tan solo unas pocas horas. Además la memoria creada para la resolución de las ecuaciones es infinitamente menor.

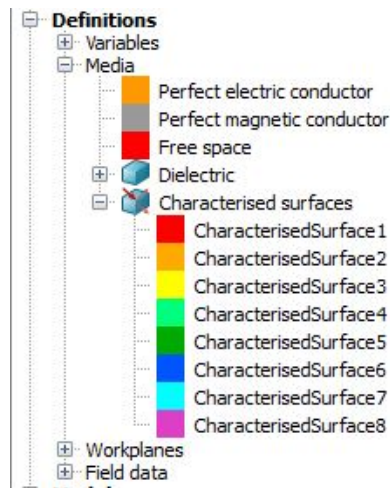
Tabla 3.2: Comparativa de tiempo de simulación y memoria entre ambos métodos

	Tiempo	Memoria
MLFMM	2.51 horas	241.96 GByte
RL-GO	84.65 segundos	19.92 MByte

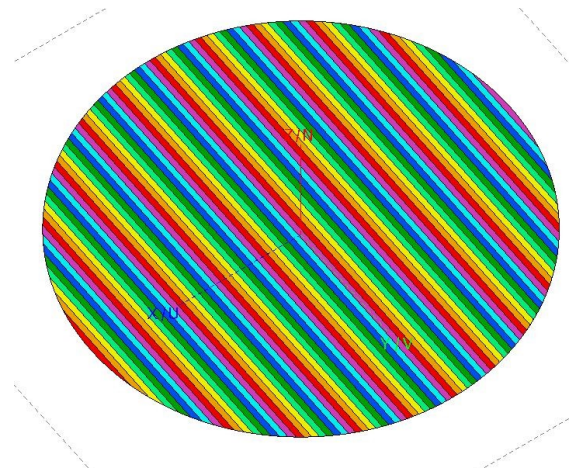
Como se puede comprobar en la tabla 3.2, la diferencia de las simulaciones entre ambos métodos para una misma estructura es abismal, por lo que el método RL-GO nos ayudará enormemente a calcular las simulaciones sobre la antena completa.

Particularizando en nuestro modelo y con el objetivo de aplicar el Método de Rayos por Óptica Geométrica, vamos a caracterizar la celda unidad individualmente que se ha mostrado en la figura 3.10 para cada uno de los diámetros mencionados en la tabla 3.1. Esta caracterización supone en la recopilación de los coeficientes de reflexión y transmisión mediante las simulaciones para cada uno de los diámetros en el dieléctrico y mediante un barrido de 5 frecuencias, centradas en $f_o = 30$ GHz. Una vez dispongamos de los citados coeficientes podremos emplearlos en combinación con el método de trazado de rayos. Cada rayo que incida sobre nuestra celda será sometido a un coeficiente de transmisión y otro de reflexión para obtener los campos transmitidos y reflejados, respectivamente.

En la figura 3.9a tenemos los archivos de cada una de las superficies caracterizadas por sus coeficientes de reflexión y refracción, para las frecuencias: 29,5 GHz, 29,75 GHz, 30 GHz, 30,25 GHz y 30,5 GHz. Y en la figura 3.9b podemos ver una superficie plana, esta es una de las lentes de Rislely, que simula el comportamiento del dieléctrico uniformemente perforado según los parámetros que ya calculamos previamente.



(a) Superficies caracterizadas en la interfaz de FEKO



(b) Lente creada a partir de las superficies caracterizadas

Figura 3.9: Superficies caracterizadas y la lente de Risley creada a partir de estas

A partir de este momento, el siguiente paso será crear la segunda lente y la superficie que radie el frente de ondas plano, para entonces realizar las simulaciones oportunas a partir del método RL-GO. Con el Método de Momentos (MoM) se trabajaría con cientos de miles de incógnitas para resolver las ecuaciones de la antena completa, lo que resulta computacionalmente muy costoso y como no disponemos de una supercomputadora tendremos que realizar con el método de Lanzamiento de Rayos mediante Óptica Geométrica, de lo contrario sería inviable. Aún así, la simulación mediante RL-GO tuvo una duración de 3 días para obtener las superficies caracterizadas.

3.3. Alimentación con onda plana

3.3.1. Array plano

Con respecto al elemento alimentador de la lente, tomamos consideramos en primera instancia la opción de un array plano. Un array se construye mediante un número de radiadores idénticos y ordenados regularmente, de tal forma que su diagrama de radiación se pueda controlar modificando la amplitud y fase de cada elemento. No obstante, esta opción resulta ser computacionalmente costosa, lo que nos llevaría a simulaciones muy extensas en el software FEKO. Así que buscamos otras alternativas más eficientes para nuestro diseño.

3.3.2. Lente

La solución final fue añadir otra lente al diseño, con la diferencia de que esta lente tendría forma hiperbólica, con el objetivo de conseguir transformar las ondas esféricas que genera la fuente en un frente de ondas plano que se dirija a las lentes de Risley con una mayor directividad.

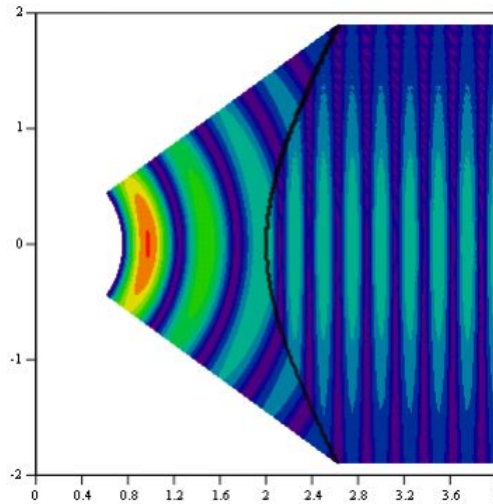


Figura 3.10: Transformación de ondas esféricas en ondas planas a través de una lente

El análisis de la lente se puede enfocar de forma muy parecida al de los reflectores parabólicos, pero a diferencia de estos, las lentes se utilizan para aplicaciones que trabajen a frecuencias más altas, y además en las lentes desaparecen los efectos de bloque, aunque sí aparecen pérdidas en el material dieléctrico.

En Altair Feko nos ofrecen la posibilidad de construir una lente según unas variables ya predeterminadas, tan solo debemos modificar los valores de dichas variables para adecuarla a nuestro diseño. Además, FEKO modela la estructura de la lente utilizando también el método de Lanzamiento de Rayos mediante Óptica Geométrica (RL-GO), lo cual hace que el proceso de simulación se acelere considerablemente. En la figura 4.5 se puede ver la lente que hemos construido para nuestro proyecto.

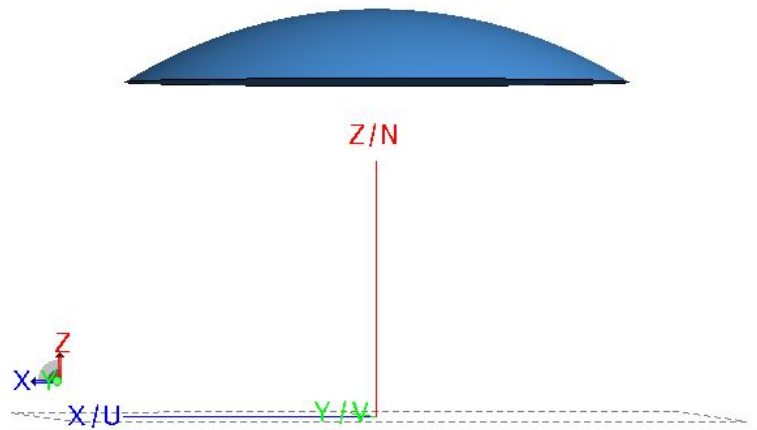


Figura 3.11: Lente hiperbólica en interfaz FEKO

Capítulo 4

Análisis de resultados

En este capítulo se realizarán las simulaciones necesarias para verificar el correcto funcionamiento de los elementos que conforman la antena, y así, conocer con certeza la fiabilidad de nuestro prototipo para conseguir el diseño óptimo de una antena de barrido mecánico.

El conjunto de resultados que se han analizado se encuentran divididos según el orden real en el que se ha ido desarrollando nuestro proyecto. Comenzando por la celda unidad hasta llegar al diseño final compuesto por ambas lentes de Risley.

4.1. Celda unidad

Como vimos en el capítulo anterior, el primer elemento a analizar será la celda unidad, pues una vez obtengamos el análisis de su correcto funcionamiento, el siguiente paso será extenderlo a toda lente. La celda unidad está compuesta por un material dieléctrico con un agujero concéntrico de forma cilíndrica en su interior, y pegadas mediante láminas adhesivas se encuentran unas capas de adaptación de un cuarto de longitud de onda a cada lado del dieléctrico.

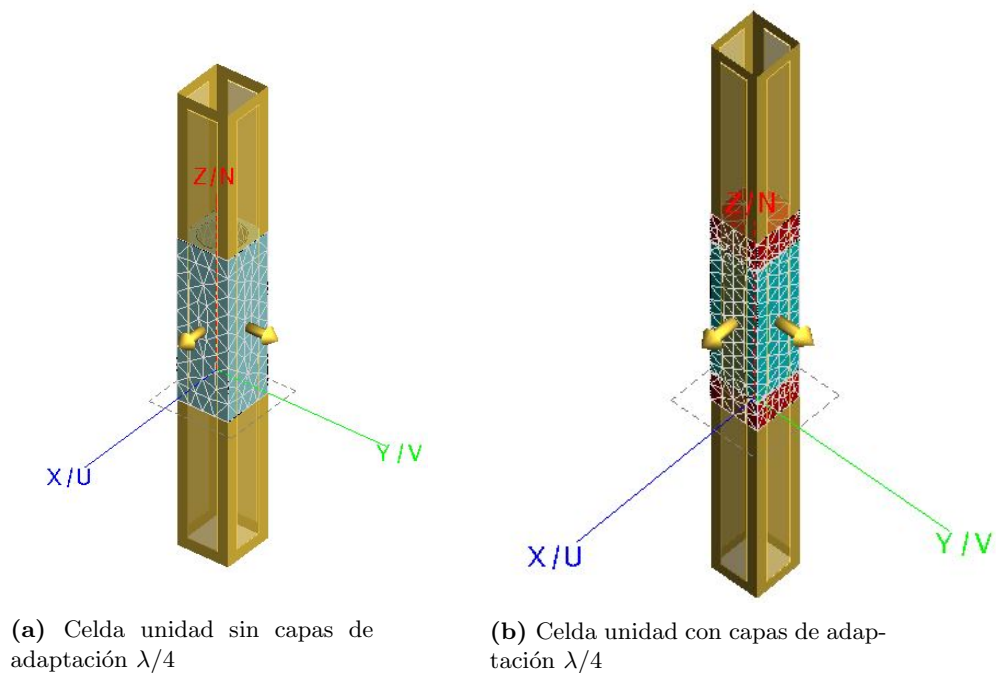
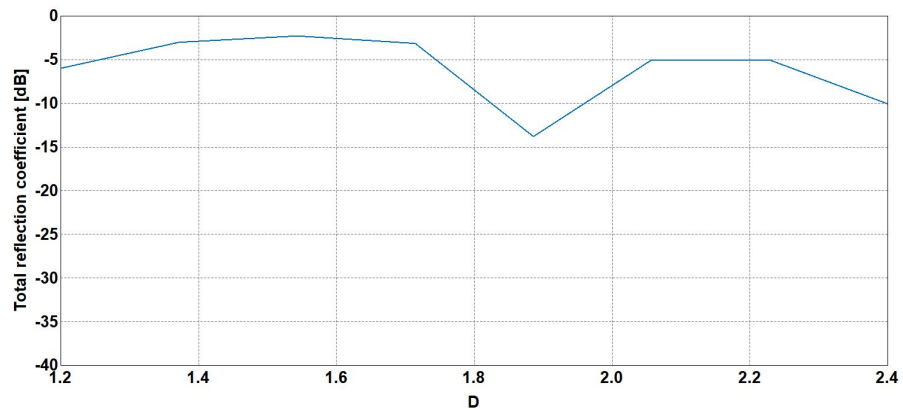


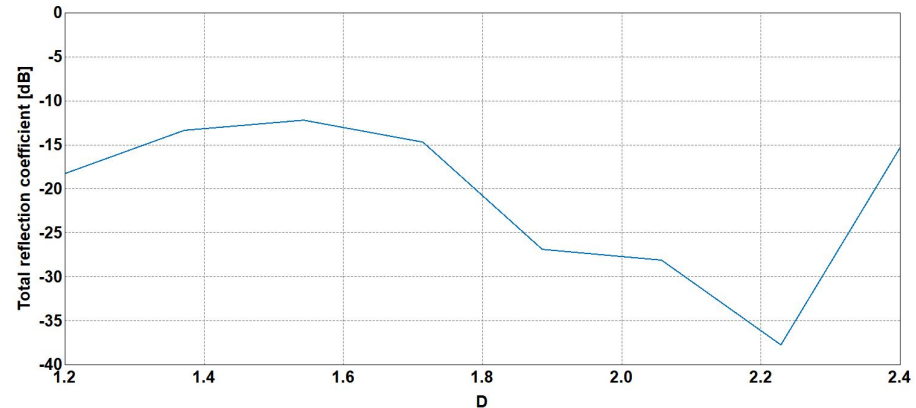
Figura 4.1: Comparación entre celdas unidad en CADFEKO

De tal forma que las dimensiones finales de la celda unidad son $2.5 \times 2.5 \times 11.11$ mm. Incluir las capas de adaptación provocaría una disminución del coeficiente de reflexión, y por tanto de las reflexiones originadas en ambas superficies dieléctricas.

Para la comprobación de su funcionamiento hemos construido ambos modelos en el entorno CADFEKO, el cual nos permite construir estructuras, tal y como se muestra en la figura 4.1. Como se puede apreciar, las figuras muestran un mallado a largo de su superficie y las condiciones de contorno son periódicas. De esta manera vamos a calcular los coeficientes de reflexión para cada celda unidad mediante un barrido que englobe el rango de valores de los diámetros ya definidos. Y realizaremos una comparación sobre los resultados obtenidos en POSTFEKO, entorno de procesamiento de Altair Feko que nos permite analizar resultados.



(a) Coefs. de reflexión para celda unidad sin capas de adaptación $\lambda/4$



(b) Coefs. de reflexión para celda unidad con capas de adaptación $\lambda/4$

Figura 4.2: Comparativa de los coefs. de reflexión de ambas celdas unidad

En la figura 4.2 puede ser vista una clara comparación entre los coeficientes de reflexión para ambas celdas unidad: a la izquierda en la figura 4.2a, la celda unidad sin capas de adaptación; y a la derecha en la figura 4.2b, la celda unidad con capas de adaptación. Ambas simulaciones realizadas para la misma frecuencia central, $f_o = 30$ GHz. Se puede apreciar claramente la disminución de un mínimo de 10 dB en cada uno de los diámetros para el diseño con capas de longitud $\lambda/4$. Se puede considerar, por tanto, un éxito haber incluido el diseño de estas a nuestras lentes, pues al ser material dieléctrico contábamos con interferencias o pérdidas por reflexión, por este motivo tuvimos que encontrar una solución para minimizar la potencia reflejada.

Tabla 4.1: Comparativa entre valores mínimos y máximos de ambas celdas unidad

	Coef. reflexión mín. dB	Coef. reflexión máx. dB
Sin capas $\lambda/4$	-13.8	-2.28
Con capas $\lambda/4$	-37.74	-12.2

Realizando un estudio más concreto de las simulaciones, hemos recogido los valores mínimo y máximo en la tabla 4.1, para los valores máximos de ambas celdas unidas, hemos conseguido una diferencia de coeficientes de reflexión de 10 dB ; y para los mínimos aún más diferencia con casi 24 dB, convirtiéndose prácticamente en despreciable el valor mínimo cuando tenemos capas de $\lambda/4$.

Es importante destacar que el hecho de añadir capas de adaptación en ambas caras del dieléctrico perforado mejoran bastante los resultados, pues al tener dos lentes de Risley cercanas entre sí provocará que se generen numerosas reflexiones, y por tanto, interferencias entre una lente y otra.

4.2. Lentes de Risley

Ya hemos conseguido modelar el prototipo de la celda obteniendo un comportamiento óptimo del diseño, tanto en el parámetro de coeficiente de reflexión, añadiendo las capas adaptativas de un cuarto de longitud de onda; como en el coeficiente de transmisión, estableciendo las 8 etapas que marcan las dimensiones de las perforaciones del dieléctrico para conseguir 360° de distribución uniforme en la fase transmitida.

4.2.1. Análisis de una única lente

El siguiente paso es analizar el comportamiento de una sola lente de Risley, según el diseño que previamente hemos calculado en las expresiones 3.2. En ellas se llega a la conclusión de que para conseguir el apuntamiento deseado utilizando la combinación completa de ambas lentes de Risley, es necesario que una única lente sea capaz de conseguir un ángulo máximo en elevación, $\theta_{max} = 30^\circ$; y para ello, la constante de propagación del medio dieléctrico debe ser $\beta = k/2$, tal y como se demuestra por medio de la ecuación 2.17. Como hemos visto, la lente que tendrá unas dimensiones 20λ de diámetro se ha construido empleando la herramienta que CADFEKO nos ofrece. Consiste en construir una superficie circular plana, la cual está compuesta por capas o 'tiras'; y dichas tiras sustituyen a las perforaciones y poseen las propiedades que influyen en un determinado comportamiento del frente de ondas plano incidente con la lente de Risley. Estas propiedades se encuentran recogidas en archivos que representan las superficies caracterizadas por sus coeficientes de transmisión y reflexión para cada uno de los diámetros de las perforaciones del dieléctrico, como ya mencionamos anteriormente.

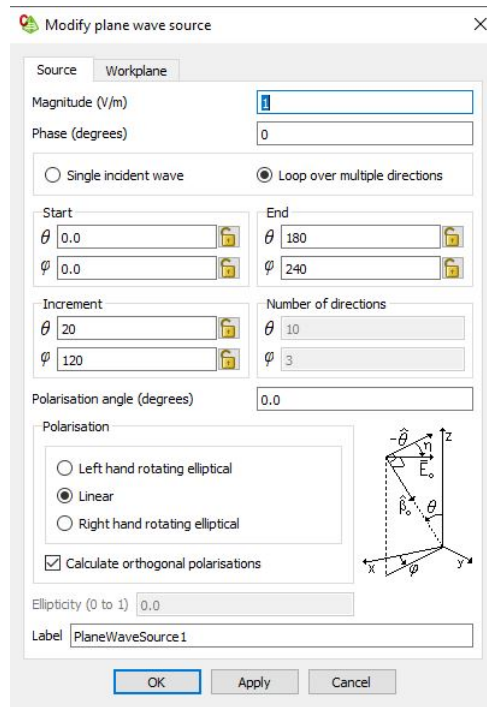
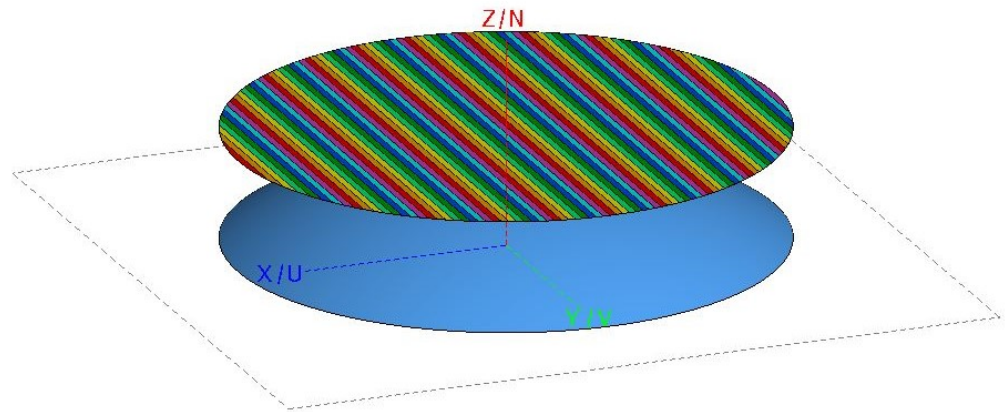


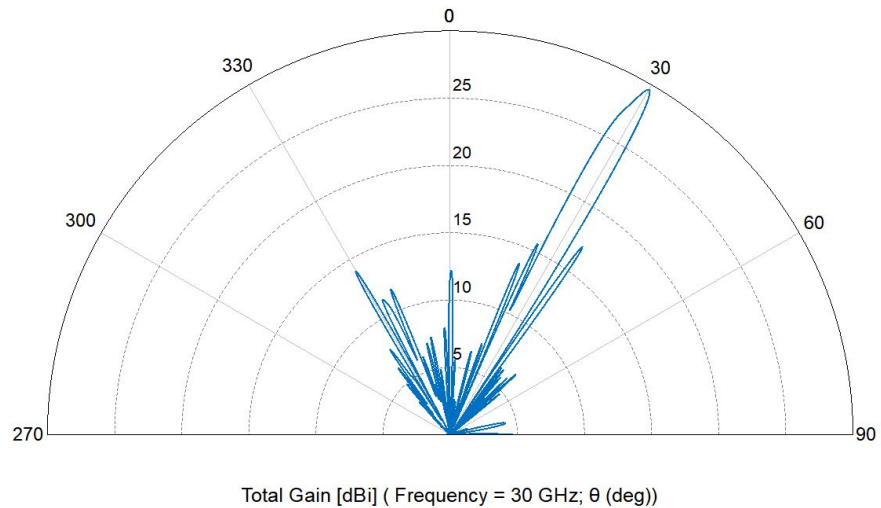
Figura 4.3: Parámetros de onda plana incidente

Las superficies caracterizadas se han obtenido por medio de simulaciones de múltiples ondas planas incidentes para cada superficie, dichas ondas tendrán múltiples valores en los ángulos de incidencia de elevación θ , y de azimut ϕ . De esta manera tendremos el comportamiento más real posible de nuestra lente de Risley.

Continuando con el análisis de nuestro diseño, realizaremos la simulación correspondiente a la construcción de la figura 4.4a (lente modelada en 'Characterised Surfaces' y lente hiperbólica como fuente radiante) para las 5 frecuencias anteriormente mencionadas, siendo la frecuencia central $f_o = 30$ GHz. Gracias al método de Lanzamiento de Rayos mediante Óptica Geométrica (RL-GO) hemos sido capaces de realizar las simulaciones de formas mucho más productiva y eficiente.



(a) Construcción del diseño para una única lente de Risley.



(b) Diagrama de radiación (dB) de una única lente con $f_o = 30$ GHz.

Figura 4.4: Simulación de una única lente en CADFEKO (a) y POSTFEKO (b)

Tal y como se puede apreciar en el diagrama de radiación de la figura 4.4b, el diseño para una única lente de Risley, la cual se ha construido mediante las superficies caracterizadas ('Characterised Surfaces') que modelan los coeficientes de reflexión y refracción de las distintas superficies perforadas, ha resultado ser todo un éxito. Hemos logrado conseguir el apuntamiento deseado, es decir, para un ángulo $\theta = 30^\circ$. Obviamente el ángulo en azimut dependerá de la rotación de la lente de Risley con respecto a la fuente de radiación.

A continuación, se mostrarán las simulaciones obtenidas para las distintas frecuencias, solo que en este caso será en escala lineal y en una gráfica cartesiana, en vez de en un diagrama polar.

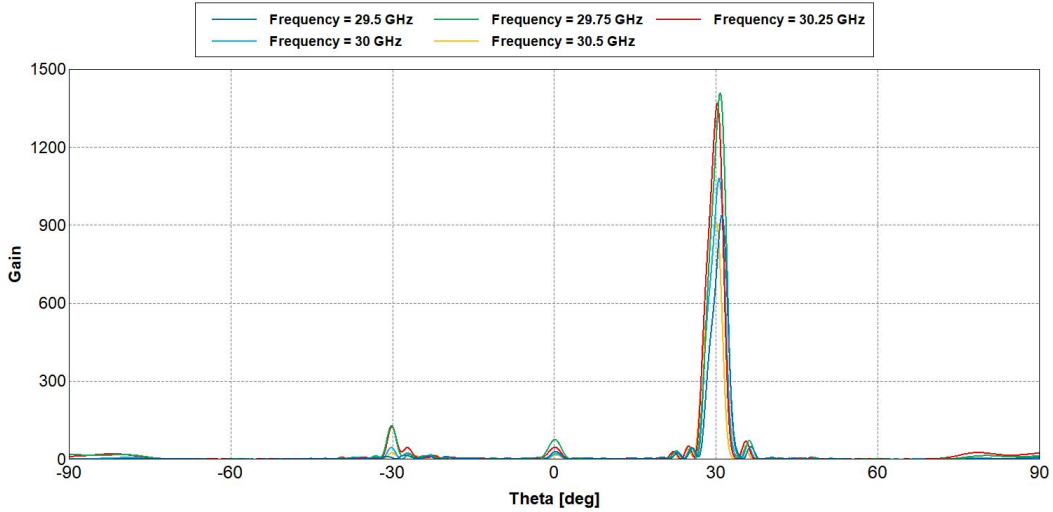


Figura 4.5: Diagrama de ganancia de una lente de Risley para 5 frecuencias en POSTFEKO

Para las distintas frecuencias se consigue un apuntamiento bastante pronunciado y centrado en $\theta = 30^\circ$. Los picos más pequeños de ganancia se deben a los lóbulos secundarios que se han podido ver en la figura 4.4b, aún así son valores mínimos comparados con el lóbulo principal.

4.2.2. Análisis del diseño final

Ahora queda realizar el estudio de la antena completa: la lente radiante y el par de superficies dieléctricas perforadas. Por lo que ahora hemos añadido una segunda lente al diseño construido en la figura 4.4a. La distancia entre ambas lentes se ha definido de forma empírica, buscando el diseño más óptimo posible, siendo finalmente $h = 5\text{mm}$.

En primer lugar, realizaremos las dos simulaciones clásicas para un diseño de lentes de Risley, esto es cuando ambas lentes poseen la misma rotación relativa entre ellas, es decir, cuando $\alpha_2 - \alpha_1 = 0$, por lo que la transmisión de fase del frente de ondas es máxima ('endfire' en nuestro diseño); y para cuando ambas lentes se encuentran orientadas 180° una con respecto a la otra, por lo que la transmisión total de fase se anula por la combinación de ambas lentes y nos queda un apuntamiento completamente perpendicular ('broadside') a la superficie dieléctrica, es decir, con un ángulo de elevación $\theta = 0^\circ$.

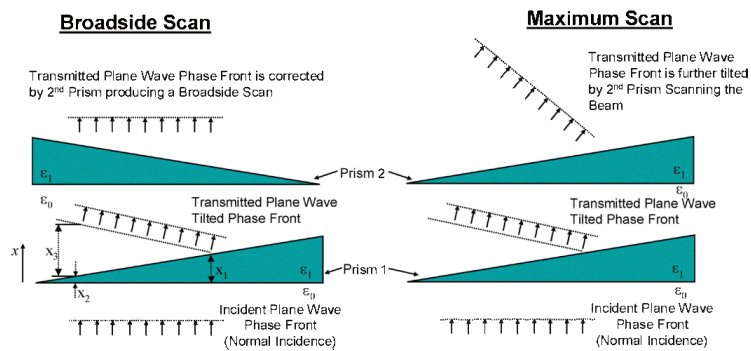
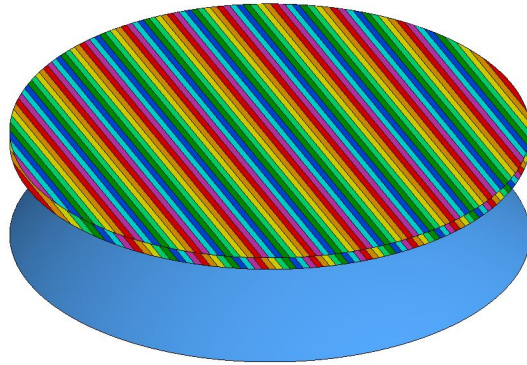


Figura 4.6: Direccionamiento del frente de ondas en broadside y en rango máximo

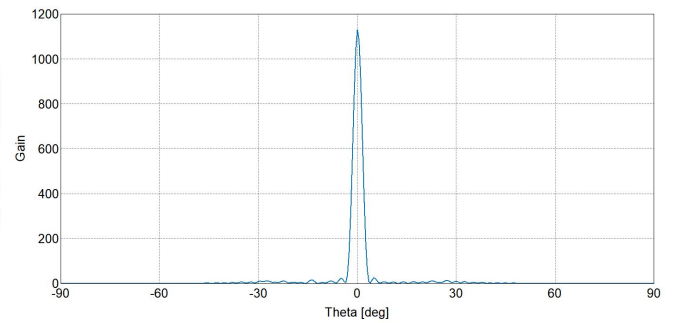
En la figura 4.6 tenemos un esquema gráfico de los dos casos que acabamos de mencionar, la única diferencia es que en vez de ser lentes en forma de cuña [9], en nuestro

caso se trata de dieléctricos perforados siguiendo una distribución uniforme en función del diámetro de los agujeros.

El primer análisis realizado es para la opción broadside a la frecuencia central $f_o = 30$ GHz. A diferencia del diseño para una única lentes, en el que teníamos siempre un ángulo de elevación $\theta = 30^\circ$; la combinación de ambas lentes, con rotación relativa de 180° entre ellas, el frente de ondas plano irá dirigido ortogonalmente sobre las superficies de las lentes, tal y como se muestra en la figura 4.8b.



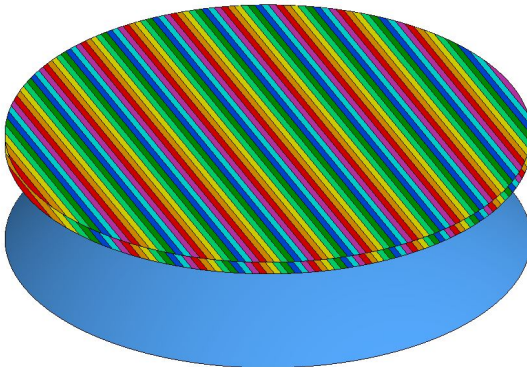
(a) Diseño con rotación de 180° entre lentes de Risley



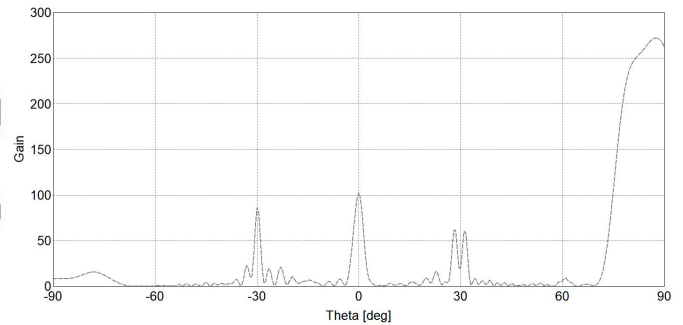
(b) Apuntamiento broadside en escala lineal

Figura 4.7: Análisis de la antenna con direccionamiento perpendicular a las superficies dieléctricas

Y para el segundo caso, siendo este el más extremo ($\theta = 90^\circ$), hemos realizado una rotación de 180° de la segunda lente, dejando así una rotación relativa de 0° entre ambas lentes de Risley. De esta manera, el frente de ondas plano tendrá la inclinación máximo debido a la suma en el desplazamiento de la fase de ambas lentes.



(a) Diseño con rotación de 0° entre lentes de Risley



(b) Apuntamiento endfire en escala lineal

Figura 4.8: Análisis de la antenna con inclinación máxima

En relación a los resultados, tal y como se puede apreciar no se consigue un apuntamiento exacto en $\theta = 90^\circ$, sino que se llega a un ángulo próximo a este, concretamente a $\theta_{m\acute{a}x} = 87,5^\circ$. Esto se debe a que se trata de un caso ideal, provocado por la perturbación del haz principal a medida que se va 'acostando' el frente de ondas. Además, por lógica geométrica resulta imposible realizar un apuntamiento paralelo a la superficie, pues tendrían que ser los bordes de la lente los que estuvieran radiando.

A continuación se muestra una comparación entre los diagramas de radiación en escala logarítmica para ambos casos, de esta manera aunque la ganancia que muestra POSTFE-

KO no sea la correcta, se puede apreciar la deformación del lóbulo principal y la aparición de lóbulos secundarios para el caso más extremo.

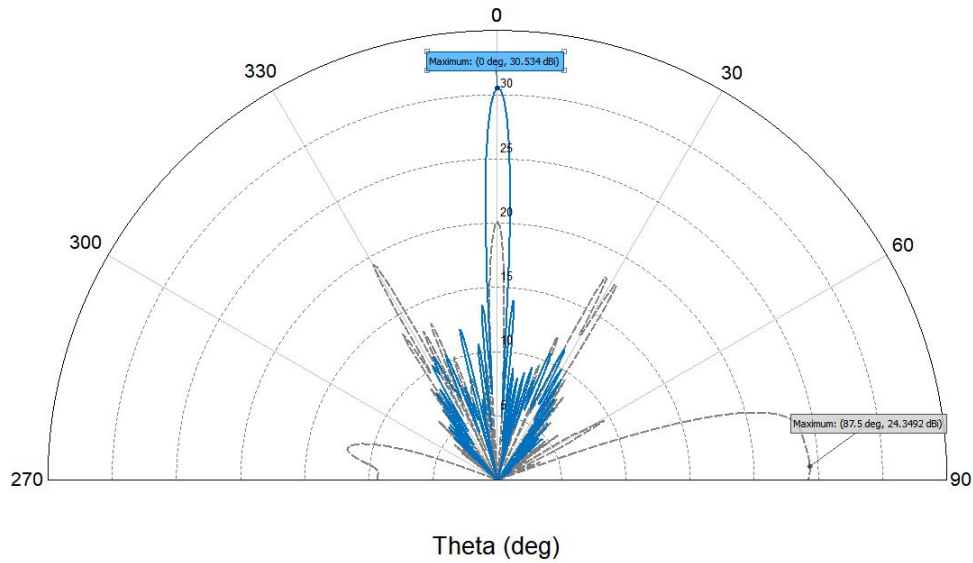


Figura 4.9: Diagramas de radiación para los casos $\alpha_2 - \alpha_1 = 0^\circ$ y $\alpha_2 - \alpha_1 = 180^\circ$.

Por consiguiente, vamos a realizar el análisis de una simulación de la antena mediante un barrido para distintos valores de rotación relativa entre ambas lentes. Primeramente, se ha obtenido utilizando el software Matlab el comportamiento del ángulo $\theta_{m\acute{a}x}$ en función de la rotación de ambas lentes para distintos valores de β/k . Como ya vimos, en nuestro diseño para una única lente donde conseguimos un apuntamiento de $\theta = 30^\circ$ tenemos que $\beta/k = 0,5$. Por lo que según los resultados obtenidos en la figura 4.10 tendremos un comportamiento lineal de $\theta_{m\acute{a}x}$ en relación a la rotación de la segunda lente con respecto a la primera ($\alpha_2 - \alpha_1$).

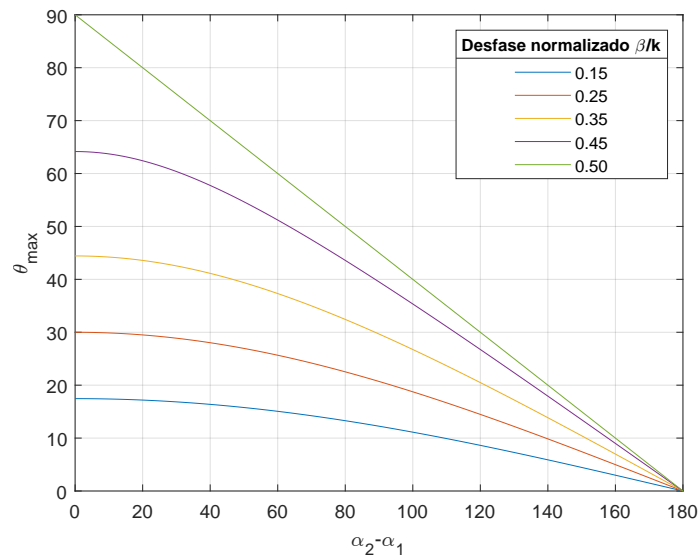


Figura 4.10: Direccionamiento del ángulo $\theta_{m\acute{a}x}$ en función de la rotación de las lentes

El barrido paramétrico ha sido realizado para un espaciado lineal de 10° en la rotación relativa entre el par de discos. Fijándonos en la figura 4.10 sabemos que tendremos 19 valores distintos ($0 \leq \alpha_2 - \alpha_1 \leq 180^\circ$), comenzando por broadside con un incremento periódico de $\Delta\theta_{m\acute{a}x} = 5^\circ$.

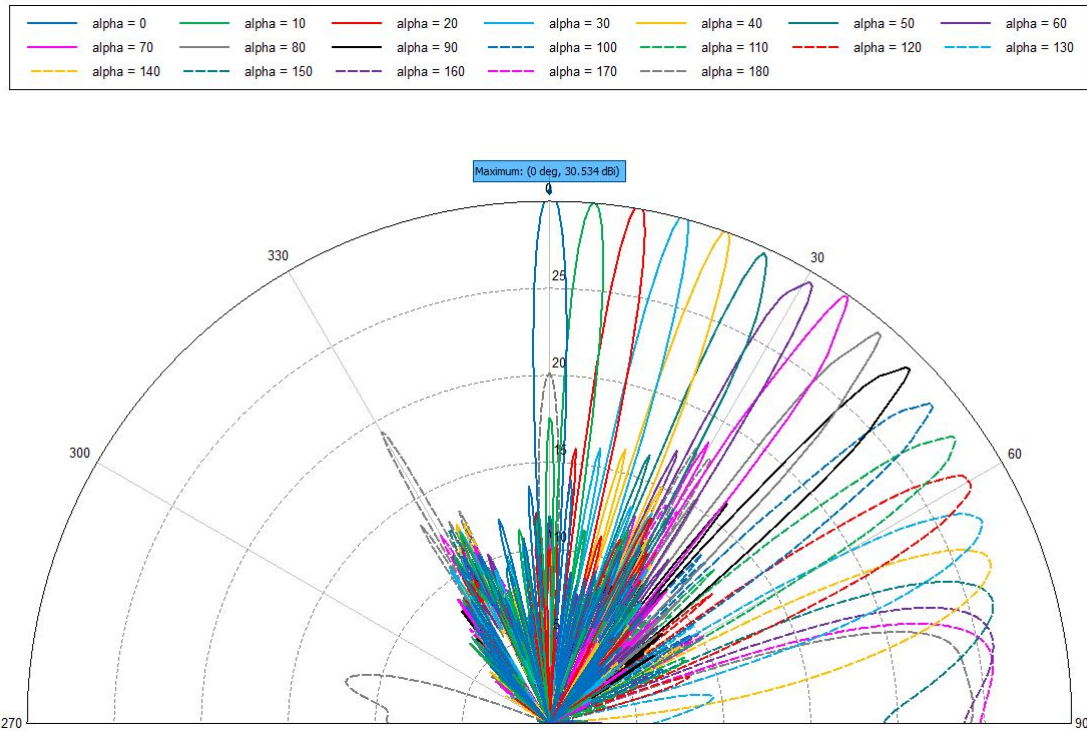


Figura 4.11: Diagrama de radiación para un barrido completo a $f_o = 30$ GHz

En la figura 4.12 podemos ver el barrido de los distintos valores de rotación sobre las lentes, y por tanto, de las diferentes inclinaciones que tendrá el frente de ondas plano, θ . Como sabíamos, a medida que la inclinación del haz se hace más grande, el lóbulo principal se va distorsionando cada vez más. Además, se puede comprobar, a partir de la herramienta que nos ofrece POSTFEKO para medir los máximos del diagrama de radiación, que el incremento lineal ($\Delta\theta_{máx} = 5^\circ$) que debíamos tener comienza a disminuir a partir de la inclinación de 70° . Y se puede apreciar, inclusive, una deformación notoria de los lóbulos principales a partir de esa inclinación. De esta manera, podemos definir como buen rango de direccionamiento de nuestro prototipo de antena compuesta de lentes de Risley el barrido en $-70 \leq \theta \leq 70^\circ$.

A continuación, se muestra la simulación gráfica en vista 3-D sobre el mismo barrido paramétrico anterior. De esa forma, se puede apreciar fácilmente la mecánica de nuestro diseño de lentes de Risley.

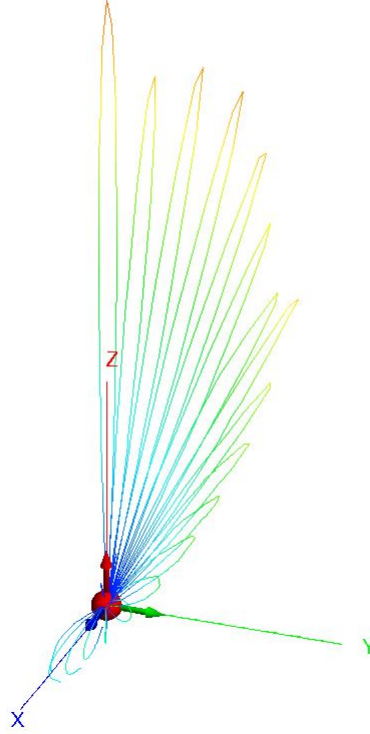


Figura 4.12: Representación gráfica 3-D del barrido completo a la frecuencia $f_o = 30$ GHz

En la figura 4.12 se puede comprobar como el redireccionamiento del haz se ha ido modificando tanto en el ángulo de elevación θ , como en el de azimut ϕ . De esta forma, se puede programar fácilmente un algoritmo que controle, mediante un sistema rotatorio, el ángulo de rotación relativa entre el par de lentes de Risley en función de la aplicación que se le haya otorgado al diseño, ya sea una antena terrestre que siga la trayectoria de un satélite en movimiento, una antena de una aeronave en movimiento con un apuntamiento a un satélite de posición fija.

Finalmente, hemos recogido en la tabla 4.2 los parámetros de la antena con diseño broadside a 5 frecuencias distintas, pero cercanas entre sí. De esta manera podemos estudiar cómo afectan estas variaciones a frecuencias cercanas en los principales parámetros de nuestro diseño sobre dieléctricos perforados: nivel lóbulo principal a secundario (NLPS), ancho de haz a -3 dB ($\Delta\theta_{-3dB}$), directividad, eficiencia de iluminación (ϵ_{il}).

Tabla 4.2: Parámetros de la antena en diseño broadside para 5 frecuencias

Frecuencia GHz	NLPS (dB)	Ancho de haz -3 dB (°)	Directividad (dB)	Ef.iluminación ()
29.5	16.24	3.2095	36.026	≈ 1
29.75	16.441	3.1427	36.208	≈ 1
30	16.473	3.315	36.137	≈ 1
30.25	15.456	3.0302	36.525	≈ 1
30.5	17.555	3.0995	36.329	≈ 1

Como sabemos, el nivel o relación lóbulo principal a secundario (NLPS) es el cociente entre el lóbulo principal y el lóbulo secundario; y cuanto mayor sea este cociente tendremos menor número de interferencias debido a estos lóbulos secundarios, que suelen ser los

adyacentes al lóbulo principal. Para la simulación realizada mediante el método RL-GO del modelo broadside de nuestra antena tenemos que la mayor parte de los valores del NLPS se encuentran por encima de los 16 dB, es decir, son cocientes óptimos para el prototipo de antena elegido. El mínimo valor de NLPS ha sido de 15,456 dB para $f = 30,25$ GHz; y aún así, sigue siendo un valor óptimo, tal y como se puede ver en la figura 4.13.

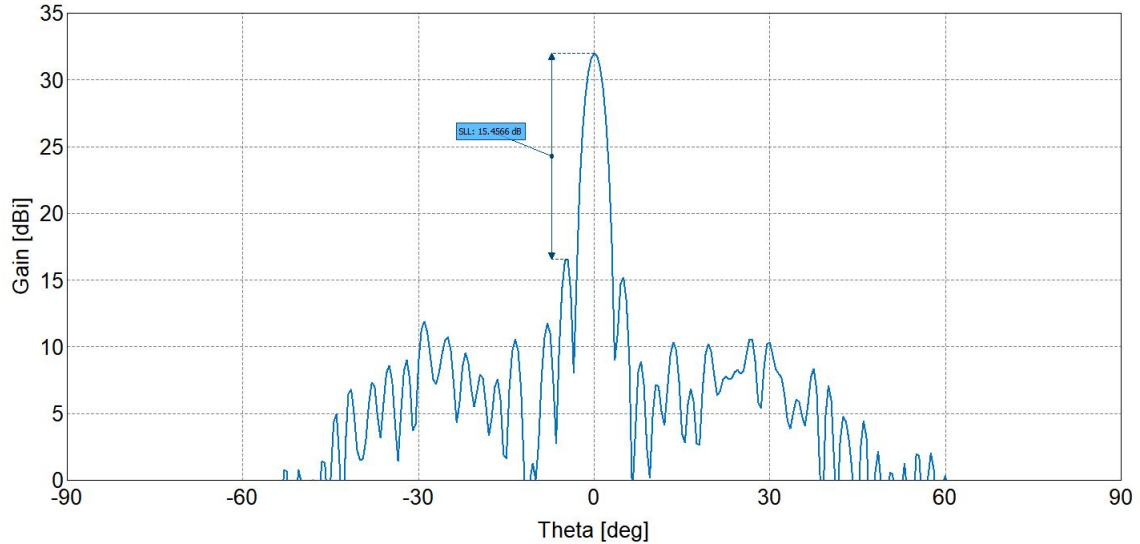


Figura 4.13: Medición del NLPS para la frecuencia $f = 30,25$ GHz en el modelo broadside

Además de la herramienta para medir el NLPS (más conocido como SLL), POSTFEKO nos ofrece la posibilidad de medir otros parámetros de radiación, como el ancho de haz a -3 dB, esto es el intervalo angular en el que la densidad de potencia radiada es igual a la mitad de la potencia máxima, es decir, del haz principal de radiación. Este ángulo capta la zona donde la señal se encuentra entre el 70 % y el 100 % de ganancia máxima.

Como se puede ver en la figura 4.14, tan solo hemos tenido que duplicar el valor que nos da POSTFEKO para obtener el ancho de haz a -3 dB del lóbulo principal en el diagrama de radiación. Los valores de los cinco casos simulados son muy similares entre sí, cercanos a 3° . Esto nos da un haz principal de radiación lo suficientemente estrecho para conseguir una buena directividad.

La directividad de la antena para cada una de las frecuencias la hemos calculado a partir de los anchos de haz a -3 dB que hemos obtenido en el simulador. Puesto que en FEKO resultaba computacionalmente muy costoso su cálculo, para conseguir el valor de la directividad hemos considerado las dimensiones de nuestra antena lo suficientemente grandes como para suponer simetría de revolución en ambos planos de los anchos de haz, tanto el campo eléctrico como en campo magnético. Por consiguiente, nos queda:

$$D = \frac{4\pi}{(\Delta\theta_{-3dB}^E)(\Delta\theta_{-3dB}^H)} = \frac{4\pi}{(\Delta\theta_{-3dB})^2} \quad (4.1)$$

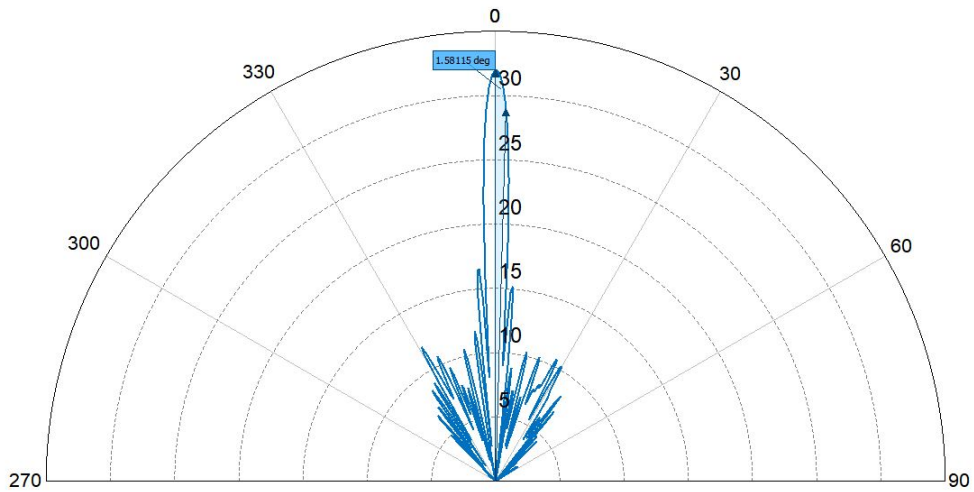


Figura 4.14: Medición del $\Delta\theta_{-3dB}$ para la frecuencia $f = 30$ GHz en el modelo broadside

Con respecto a la eficiencia de iluminación sabemos que está estrechamente relacionada con la relación de lóbulos principal a secundario. Teniendo en cuenta que tenemos una apertura circular, y fijándonos en la gráfica de la figura 4.15 sobre los diagramas de radiación para distintas distribuciones, se deduce que nuestra lente presenta una distribución casi uniforme, pues el NLPS que presenta dicha distribución en el diagrama es casi el mismo que el NLPS que ofrece nuestra antena. Por lo que se deduce que la eficiencia de iluminaciones es prácticamente la unidad.

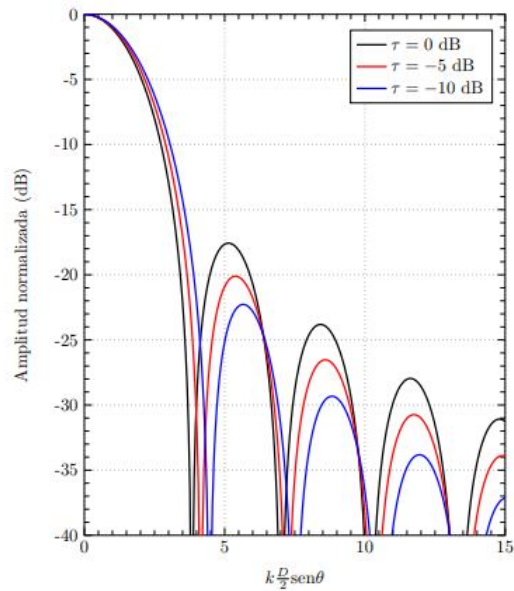


Figura 4.15: Diagrama de radiación con distribución parabólica sobre pedestal para distintas combinaciones de τ

Capítulo 5

Conclusiones y trabajo futuro

En este proyecto se ha presentado el desarrollo del diseño de una antena con barrido mecánico haciendo uso de lentes de Risley a una frecuencia central de trabajo de 30 GHz (banda K_a). Concretamente se ha puesto en marcha el diseño completo de las lentes, las cuales están basadas en la técnica de una distribución uniforme de perforaciones sobre el par de sustratos dieléctricos.

Ambas lentes son completamente idénticas, de tal manera que hace que su comportamiento con el frente de ondas plano incidente sea el mismo. Además, han sido añadidas capas de adaptación de un cuarto de longitud de onda en ambas caras de las lentes con el objetivo de minimizar las reflexiones producidas por el material dieléctrico, resultando ser todo un éxito la implementación de dichas capas de adaptación.

El diseño de las lentes de Risley ha tomado como punto de partida el análisis de las simulaciones sobre una celda unidad. La celda unidad creada en el entorno de simulación POSTFEKO ha puesto en simulación para cada uno de los diámetros de las perforaciones escogidos y para cinco frecuencias distintas, siendo $f_o = 30$ GHz la frecuencia central. Estas simulaciones han permitido realizar el estudio analítico de forma más eficiente, pues hemos guardado cada una de las superficies caracterizadas para posteriormente ser implementadas en la lente completa siguiendo la distribución adecuada; y finalmente, ser simulada empleando el método de cálculo conocido como 'Ray Launching Geometrical Optics' (RL-GO), el cual nos ofrece el software FEKO.

Teniendo en cuenta que la longitud de onda es de 1 cm, las dimensiones finales de las lentes circulares presentan un diámetro de 20λ y una altura $h_{total} = 11,11$ mm, capas $\lambda/4$ incluidas. El elemento utilizado para iluminar el par de lentes de Risley ha resultado ser una tercera lente, pero esta vez con forma hiperbólica, situada muy próxima a las lentes de Risley, convirtiendo la radiación de ondas esféricas de la fuente de alimentación en un frente de ondas plano.

El conjunto total que conforma la antena consigue una gran libertad para el apuntamiento del haz electromagnético. Específicamente alcanza una cobertura total de 360° en azimut y de cobertura en elevación (θ) desde -82° a $+82^\circ$. Para el modelo broadside, funcionando a la frecuencia central, se ha alcanzado una directividad mayor a 36 dB, con un ancho de haz a -3 dB. Por otro lado, la relación entre el lóbulo principal y secundario es superior a 16 dB; lo que significa que hemos logrado alcanzar unas especificaciones exitosas, propias de una antena de calidad, capaz de ser implementada en aplicaciones en servicios de aerolíneas, constelaciones satelitales para servicios de transmisión de datos, dispositivos militares, etc.

En definitiva, se puede concluir en que el diseño sobre el prototipo de antena de barrido mecánico empleando el par de superficies dieléctricas perforadas idénticas ha superado las expectativas superando la mayoría de técnicas conocidas, y logrando una antena competitiva dentro del sector.

El siguiente paso para conseguir hacer realidad este proyecto sería el de su fabricación, y posterior puesta en marcha para poder comprobar si los resultados obtenidos en las simulaciones realizadas con el software Altair Feko coinciden. El proceso de fabricación jugaría un papel crucial para lograr el correcto funcionamiento de la antena, pues las perforaciones que se realicen en los sustratos dieléctrico deben tener un margen de error mínimo, pues los diámetros se encuentran dentro de un rango de 1,2 mm a 2.311 mm. Lo que obliga a tener una precisión casi perfecta. Además, la adaptación entre las capas adhesivas, los sustratos dieléctricos y las capas de adaptación de longitud $\lambda/4$ debe ser la adecuada para que no se vea afectado el funcionamiento óptimo de la fase transmitida a lo largo de la superficie.

Otro problema que podría acarrear nuestro diseño es que se produzca una serie de reflexiones en la superficie de la lente radiante, es decir, la lente hiperbólica. Necesitaríamos crear una capa de adaptación con la forma de su relieve, aún así, con las capas de adaptación de las lentes de Risley podrían ser suficiente.

GLOSARIO

SDC	Superficie dieléctrica en cuña
SDM	Superficie dieléctrica multinivel
SDCI	Superficie dieléctrica con celdas impresas
SDP	Superficie dieléctrica perforada
CEM	Computational electromagnetics
MoM	Method of Moments
RL-GO	Ray-Launching Geometrical Optics
MLFMM	Multilevel fast multipole method
NLPS	Nivel lóbulo principal secundario

Bibliografía

- [1] S. W. E. M. C. B. M. W. S. B. Hugh Griffiths, Lawrence Cohen, “Radar spectrum engineering and management: Technical and regulatory issues,” *IEEE*, vol. 103, 2015.
- [2] Y. Yang, “Analytic solution of free space optical beam steering using risley prisms,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, 2008.
- [3] Y. R.-S. Junbo Wang, *Phase Method: A More Precise Beam Steering Model For Phase-Delay Metasurface based Risley Antenna*. San Diego, CA, USA, USA: IEEE, 2019.
- [4] M. F. B. Alejandro Valero Nogueira, Héctor Esteban González, “Fundamentos de teoría de antenas,” *UPV*, 2020.
- [5] J. BROWN, “Microwave lenses,” *Institution of Electrical Engineers*, 1984.
- [6] S. SILVER, “Microwave antenna theory and design,” *Emerging Waveguide Technology. IntechOpen*, 2018.
- [7] A. R. S. T. A. D. Mohammad Akbari Choubar, Fereshteh Samadi, “Superbroadband diffuse wave scattering based on coding metasurfaces,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 61, pp. 40–52, 2019.
- [8] U. J. Andrés G. Aguilar, *Ray-Launching Geometrical Optics in FEKO: A Summary of the Last Four Years of Intensive Development*. Beijing, China, China: IEEE, 2018.
- [9] N. A. S. Bradley J Tame, *Steerable Risley Prism antennas with low side lobes in the Ka band*. International Conference on Wireless Information Technology and Systems: IEEE, 2010.