

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR
DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN**



TRABAJO FIN DE GRADO

**GRADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS Y
SERVICIOS DE TELECOMUNICACIÓN**

**Diseño de antenas reflectarray de
polarización circular en banda Ka para
comunicaciones de banda ancha vía
satélite**

IGNACIO LINARES TORCAL

2018

TRABAJO FIN DE GRADO

Título: Diseño de antenas reflectarray de polarización circular en banda Ka para comunicaciones de banda ancha vía satélite

Autor: D. Ignacio Linares Torcal

Tutor: D. Eduardo María Martínez de Rioja del Nido

Ponente: D. Francisco Eduardo Carrasco Yépez

Departamento: Departamento de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones (SSR)

TRIBUNAL:

Presidente:

Vocal:

Secretario:

Suplente:

Fecha de lectura:

Calificación:

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR
DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN**



TRABAJO FIN DE GRADO

**GRADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS Y
SERVICIOS DE TELECOMUNICACIÓN**

Diseño de antenas reflectarray de
polarización circular en banda Ka para
comunicaciones de banda ancha vía
satélite

IGNACIO LINARES TORCAL

2018

Resumen

Actualmente, las comunicaciones en banda ancha vía satélite se realizan con antenas reflectoras, las cuales presentan inconvenientes en complejidad de diseño, dimensiones, peso y manejabilidad del haz. La tecnología reflectarray, con ayuda de la tecnología de circuitos impresos y de técnicas de fabricación como la fabricación aditiva y la impresión 3D, busca solventar esos problemas de forma sencilla y barata, combinando la tecnología tradicional de reflectores con la de antenas de array estándar.

Esta tecnología ofrece importantes ventajas, como la flexibilidad de direccionamiento del haz mediante la generación de una cierta fase progresiva en su superficie y la capacidad de generación de haces independientes en cada polarización. Otras ventajas son la eliminación de la red de alimentación propia de las antenas de array convencionales y la fabricación en paneles planos, que puede ser de gran utilidad para antenas terminales de usuario.

El diseño realizado en el presente proyecto es una antena reflectarray de 17,1 cm x 17,1 cm que opera en las bandas de 18,95-20,45 GHz (recepción) y 29,25-29,75 GHz (transmisión) en polarización dual circular, destinada como terminal de usuario para comunicaciones por satélite en banda Ka, tanto para establecer una conexión de acceso a internet por satélite como para recepción de contenido de difusión vía satélite (Direct Broadcast Satellite). El objetivo principal de este trabajo ha sido el de demostrar la capacidad de los reflectarrays para trabajar simultáneamente en dos polarizaciones circulares ortogonales, y en dos bandas de frecuencia, sin necesidad de utilizar un componente polarizador. La clave para su funcionamiento reside en la geometría de la celda reflectarray utilizada. Dicha celda consta de dos capas apiladas, cada una dedicada a una banda de frecuencias. La capa inferior está formada por 5 dipolos en paralelo y la capa superior por 3 dipolos en paralelo, destinados cada conjunto al control de la respuesta en fase de la antena en las bandas de frecuencias inferior y superior, respectivamente. Alternando periódicamente celdas reflectarray con los dipolos orientados en la dirección del eje X y celdas con los dipolos en la dirección del eje Y, se ha logrado el control independiente de las componentes X e Y del campo incidente proveniente de la bocina.

Se ha seguido un proceso de diseño cuya metodología general ha consistido en diseñar y caracterizar adecuadamente el elemento radiante de la agrupación en las dos bandas de frecuencias de trabajo para, seguidamente, realizar el diseño completo de la antena especificando las dimensiones de cada uno de los elementos radiantes. Se han realizado dos diseños de la antena reflectarray que presentan unos buenos diagramas de radiación con una ganancia de en torno a 30 dB. El primer diseño funciona en polarización circular mediante el uso de un alimentador que incorpora un polarizador, mientras que el segundo realiza la transformación de polarización lineal a circular en su superficie, sin necesidad de utilizar polarizador. Finalmente, se han comparado ambos diseños con el fin de resaltar las ventajas del segundo diseño, con respecto al primero.

Palabras clave

Antena, reflectarray, doble banda, banda Ka, comunicaciones por satélite, elementos impresos, policarbonato, fabricación aditiva, dipolos, doble polarización circular, elementos multicapa.

Summary

Currently, broadband satellite communications are carried out with reflector antennas, which present several drawbacks in terms of design complexity, size, weight and beam pointing. The reflectarray technology, with help of the printed elements technology and manufacturing techniques such as additive manufacturing and 3D impression, aims to solve these problems in a simple and cheap way, by combining the reflector technology with that of standard arrays.

This technology offers important advantages, such as beam pointing flexibility, which is achieved by producing a progressive phase distribution on its plane profile, and its capability to generate independent beams in each polarization. Other benefits are the elimination of the feed network normally featured in conventional array antennas and the planar panels manufacturing, which can be very useful for user terminal antennas.

The design developed in this project is a 17,1 cm x 17,1 cm reflectarray antenna that operates in the frequency bands of 18,95-20,45 GHz (reception) and 29,25-29,75 GHz (transmission) with dual circular polarization, meant as a user terminal antenna to provide internet access via satellite or for Direct Broadcast Satellite reception. The main objective of this work has been to show the capability of the reflectarray technology to simultaneously operate with dual circular polarization, and in two frequency bands, without using a polarizer component. The key to its successful performance resides in the geometry of the reflectarray cell. Said cell consists of two stacked layers, each one dedicated to one frequency band. The lower layer is formed by 5 parallel dipoles and the upper layer is formed by 3 parallel dipoles. Each group of dipoles controls the phase response of the antenna in the low frequency and in the high frequency bands respectively. By periodically alternating reflectarray cells formed by dipoles pointing in the X-axis direction and reflectarray cells formed by dipoles pointing in the Y-axis direction, independent control of the X and Y components of the incident electric field radiated by the feed has been achieved.

A design process has been followed whose general methodology consists of designing and suitably characterizing the radiating element of the reflectarray in the two operation frequency bands and, next, carrying out the complete design of the antenna by specifying the dimensions of each radiating element. Two different designs of the reflectarray antenna have been performed that exhibit good radiating patterns with a gain of approximately 30 dB. The first design operates in circular polarization with the use of a polarizer component connected to the feed, while in the second design, the elements of the reflectarray transform the linear polarization radiated by the feed into circular polarization, without the need to use a polarizer. Finally, both designs have been compared in order to highlight the benefits of the second design, by comparison with the first one.

Keywords

Antenna, reflectarray, dual band, Ka band, satellite communications, printed elements, polycarbonate, additive manufacturing, dipoles, dual circular polarization, multilayer elements.

Índice

1	Introducción y objetivos	1
1.1	Introducción	1
1.1.1	Características de la celda reflectarray	2
1.1.2	Cálculo de la distribución de fase requerida en el reflectarray	2
1.1.3	Método de los Momentos.....	3
1.1.4	Técnicas de variación de fase en los elementos	4
1.1.5	Tecnología Reflectarray de Doble Banda	6
1.1.6	Técnicas de Control Independiente de cada Polarización	7
1.1.7	Aplicaciones de las Antenas Reflectarray.....	7
1.1.8	Introducción al caso abordado en el presente proyecto	8
1.2	Objetivos	9
2	Desarrollo	10
2.1	Estudio paramétrico y diseño del elemento	11
2.1.1	Comparativa de Diseños.....	15
2.2	Diseño de la antena reflectarray	21
2.2.1	Polarización circular	24
2.2.2	Modelo del alimentador y cálculo del campo reflejado	25
2.2.3	Diseño para alimentador con polarizador.....	27
2.2.4	Diseño con transformación de doble polarización lineal a doble polarización circular	31
3	Resultados	37
3.1	Diseño con Polarizador.....	37
3.2	Diseño sin Polarizador	39
3.2.1	Antes de Optimizar.....	40
3.2.2	Después de Optimizar	42
4	Conclusiones y líneas futuras	49
4.1	Conclusiones.....	49
4.2	Líneas futuras	50
5	Bibliografía	51
6	Anexos	52
6.1	Anexo 1: Impacto y Responsabilidades relacionadas con el TFG.....	52
6.1.1	Introducción	52
6.1.2	Descripción de Impactos Relevantes Relacionados con el Proyecto	52
6.1.3	Análisis Detallado de Alguno de los Principales Impactos	53

6.1.4	Conclusión	54
6.2	Anexo 2: Presupuesto Económico.....	54
6.3	Anexo 3: Software Utilizado.....	55

1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

1.1 INTRODUCCIÓN

En el campo de las comunicaciones de larga distancia, es necesaria una alta ganancia de antena. Actualmente, en este tipo de aplicaciones predomina el uso de reflectores parabólicos. Sin embargo, esta tecnología presenta una serie de inconvenientes, entre los cuales se encuentran su complejo diseño, especialmente a altas frecuencias, sus dimensiones y peso, y su falta de manejabilidad del haz. También se complica la generación de haces próximos necesaria para proporcionar cobertura de tipo celular, ya que obliga a disponer de varios reflectores embarcados en el mismo satélite, generando cada uno de ellos haces en distinta frecuencia y polarización.

La tecnología reflectarray ayuda a solventar estas complicaciones combinando la tecnología basada en la reflexión de los rayos propia de los reflectores con la tecnología de arrays de elementos impresos. Se utiliza un alimentador, regularmente una bocina, que ilumina una agrupación plana de elementos impresos sobre un sustrato dieléctrico, situado sobre un plano de masa. Los elementos reflejan la onda incidente procedente del alimentador introduciendo un cierto desplazamiento de fase, generándose un haz colimado o conformado en una determinada dirección del espacio. La forma más común de conseguir el desplazamiento de fase en cada elemento es ajustando sus dimensiones.

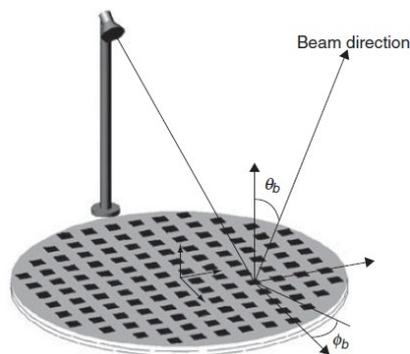


Fig. 1 Dibujo esquemático genérico de reflectarray

Esta tecnología, como se ha comentado, tiene una serie de ventajas. Una de las ventajas más evidentes es la reducción de tamaño y peso con respecto a la tecnología de reflectores parabólicos. Otra ventaja muy interesante, es la eliminación de la red de alimentación propia de las antenas de array convencionales. Esto supone una reducción significativa de las pérdidas de inserción debidas a las líneas de alimentación y del coste total de la antena. También, su despliegue se hace mucho más simple si se trata de una antena de gran tamaño, pues es más fácil de plegar y de montar que un reflector parabólico, de superficie curva. Por último, cabe destacar que la técnica de desplazamientos de fase generados en los elementos impresos concede gran flexibilidad a esta tecnología, pues es posible dirigir un haz tipo pincel en cualquier dirección, conformar el haz para iluminar una determinada zona geográfica, generar haces de barrido electrónico o generar múltiples haces con el uso de varios alimentadores cuyas señales incidan sobre la superficie del reflectarray con diferentes ángulos.

No obstante, esta tecnología también presenta limitaciones. La más importante es el hecho de que el ancho de banda del elemento reflectarray, normalmente en torno al 3-5 % de la frecuencia central, limita el ancho de banda de la antena completa. Para minimizar esta desventaja se recurre a técnicas como el uso de sustratos finos o el uso de varias capas de elementos impresos. Mediante estas técnicas se han conseguido anchos de banda de hasta un 30% [4] de la frecuencia central. Otro factor que limita el ancho de banda es la variación de fase del campo incidente en función de la distancia

entre el alimentador y el elemento, pues al tratarse de una superficie plana, no todos los elementos están a la misma distancia del alimentador. Al corregirse el error de fase por medio del desplazamiento de fase producido en el elemento a la frecuencia central (la fase varía en función de la longitud de onda), se produce un error en el resto de frecuencias de la banda que empeoran el funcionamiento de la antena en dicha banda. Esta limitación es importante en antenas con apertura eléctricamente grande, y puede compensarse si se implementan desfases tipo True-Time Delay (TTD).

En general, un buen diseño del elemento reflectarray conllevará un buen comportamiento del mismo en un ancho de banda mayor, por lo que es importante prestar atención a ese aspecto.

1.1.1 Características de la celda reflectarray

Antes de introducir las diferentes técnicas para el análisis y diseño de celdas reflectarray, es importante aclarar la estructura típica de un elemento de dicho tipo de antenas. Para ello, se va a tomar el ejemplo más sencillo, en que el elemento usado es de tipo parche microstrip, aunque el proyecto desarrollado no utiliza exactamente esta geometría. A continuación, se presenta un dibujo esquemático del elemento (extraído de [21]):

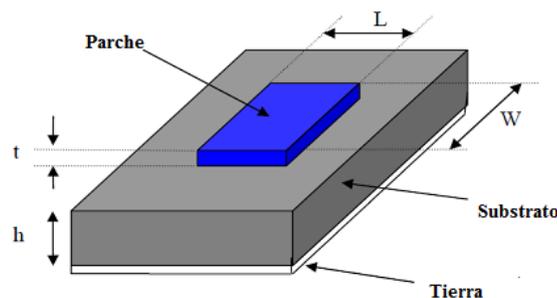


Fig. 2 Dibujo esquemático genérico de elemento reflectarray

Parche: elemento de material conductor que se encarga de recoger la radiación recibida y de radiar energía. Este parche debe tener un carácter resonante a la frecuencia de trabajo, y eso se consigue para unas dimensiones, tanto en el eje horizontal como vertical del plano, cercanas a media longitud de onda.

Plano de masa y sustrato: al excitarse el parche resonante a la frecuencia de trabajo con un voltaje, éste radia líneas de campo verticales entre sus bordes y el plano de masa que están separadas media longitud de onda. El confinamiento adecuado de dichas líneas de campo y, por tanto, la eficiencia del parche, dependen de la existencia de un plano de masa y de unas constantes dieléctricas y grosor adecuados del sustrato.

Celda periódica: es el conjunto del parche, el dieléctrico y el plano de masa que se repite en las dos dimensiones del espacio del reflectarray. Más adelante, en el diseño concreto, se observará que sus dimensiones juegan un papel importante para el buen funcionamiento de la antena (lóbulos de difracción).

1.1.2 Cálculo de la distribución de fase requerida en el reflectarray

Como se ha explicado antes, enfocar y dirigir el haz de radiación en una determinada dirección requiere que cada elemento introduzca un desfase determinado en la onda incidente generando una distribución de fase progresiva en la superficie del reflectarray. Existen varias formas de implementar estas fases usando elementos reflectarray apropiados, y se van a explicar a continuación. Antes de ello, se va a presentar la matemática relacionada con el cálculo de la distribución de fases requerida en el reflectarray.

Por un lado, la distribución de fase progresiva necesaria en la superficie del reflectarray para generar un haz apuntando en la dirección (θ_b, φ_b) si un elemento genérico tiene coordenadas (x_i, y_i) sobre el plano del array y la constante de propagación en el vacío es k_0 , se presenta como:

$$\phi(x_i, y_i) = -k_0 \cdot \sin \theta_b \cdot \cos \varphi_b \cdot x_i - k_0 \cdot \sin \theta_b \cdot \sin \varphi_b y_i$$

Por otro lado, la fase del campo reflejado en cada elemento del reflectarray equivale a la suma del retardo de fase producido por la propagación del campo desde el alimentador hasta el elemento del reflectarray, situado a una distancia d_i , más el desplazamiento de fase introducido por cada elemento, $\phi_R(x_i, y_i)$:

$$\phi(x_i, y_i) = -k_0 \cdot d_i + \phi_R(x_i, y_i)$$

Despejando $\phi_R(x_i, y_i)$ de la expresión se obtiene la fase del coeficiente de reflexión o desplazamiento de fase necesario en el elemento de coordenadas (x_i, y_i) para generar el haz en la dirección deseada:

$$\phi_R(x_i, y_i) = k_0 \cdot (d_i - (x_i \cdot \cos \varphi_b + y_i \cdot \sin \varphi_b) \cdot \sin \theta_b)$$

El coeficiente de reflexión “r” relaciona las componentes tangenciales del campo incidente (E_{inc}^t) y el reflejado (E_{ref}^t) como:

$$E_{ref}^t = r \cdot E_{inc}^t$$

Al ser magnitudes complejas, la fase del producto es la suma de las fases:

$$Fase(E_{ref}^t) = Fase(r) + Fase(E_{inc}^t)$$

Es por ello que la fase del coeficiente de reflexión introduce un desplazamiento de fase en el campo incidente.

El módulo de “r” tiene que ser idealmente 1, para que no haya pérdidas:

$$Mod(E_{ref}^t) = Mod(r) \cdot Mod(E_{inc}^t)$$

1.1.3 Método de los Momentos

Una de las complicaciones principales de cara al análisis y simulación una antena reflectarray es que, al contar con muchos elementos, el coste computacional derivado de considerar los acoplos entre todos los elementos aumenta prohibitivamente. Por ello, se han desarrollado diferentes métodos numéricos, entre los que podemos encontrar el Método de los Momentos en el Dominio Espectral (SD-MoM) [8], el Método de Elementos Finitos (FEM) [24] o el Método de las Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (FDTD) [25], que consideran y manejan de manera eficiente la influencia de los elementos vecinos sobre el elemento analizado. Generalmente, estos métodos asumen periodicidad local, es decir, emplean un modelo de array infinito en que el elemento está rodeado de elementos exactamente iguales. Esto es fundamental para realizar un análisis computacionalmente

eficiente de la celda reflectarray que además tenga en cuenta el acoplo mutuo entre elementos y las radiaciones espurias producidas por el plano de masa situado bajo el elemento.

Cabe señalar que, para poder aplicar la asunción de periodicidad local, la variación de dimensiones de los elementos contiguos debe ser razonablemente suave. Se insistirá más en este aspecto en el desarrollo del diseño en cuestión (apartado 2.2).

El software utilizado en este proyecto utiliza el Método de los Momentos con asunción de periodicidad local para realizar las simulaciones que requieren considerar la influencia del resto de elementos sobre el elemento analizado, como son el cálculo de las curvas de fase de la celda reflectarray o los diagramas de radiación de la antena completa, que se detallan más adelante a lo largo del proceso de diseño del reflectarray (apartado 2.2). Esta técnica ha demostrado ser bastante eficiente y obtener resultados muy precisos para configuraciones de una sola capa o multi-capa, consumiendo un tiempo de CPU relativamente bajo (ver [8]).

1.1.4 Técnicas de variación de fase en los elementos

Técnica de stubs microstrip: consiste en añadir a un elemento impreso con forma de parche una línea microstrip o stub, ya sea terminada en cortocircuito o circuito abierto, de forma que la onda la recorra y se refleje de vuelta para ser radiada por el parche, que, lógicamente, debe tener unas dimensiones que le permitan resonar a la frecuencia deseada..

Por otro lado, es importante que el segmento de línea microstrip esté adaptado en impedancia al parche, para minimizar las pérdidas por desadaptación. Si bien es cierto que el parche también influye en el cambio de fase de la señal, para dos elementos contiguos la onda radiada por el alimentador incide con un ángulo (y por tanto un retardo de fase) prácticamente idéntico, por lo que el efecto del parche en ambos elementos es el mismo.

Así, el desfase relativo introducido por el elemento con respecto al elemento contiguo se puede expresar como $2\beta\Delta l$, donde β es la constante de propagación y Δl es la diferencia de longitud física de los stubs de ambos elementos. Se puede profundizar en diseños más concretos viendo [9].



Fig. 3 Dibujos esquemáticos de stub conectado a un parche sin y con muesca

Para el análisis de esta técnica se recurre a las denominadas curvas de fase, que representan la variación del desfase introducido por el stub (representada en el eje Y del plano cartesiano) en función de la longitud del stub (representada en el eje X del plano cartesiano). Un caso ideal mostraría una curva cuya variación de la fase es perfectamente lineal con la variación de la longitud del stub. Sin embargo, como se ha dicho antes, la desadaptación entre el parche y la línea toma un papel importante, pues en caso de producirse, parte de la energía se refleja al principio de la línea y parte al final, por lo que se pierde la linealidad de la curva. En la imagen superior izquierda, se observa una técnica consistente en conectar la línea al parche realizando una muesca, lo cual permite mejorar la adaptación entre ambos elementos. Otros factores relevantes que contribuyen a la no linealidad de la curva son la reflexión de la energía en el plano de masa situado bajo el parche que es radiada por el mismo o radiaciones espurias, las resonancias que se producen en los stubs con determinada dimensiones, las pérdidas producidas en los “codos” de los stubs y el acoplo mutuo entre elementos cercanos. Para un análisis preciso del último efecto mencionado, se suele utilizar el Método de los Momentos, asumiendo un array periódico infinito.

Técnica de variación de las dimensiones de los elementos impresos: es la técnica en la que se basa el proyecto desarrollado. Consiste en conseguir el cambio de fase deseado variando las dimensiones del elemento impreso en torno a la longitud de resonancia, que es aproximadamente la mitad de la

longitud de onda. Esta técnica soluciona los problemas de espacio, generación de radiación contrapolar, pérdidas por disipación y pérdidas por desadaptación asociadas al uso de stubs. Para ello se pueden utilizar una o varias capas de elementos impresos (por ejemplo, parches o dipolos) y dieléctrico.

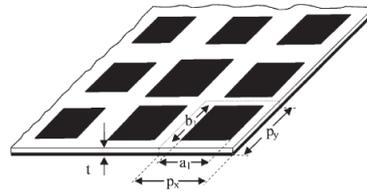


Fig. 4 Dibujo esquemático de un sector de un reflectarray de parches con distintos tamaños

Para elementos de una sola capa, el principio de funcionamiento está basado, como ya se ha explicado, en variar la dimensión de los elementos entorno a la longitud de resonancia (tanto en el eje X como en el eje Y, si se quiere controlar el desfase introducido en las dos polarizaciones). Es importante tener en cuenta que el módulo del coeficiente de reflexión debe ser cercano a 1, es decir, hay que minimizar las pérdidas producidas por disipación en el metal de los parches y en los dieléctricos (ver un diseño en [10]). De nuevo, la técnica de análisis más adecuada para este tipo de tecnología es el Método de los Momentos, combinado con la asunción de periodicidad local.

Es importante mencionar que, para un buen diseño del elemento (y por tanto, del reflectarray) es necesario conseguir que, con una variación razonable de las dimensiones, se obtenga un rango de fase de, como mínimo, 360° . De esta manera, se podrá conseguir cualquier desfase deseado para un elemento dado. Una forma de mejorar ambos aspectos (linealidad y amplio margen de fases) es utilizar varias capas apiladas de elementos impresos. Cuando se utilizan dos o más capas de elemento, cada una de dichas capas se comporta individualmente como un circuito resonante. Así, contando con varios parches y varias capas de dieléctrico apiladas sobre el plano de masa, se consiguen desfases de varias veces 360° (consultar el apartado 3.6 de [1] para más información).

Técnica de acoplo de parches: consiste en situar un segmento de línea microstrip en el lado opuesto del plano de masa al que se encuentra el parche, de manera que ambos están acoplados a través de una apertura. La onda incide sobre el parche microstrip, que mediante acoplo, la transmite al stub atravesando el dieléctrico, recorre la línea, se refleja y vuelve a transmitirse al parche resonante, desde donde se radia. Se ha demostrado su funcionamiento en diseños como el de [11].

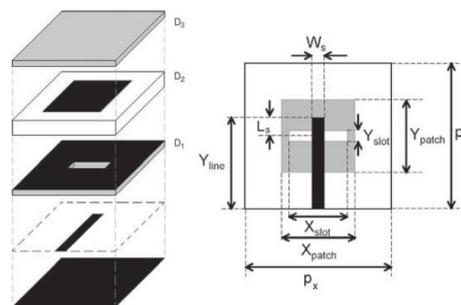


Fig. 5 Dibujos esquemáticos de la estructura desglosada de acoplo de parches

A pesar de que tiene un principio de funcionamiento similar al de la primera técnica introducida, el hecho de situar el stub al otro lado del plano de masa tiene una serie de ventajas. Mientras antes la longitud del stub se veía limitada por el espacio disponible en la celda periódica del elemento, ahora existe mucho más espacio, por lo que se pueden conseguir desfases mayores. Además, la radiación espuria producida en el stub se refleja en el sentido opuesto al que se genera el haz principal de la antena, y se puede eliminar situando un segundo plano de masa detrás de la estructura completa.

El proceso de diseño consiste en ajustar las dimensiones del parche para que resuene a la frecuencia deseada. Seguidamente, se ajustan las dimensiones de la apertura para obtener la impedancia de entrada deseada y se usa el stub para compensar la parte imaginaria de dicha impedancia. El espesor del dieléctrico es importante para conseguir una buena adaptación de impedancias.

1.1.5 Tecnología Reflectarray de Doble Banda

Como ya se ha señalado, una importante limitación que impone el uso de reflectarrays convencionales es la falta de flexibilidad en términos de frecuencia, debido al estrecho ancho de banda en el que son capaces de trabajar, mientras que los reflectores parabólicos, mediante su superficie curva, son capaces de reflejar un número ilimitado de frecuencias y conseguir un frente de fase plano para todas ellas. Es por ello que existen una serie de técnicas para reflectarrays de una sola capa y para reflectarrays de dos capas que permiten el funcionamiento de la antena a dos bandas.

Con una sola capa: esta técnica está basada en la combinación de elementos con diferentes geometrías impresos sobre una misma capa de dieléctrico, donde cada tipo de elemento se utiliza para controlar la respuesta en fase de la antena en una banda de frecuencias distinta (por ejemplo, se podrían utilizar dipolos para una banda y parches para otra). Esto conlleva que exista una diferencia en las dimensiones de dichos elementos, para que unos resuenen a una frecuencia y otros a otra. La ventaja principal de esta técnica es que se reducen el peso y el volumen ocupado por la antena, así como la complejidad y los costes de su fabricación, al requerir de una sola capa para funcionar en las dos bandas. Como inconveniente principal, hay que señalar que su funcionamiento tiene peores resultados que si se utilizasen varias capas, una para cada frecuencia. Una aplicación de esta técnica se puede ver en [12].

Con dos capas: esta es la técnica empleada en el diseño del presente proyecto. En este caso, cada capa se dedica a una banda de frecuencias y sus elementos se diseñan de forma independiente mediante la técnica de variación de sus dimensiones. En este caso, el diseño cambia según si la capa superior se dedica a la banda de frecuencias altas y la capa inferior se dedica a la banda de frecuencias bajas o viceversa.

- *Elementos de alta frecuencia sobre elementos de baja frecuencia:* puesto que las dimensiones de los elementos resonantes son directamente proporcionales a la longitud de onda, los elementos de la capa inferior (frecuencias bajas) son bastante más grandes que los de la capa superior (frecuencias altas). De esta forma, los elementos de la capa de abajo actúan como plano de masa de los parches de la capa de arriba a frecuencias altas, mientras que a frecuencias bajas, los elementos de la capa superior son invisibles y los elementos de la capa inferior utilizan como plano de masa el plano convencional.

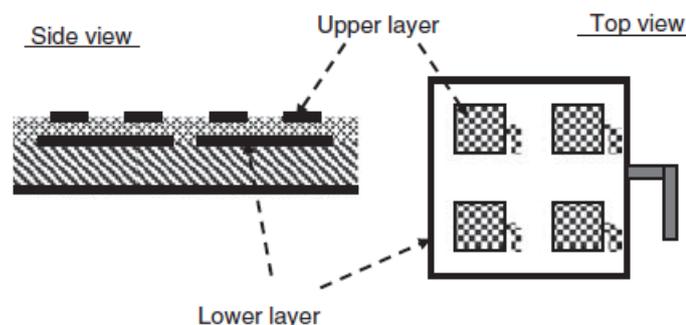


Fig. 6 Dibujos esquemáticos de elementos de alta frecuencia sobre elementos de baja frecuencia

En el dibujo del diseño presentado [13] se observa que el parche de la capa inferior tiene un stub para controlar el desfase de la señal. Esto es así, porque si se variasen las dimensiones del parche para controlar el desfase, éstas podrían no ser suficientes para actuar como plano de masa de los parches superiores. Por ello, se fijan sus dimensiones y se utilizan stubs.

- *Elementos de baja frecuencia sobre elementos de alta frecuencia:* en este caso, el uso de parches no daría buenos resultados, puesto que los elementos de mayores dimensiones (capa superior) bloquearían la banda de frecuencias altas. Es necesario el uso de elementos eléctricamente pequeños y, por tanto, transparentes a las altas frecuencias, como anillos microstrip o dipolos cruzados que ocupan un menor espacio físico debido su fino espesor. Un ejemplo es el de la figura siguiente [14].

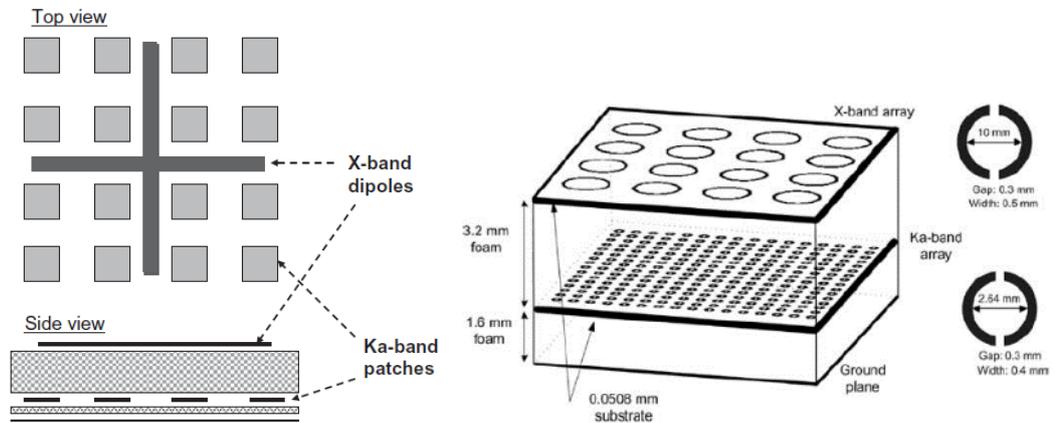


Fig. 7 Dibujos esquemáticos de elementos de baja frecuencia sobre elementos de alta frecuencia

1.1.6 Técnicas de Control Independiente de cada Polarización

Otra capacidad interesante que se puede explotar en el uso de la tecnología reflectarray es el control independiente de las polarizaciones, que permite generar haces independientes en cada una de ellas con el mismo alimentador. La forma de hacerlo es el uso de una determinada geometría del elemento. En general, resulta más sencillo trabajar con polarizaciones lineales ortogonales que con polarizaciones circulares.

- **Polarizaciones lineales:** mediante el uso de agrupaciones de dipolos ortogonales o parches rectangulares, es posible controlar de forma independiente la fase introducida en cada una de las polarizaciones lineales con las que incide el campo (ajustando la longitud de los dipolos o las dimensiones de los parches). Para obtener el mejor funcionamiento posible, los dipolos o el parche (las dimensiones de su superficie) deben estar orientados en la dirección en la que incide el campo. En este proyecto, el elemento reflectarray estará basado en conjuntos de dipolos ortogonales, de forma similar a en [2].
- **Polarizaciones circulares:** en este caso resulta más difícil conseguir un control independiente de cada polarización circular. Por ejemplo, el uso de elementos impresos con forma de anillo produciría la misma respuesta tanto en polarización circular a izquierdas como a derechas. Una forma de controlar ambas polarizaciones circulares ortogonales es descomponiéndolas en sus componentes lineales utilizando, de nuevo, elementos como dipolos o parches rectangulares, para llevar a cabo un control de fase independiente en cada una de ellas. La técnica llevada a cabo en este proyecto está basada en este principio, demostrado en [3] [6].

1.1.7 Aplicaciones de las Antenas Reflectarray

Aquí se hace un resumen de algunas de las aplicaciones más relevantes de las antenas reflectarray con tecnología impresa.

- **Reflectarrays inflables/de membranas finas:** futuras misiones espaciales que involucran comunicaciones a mayor distancia, mayor cantidad de datos y mayor resolución, requieren sistemas de mayor ganancia y apertura. Al mismo tiempo, es importante minimizar el coste de lanzamiento de las naves, por lo que es importante reducir el peso y el espacio ocupado

por la antena antes de ser desplegada. Debido a la falta de anchura de barrido de haz presente en reflectores parabólicos desplegados, se ha desarrollado esta tecnología. Se trata de antenas cuya estructura de sujeción del alimentador está formada por tubos que se hinchan durante el despliegue (ver [15]).

- **Reflectarrays de haz conformado para uso espacial:** su principio de funcionamiento está basado en controlar convenientemente el cambio de fase de los elementos para dar una determinada forma al haz y así iluminar una zona específica de la Tierra. Entre las aplicaciones más comunes se encuentra la difusión directa de contenido por satélite (DBS). La ventaja que ofrecen es que permiten una reducción importante de los costes de fabricación de la antena al eliminar la necesidad propia de los reflectores de fabricar un molde metálico específico según la forma de la cobertura (ver un ejemplo en [16]).
- **Reflectarrays multihaz:** esta tecnología permite que la misma antena genere varios haces en distintas direcciones, tanto con el uso de un solo alimentador como de múltiples alimentadores. La ventaja frente a los reflectores multi-alimentados reside en la posibilidad de obtener cualquier cambio de fase en el elemento de forma independiente para cada polarización. La distribución de campo requerida usando un solo alimentador se obtiene por superposición de las distribuciones asociadas a cada uno de los haces individuales, mientras que si se usan varios alimentadores, simplemente se coloca cada uno de ellos con diferente offset respecto al centro de la antena y la reflexión del haz se produce en una dirección distinta. Un diseño con 3 haces se presenta en [17].
- **Reflectarrays con amplificación:** los parches reciben la energía iluminada por el alimentador, transmiten la señal a un amplificador a través de una ranura de acoplamiento y reradia la energía a través de un puerto ortogonal que cambia a otra polarización lineal (ver [18]).
- **Reflectarrays en configuraciones dobles (Cassegrain, Gregoriano, etc.):** hacen uso de subreflectores, por lo que desde el punto de vista óptico tienen un funcionamiento similar a las antenas de doble reflector, además de una serie de ventajas. Este tipo de antenas pueden ocupar menos espacio que los reflectores debido a su superficie plana. Por otro lado, la geometría de la antena permite eliminar el bloqueo de señal producido por el subreflector (ver [19]).
- **Reflectarrays con barrido de haz:** aprovechan la importante ventaja de introducir barrido de haz mediante la incorporación de controladores de fase de bajas pérdidas en cada uno de los elementos del reflectarray. Esto permite evitar el uso de módulos de transmisión y recepción independientes, necesarios en arrays de fase convencionales, reduciéndose el coste. Ver un ejemplo de diseño en [20].

1.1.8 Introducción al caso abordado en el presente proyecto

El diseño de la antena reflectarray desarrollada se basa en la combinación de algunas de las técnicas explicadas anteriormente, aunque con algunas modificaciones.

Por un lado, utiliza la técnica de variación de las dimensiones de los elementos para conseguir el cambio de fase deseado en cada uno de ellos. La diferencia con respecto al caso explicado es que, en vez de tratarse de parches, los elementos radiantes son dipolos. Lo que se hace es disponer dipolos en las direcciones X e Y del plano del reflectarray alternados en celdas periódicas para trabajar con las dos polarizaciones lineales radiadas por el alimentador. De esta forma, se alternan celdas periódicas de dipolos horizontales con celdas periódicas de dipolos verticales.

Por otro lado, debido a que la aplicación de este reflectarray es la transmisión y recepción de datos vía satélite desde tierra, debe contar con dos bandas independientes de trabajo, una para el enlace descendente y otra para el ascendente. Es por ello que se va a recurrir a la técnica de uso de dos capas, cada una dedicada a una banda, donde los elementos que controlan la respuesta en fase a las frecuencias altas se encuentran sobre los elementos que controlan la respuesta en fase a las frecuencias bajas.

Por tanto, el reflectarray diseñado cuenta con dos capas, cada una dedicada a una banda, donde se alternan dipolos horizontales y dipolos verticales. Estos dipolos son más largos en la capa inferior que en la superior, de manera que actúan como plano de masa de los dipolos de la capa superior a las

frecuencias altas. En el apartado de desarrollo del proyecto se presentarán los detalles de la geometría del reflectarray (apartado 2).

1.2 OBJETIVOS

El objetivo del presente Trabajo de Fin de Grado es realizar un diseño de antena reflectarray para comunicaciones vía satélite (banda Ka) que trabaje en doble banda y con doble polarización circular ortogonal mediante tecnología de elementos impresos y sin necesidad de utilizar un polarizador conectado al alimentador.

Se presentarán dos diseños distintos capaces de trabajar en doble polarización circular ortogonal. Uno funciona mediante el uso de dicho componente polarizador y el otro prescinde del mismo. Posteriormente, se compararán ambos con el fin de resaltar las ventajas que ofrece la técnica utilizada en el segundo diseño.

Para trabajar en doble banda, dichos diseños deberán contar con dos capas independientes de dipolos y dieléctrico, cada una destinada a una banda.

Además, para poder reflejar adecuadamente las dos componentes ortogonales, X e Y, del campo incidente radiado por la bocina, cada una de las capas deberá contar con celdas de dipolos en la dirección X y celdas de dipolos en la dirección Y, intercaladas entre sí con una separación de medio periodo de celda tanto en la dirección del eje X como en la del eje Y.

Por otro lado, ambos diseños deberán cumplir con una serie de criterios que maximicen su eficiencia y optimicen su funcionamiento, resolviendo los inconvenientes producidos por la tecnología de reflectores:

- Dimensiones: se busca obtener diseños compactos que faciliten la fabricación e instalación de la antena. Se ha escogido como límite una superficie del reflectarray de 20 cm x 20 cm.
- Ganancia: para la aplicación de enlace satelital, es necesario obtener una ganancia mínima de unos 30 dB en el terminal terrestre, una de las características más importantes del diseño.
- Lóbulos secundarios: es necesario minimizar el nivel de los lóbulos secundarios. Se ha establecido como objetivo un nivel de los lóbulos 15 dB por debajo del haz principal.
- Radiación contrapolar: para minimizar las interferencias sobre la polarización en la que se trabaja, se ha marcado como objetivo un aislamiento de contrapolar mayor o igual a 30 dB para el diseño que trabaja con polarizador (puesto que el polarizador disminuye el aislamiento a unos 20 dB, típicamente), y mayor o igual a 20 dB para el diseño que realiza la transformación de polarización en su superficie.
- Material dieléctrico: debido a que en un futuro se evaluará alguna de las antenas propuestas, el diseño debe ser realizado con un material capaz de ser fabricado mediante deposición de capas (fabricación aditiva) en impresión 3D.

2 DESARROLLO

En este apartado se explica en detalle el proceso seguido para el diseño de la antena reflectarray. Esta antena está pensada para ser embarcada en un equipo de tierra para la transmisión y recepción de datos vía satélite, de forma que le permita trabajar en las bandas de 19,2 - 20,2 GHz (enlace descendente) y 29,25 - 29,75 GHz (enlace ascendente) en polarización dual circular. La aplicación a la que está orientado el uso de la antena es la de servir como terminal de usuario, tanto para establecer una conexión de acceso a internet por satélite como para recepción de contenido de difusión a través de satélite (Direct Broadcast Satellite). La capacidad de trabajo en polarización circular de la antena se puede lograr, bien mediante un alimentador que, gracias a un polarizador ilumine al reflectarray en polarización circular, o bien de forma simplificada, implementando un polarizador en la superficie del reflectarray que transforme las dos polarizaciones lineales ortogonales radiadas por la bocina en polarización circular una vez la energía es reflejada en su superficie. Es necesario, para ello, que el reflectarray cuente con una determinada geometría. Por un lado, para poder trabajar con las dos polarizaciones lineales ortogonales incidentes, se intercalan celdas periódicas de dipolos horizontales con celdas periódicas de dipolos verticales. Por otro lado, para conseguir que la antena trabaje a las dos bandas, es necesario contar con dos capas de dipolos orientados como se ha mencionado. La capa inferior, que se utilizará para la banda de 19,7 GHz, cuenta con dipolos más grandes que los de la capa superior, que se utilizará para la banda de 29,5 GHz. De esta forma, los dipolos grandes actúan como plano de masa de los dipolos pequeños. En la siguiente figura (extraída de la referencia [2]) se representa de forma gráfica la geometría de la antena:

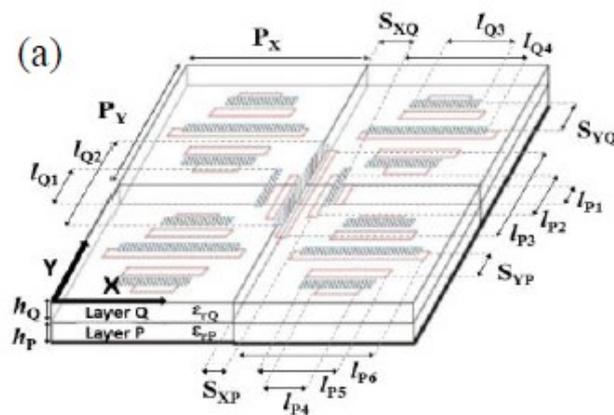


Fig. 8 Dibujo esquemático de disposición de los elementos del diseño realizado en este proyecto

La razón de utilizar 5 dipolos en la capa inferior y 3 dipolos en la capa superior es la mejora del funcionamiento en un mayor ancho de banda. Como ya se ha explicado, el ancho de banda de la antena queda limitado, además de por la diferencia de retardo espacial en antenas eléctricamente grandes, por el ancho de banda del propio elemento. Una forma de aumentar este último es el uso de varios dipolos en paralelo separados adecuadamente, de forma que su acoplo genere mayor número de resonancias dando un carácter más lineal a la curva de fase del elemento. Esto es equivalente, por ejemplo, a utilizar dos o más capas de parches rectangulares apilados de forma que las distintas resonancias concedan un carácter lineal a la curva de fase sin perder rango de variación de fase. La ventaja de utilizar dipolos es que las resonancias se producen en el mismo plano, por lo que se reduce el volumen y el peso de la antena, así como los costes de fabricación.

Se desea conseguir una antena reflectarray cuadrada de tamaño moderado, de forma que sea fácilmente desplegable y cuente con un volumen y un peso moderados, cuyo haz apunte en una dirección de 13° en el plano de elevación (plano XZ) respecto al eje perpendicular al plano del reflectarray. Para ello, se va a recurrir a la técnica de variación del tamaño de los dipolos para conseguir la distribución de fase adecuada que permita apuntar el haz en la dirección deseada. También, se espera conseguir una ganancia de en torno a 30 dB, aceptable en este tipo de antenas para comunicaciones a larga distancia, como lo es un enlace de comunicaciones satelitales.

Otro requisito que debe cumplir este diseño es que se pueda fabricar mediante el novedoso método de fabricación aditiva de impresión 3D.

En anteriores investigaciones [2], ya se han conseguido diseños con los requisitos especificados, a excepción de la posibilidad de fabricarlo mediante dicha técnica, ya que el material dieléctrico utilizado se fabricaba utilizando láminas de entre 500 y 700 micras de espesor, y no ofrecía la flexibilidad que ofrece la fabricación aditiva, que es capaz de trabajar con capas de 100 micras. Obviamente, el uso de este tipo de fabricación, conlleva el empleo de materiales dieléctricos específicos.

Para realizar las simulaciones y cálculos necesarios para el diseño de la antena reflectarray se va a hacer uso del software implementado por el Grupo de Electromagnetismo Aplicado (GEA) del Departamento de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones, “Software Tool for Advance Reflectarray Design from UPM (STARD_UPM)”.

Este programa maneja los lenguajes de programación Fortran y Matlab. Por un lado, el código Fortran consiste en una serie de módulos destinados a realizar diferentes funciones (diseño preliminar, cálculo de curvas de fase de la celda reflectarray, diseño de la capa inferior, diseño de la capa superior, etc.) que, a partir de una serie de ficheros de entrada .dat, genera una serie de ficheros de salida .dat (mediante funciones .for) con los resultados de los cálculos realizados. Por otro lado, el código Matlab se encarga exclusivamente de representar gráficamente los ficheros de salida .dat del código Fortran de la manera más adecuada posible. Para más información, se recomienda consultar el anexo 3 (6.3) tras leer el cuerpo del documento. En él se describe de forma cualitativa el funcionamiento del programa.

Típicamente, en antenas de tipo array, el proceso para realizar el diseño completo se divide en el diseño del elemento y el posterior diseño de la antena completa. Ambos se explican y detallan a continuación.

2.1 ESTUDIO PARAMÉTRICO Y DISEÑO DEL ELEMENTO

El estudio paramétrico es el primer paso del diseño de la antena reflectarray. Se pretende caracterizar adecuadamente el elemento de la antena, de forma que se consigan cumplir tres objetivos fundamentales para el buen diseño del conjunto.

Objetivos de diseño:

1. Minimizar las pérdidas de la antena, que afectan directamente a la ganancia de la misma. Para ello, las pérdidas del elemento no deben ser superiores a 0,5 dB. Además del diseño adecuado, se han escogido los materiales con menos pérdidas, entre aquellos disponibles para la técnica de fabricación seleccionada.
2. Maximizar el ancho de banda. En este caso, la aplicación para la que ha sido diseñada la antena (enlace satelital) no exige un ancho de banda demasiado grande. La antena deberá tener unos buenos diagramas de radiación en unos valores de ancho de banda mínimos de 1 GHz en la banda de 19,7 GHz (enlace descendente) y de 0,5 GHz en la banda de 29,5 GHz (enlace ascendente). Hay que tener en cuenta que, aunque no se trata de valores muy altos (1,5% – 5%), la ventaja principal de esta antena es la de trabajar a dos bandas de frecuencia y en polarización dual circular de forma simultánea, y eso complica la optimización del ancho de banda, como se verá más adelante.
3. Minimizar el tamaño de la antena para tener unos bajos costes de despliegue y fabricación, preferiblemente, sin sobrepasar una superficie de antena de 20 cm x 20 cm. Esto limita de forma directa las dimensiones de la celda periódica del elemento.

Vamos a definir el elemento como todo aquello dentro del espacio delimitado por la celda periódica. Esto es, el elemento radiante de ambas capas (en este caso, los dipolos), las capas de material dieléctrico y el plano de masa. A continuación se enumeran los parámetros que influyen en el diseño del elemento:

- Longitud de los dipolos
- Espesor de las capas del sustrato de dieléctrico
- Constante dieléctrica del material y tangente de pérdidas
- Dimensiones de la celda periódica
- Separación entre dipolos

- Anchura de los dipolos

Es importante indicar que la longitud de los dipolos y las dimensiones de la celda periódica son parámetros dependientes entre sí. Una celda demasiado grande en comparación a la longitud de los dipolos ocasiona que la separación entre dipolos de celdas consecutivas sea también grande. Esto puede suponer la aparición de lóbulos de difracción en direcciones de apuntamiento distintas a la de interés. Por esa razón, ambos parámetros se ajustan “en paralelo”.

Del total de los seis parámetros, se han fijado desde el inicio los dos últimos:

- En primer lugar, con el objetivo de conseguir un acoplo adecuado entre dipolos que genere más de una resonancia, la separación de centro a centro entre dipolos de la capa inferior será de 500 micras (0,5 mm), y entre dipolos de la capa superior será de 1000 micras (1 mm).
- En segundo lugar, la anchura de los dipolos se ha fijado en 250 micras (0,25 mm).

Cabe mencionar que el espesor de los dipolos es considerado despreciable en el método de cálculo utilizado por el software. A las frecuencias a las que trabaja la antena, esta es una buena aproximación.

En cuanto a la disposición de los dipolos, es necesario señalar que, como se observa en la Fig. 8, cada elemento no cuenta únicamente con un dipolo central, si no con dipolos laterales (4 en la capa inferior y 2 en la superior). La razón de esta disposición se explica más detalladamente un poco más adelante, en el apartado de Metodología General.

Curvas de fase

Para realizar un diseño adecuado del elemento, es fundamental el análisis de las curvas de fase de la celda reflectarray, donde con fase nos referimos a la deducida en el apartado 1.1.2. Como ya hemos explicado, el apuntamiento del haz de la antena en una determinada dirección del espacio se consigue mediante el cambio de fase adecuado introducido por cada uno de los elementos de forma individual, de acuerdo con la teoría de arrays y considerando la fase del campo incidente. Este desfase va a depender principalmente de la longitud de los dipolos. Se va a definir un rango de longitudes para cada capa del reflectarray. Este rango representa los valores de longitud que puede tomar el dipolo. Pues bien, las curvas de fase del elemento representan en el eje Y el cambio de fase introducido por un elemento (eje Y) cuando tiene una longitud determinada dentro del rango de longitudes en el que está definido (eje X).

Primero, las curvas de fase deben presentar un rango suficiente de variación de fase para el rango de longitudes fijado, de 360° como mínimo. Esto es así, porque una vez se diseñe el reflectarray completo, lo que implica fijar la longitud de los dipolos en cada uno de los elementos, nos aseguramos de poder obtener cualquier desplazamiento de fase deseado sin más que ajustar las longitudes de los dipolos de las que disponemos. Con un rango de cambio de fase de 250° , si el diseño requiriese que el elemento ($x=25$, $y=3$) produjese un cambio de fase de -270° , no sería posible obtenerlo con ninguna de las longitudes del rango.

Segundo, es importante que las curvas de fase sean lo más lineales posible. Como ya se ha visto, el ancho de banda del elemento es estrecho, y eso se traduce en curvas de fase con grandes pendientes alrededor de la longitud de resonancia y con bajas pendientes en los extremos de la curva. Esto hace que pequeñas variaciones de frecuencia resulten en variaciones grandes de la fase del coeficiente de reflexión del elemento y, por tanto, de la distribución de fase del reflectarray, distorsionando los diagramas de radiación de la antena y limitando el ancho de banda de trabajo de la misma. También, la falta de linealidad hace que el elemento sea más sensible a errores de fabricación, ya que un pequeño cambio en la longitud da lugar a un error de fase notable. Por ello, el papel de la linealidad de las curvas de fase es muy importante. El hecho de colocar varios dipolos en paralelo y de utilizar dos capas de dieléctrico crea una estructura multiresonante que resulta en un rango de variación de fase muy grande y, al mismo tiempo, permite obtener curvas de fase más lineales, especialmente, si las resonancias se encuentran próximas en la curva de fase.

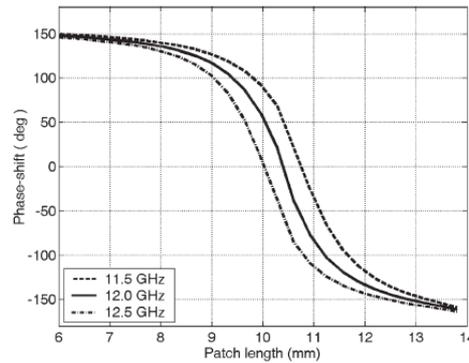


Fig. 9 Ejemplo de gráfica de curvas de fase con una resonancia

Curvas de pérdidas

Otro tipo de gráficas de gran importancia para un correcto análisis del elemento son las curvas de pérdidas por reflexión, que simplemente representan el módulo del coeficiente de reflexión del elemento reflectarray atendiendo a sus características físicas (eje Y), en función del rango de longitudes que pueden tomar los dipolos (eje X). Esto influye de forma directa sobre la ganancia que es capaz de proporcionar la antena, por lo que es recomendable reducir las pérdidas al máximo. Una curva de pérdidas de reflexión típica muestra un mínimo para las longitudes de los dipolos para las que se producen resonancias, como es lógico, ya que es cuando el elemento radia energía (de la cual, un porcentaje se pierde).

Cabe destacar que, en este caso concreto, puesto que cada elemento en cada capa consta de varios dipolos en paralelo, el rango de longitudes de las curvas de fase y de pérdidas (eje X) representa las longitudes que puede tomar el dipolo central de cada una de las capas del elemento.

Metodología general

El estudio paramétrico que nos ocupa está basado en un análisis de los dos tipos de representación gráfica que se acaban de explicar.

De los parámetros inicialmente explicados que afectan al diseño del elemento, el estudio se ha centrado en la variación de tres de ellos, por ser los más influyentes:

- *Constante dieléctrica del medio:* el sustrato principal a utilizar se ha seleccionado evaluando la magnitud de su tangente de pérdidas, que representa las pérdidas del material, las cuales deben ser mínimas, como ya se ha explicado. Cabe mencionar que dicha selección se ha hecho de entre algunos materiales aptos para la fabricación aditiva. Por otro lado, la permitividad relativa del medio influye en la forma de las curvas de fase del elemento. A mayor permitividad relativa, menor es la longitud de onda y mayor es la longitud eléctrica de los dipolos.
- *Espesor de las capas de dieléctrico:* recordemos que la fabricación aditiva nos permite ajustar el espesor de las capas con una resolución de 100 micras. Como se analiza detalladamente en [7], cuanto menor es el espesor del dieléctrico, mayor es el rango de variación de fase que se obtiene, pero la curva pierde linealidad, lo que resulta en un ancho de banda estrecho del elemento. Reducir el espesor del sustrato equivale a aumentar la constante dieléctrica del medio. El criterio que se ha seguido para fijar el espesor de ambas capas consiste en encontrar un compromiso entre rango de variación de fase y linealidad de la curva de fase.
- *Tamaño del dipolo central y escalado de los dipolos laterales:* el control de la longitud de los dipolos laterales se realiza en el programa mediante un factor de escalado menor que 1 respecto a la longitud del dipolo central. Se trata de maximizar el tamaño de los dipolos laterales para que sean lo más parecidos al central, y así su resonancia esté más cerca de la del dipolo central, haciendo la curva de fase más lineal. Sin embargo, el tamaño de los dipolos se ve limitado por el tamaño de la celda periódica y por la existencia de acoplo de dipolos ortogonales en las celdas contiguas. Se ha establecido una separación mínima entre dipolos de celdas contiguas de 100 micras, para evitar posibles contactos debidos a las

tolerancias (margen de error en la fabricación) en el fotograbado de los dipolos. Esta condición la deben cumplir, sobre todo, los dipolos de la capa inferior, ya que son los más largos. La geometría de la celda se ilustra a continuación:

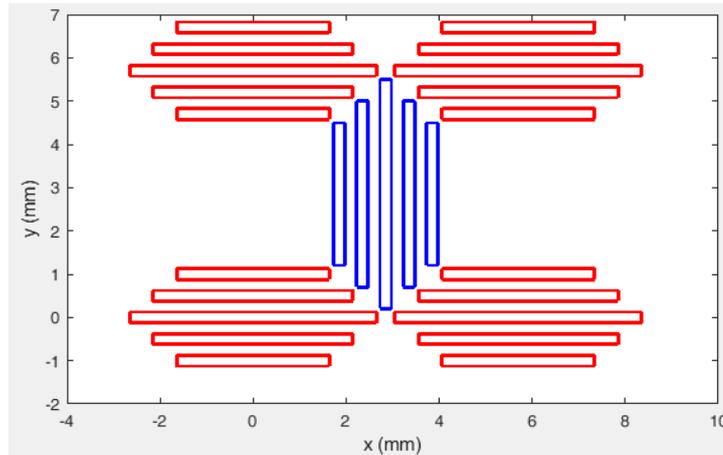


Fig. 10 Vista superior de la disposición de los dipolos de la capa inferior cuando se maximizan sus longitudes

Se han realizado una serie de comparativas de diferentes materiales de substrato dieléctrico que pueden ser utilizados para la fabricación aditiva y que, además, son adaptables a fabricación mediante impresoras 3D, al tiempo que se han ido modificando estos tres parámetros. De estos materiales, se han seleccionado el Policarbonato, el ABS y el ABS White en base a la tabla III de [5] para su estudio, cuyos resultados se presentarán y analizarán más adelante.

Como se ha dicho en la introducción, los dipolos de la capa inferior actúan aproximadamente como plano de masa (coeficiente de reflexión -1) de los dipolos de la capa superior a 29,5 GHz. Por tanto, el buen diseño de los dipolos de la capa inferior (19,7 GHz) es fundamental para poder optar a un buen funcionamiento de los dipolos de la capa superior (29,5 GHz). El tamaño de los dipolos de la capa inferior se debe intentar ajustar lo máximo posible al espacio disponible en la celda periódica. Esto es así porque una separación demasiado grande entre dipolos puede ocasionar que se originen lóbulos de difracción en direcciones de apuntamiento distintas a la de interés. Por ello, es importante contar primero con el diseño de la capa inferior.

Por esta razón, el estudio paramétrico comienza por el análisis del elemento a la frecuencia de 19,7 GHz. Mediante el software, se fijan las longitudes de los dipolos de la capa superior a un valor razonable, teniendo en cuenta que la longitud (de los dipolos centrales) debe ser cercana a la mitad de la longitud de onda. De esta forma, para el análisis de la capa inferior, el programa ya considera el efecto de la capa superior. De forma similar ocurre cuando se diseña la capa superior del elemento.

En cuanto a la incidencia de la señal, el diseño se realiza para una incidencia normal ($\theta = 0$, $\varphi = 0$) sobre la superficie del reflectarray. Posteriormente se analiza su comportamiento cuando la incidencia es oblicua, y se descarta en caso de empeorar mucho. A continuación se presentan unos diagramas de colores que muestran el ángulo de incidencia del campo radiado por el alimentador respecto a la recta perpendicular al plano del reflectarray para cada elemento del reflectarray según su posición (correspondiente al reflectarray que se diseñará más adelante):

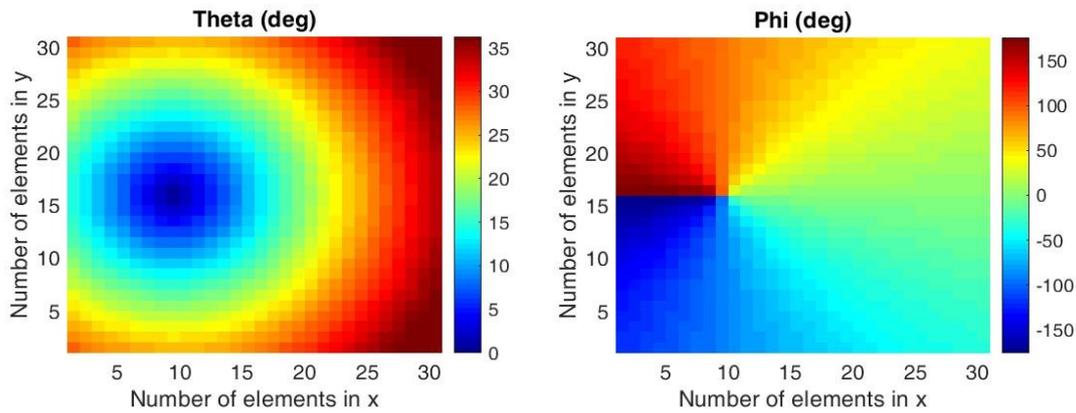


Fig. 11 Valores de los ángulos de incidencia Theta y Phi para el diseño realizado de 900 elementos

2.1.1 Comparativa de Diseños

Se han realizado diferentes diseños del elemento variando los parámetros antes mencionados en el apartado de Metodología General, donde la celda reflectarray periódica tiene una estructura como la representada en la Fig. 8.

2.1.1.1 ABS y ABS White

Primer diseño:

- Tamaño de celda periódica: 6,5 mm x 6,5 mm
- Rango de longitudes de dipolos de la capa inferior: 4,9 mm a 6,2 mm
- Rango de longitudes de dipolos de la capa superior: 3,0 mm a 4,0 mm
- Espesor del sustrato de dieléctrico de la capa inferior: 1,5 mm
- Espesor del sustrato de dieléctrico de la capa superior: 0,76 mm
- Escalado de los dipolos laterales respecto al central de la capa inferior: 0,8 para los dos más cercanos al central y 0,65 para los dos extremos
- Escalado de los dipolos laterales respecto al central de la capa superior: 0,8 para los dos dipolos laterales
- Dieléctrico de la capa inferior: ABS White
- Dieléctrico de la capa superior: ABS White

En primer lugar, se ha tratado de hacer un diseño de los dipolos situados en la capa inferior del elemento, la cual trabaja a 19,7 GHz, utilizando como material para las dos capas de sustrato el ABS White. Los resultados obtenidos considerando incidencia normal han sido los siguientes:

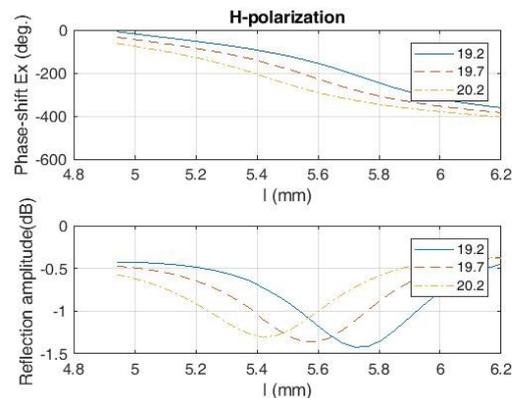


Fig. 12 Curvas de fase y pérdidas a 19,7 GHz para ABS White en las dos capas con $\theta = 0$, $\phi = 0$

Es importante mencionar que, como las simulaciones se han realizado para incidencia normal, las curvas son idénticas para ambas polarizaciones, por lo que sólo se ha presentado la correspondiente a polarización horizontal.

A pesar de presentar una curva lineal, el rango de variación de fase a la frecuencia central y a las de los extremos de la banda es de 350° , lo cual se podría mejorar, y las pérdidas son excesivas respecto a los objetivos establecidos de un máximo de 0,5 dB.

Puesto que los resultados a la frecuencia de 19,7 GHz (banda inferior) no tenían buenas características, no procede mostrar las simulaciones a la frecuencia de 29,5 GHz, puesto que es necesario obtener un buen diseño en ambas bandas de frecuencia (19,7 GHz y 29,5 GHz). Además, se prevé un mal comportamiento a 29,5 GHz, puesto que, como se ha explicado antes, para optar a un buen diseño de los dipolos de la capa superior, es necesario contar con un buen diseño de los dipolos de la capa inferior.

Diseños Posteriores:

Posteriormente, se han tratado de combinar los materiales ABS y ABS White, utilizando un material en la capa inferior y otro en la superior, para tratar de obtener mejores resultados. Sin embargo, mientras el rango de variación de fase puede mejorarse mediante la disminución del espesor del dieléctrico en ambas capas, las pérdidas siguen siendo excesivas. Se han hecho otras combinaciones de materiales con baja tangente de pérdidas con ABS White, pero las pérdidas apenas disminuyen. Se ha llegado a la conclusión de que la tangente de pérdidas de estos dos materiales (ABS y ABS White) es muy alta. Por ello, ha habido que pensar en otros materiales con una tangente de pérdidas menor.

2.1.1.2 Policarbonato

Debido al desfavorable comportamiento del material ABS en términos de pérdidas, se ha considerado el policarbonato como sustituto debido a que su tangente de pérdidas es de un orden de magnitud inferior. Se han obtenido dos diseños con buenas características utilizando dicho material en ambas capas, el cual tiene una $\epsilon_r = 2,8$ y una tangente de pérdidas $\tan(\delta) = 0,0005$. Se van a presentar los resultados obtenidos de ambos diseños a continuación.

Primer Diseño:

- Tamaño de celda periódica: 6,2 mm x 6,2 mm
- Rango de longitudes de dipolos de la capa inferior: 4,0 mm a 5,8 mm
- Rango de longitudes de dipolos de la capa superior: 2,9 mm a 4,0 mm
- Espesor del sustrato de dieléctrico de la capa inferior: 1,5 mm
- Espesor del sustrato de dieléctrico de la capa superior: 0,7 mm
- Escalado de los dipolos laterales respecto al central de la capa inferior: 0,82 para los dos más cercanos al central y 0,65 para los dos extremos
- Escalado de los dipolos laterales respecto al central de la capa superior: 0,82 para los dos dipolos laterales
- Dieléctrico de la capa inferior: Policarbonato
- Dieléctrico de la capa superior: Policarbonato

A continuación se presentan las curvas de fase y de pérdidas a las frecuencias centrales de ambas bandas, así como en los extremos, para una incidencia normal:

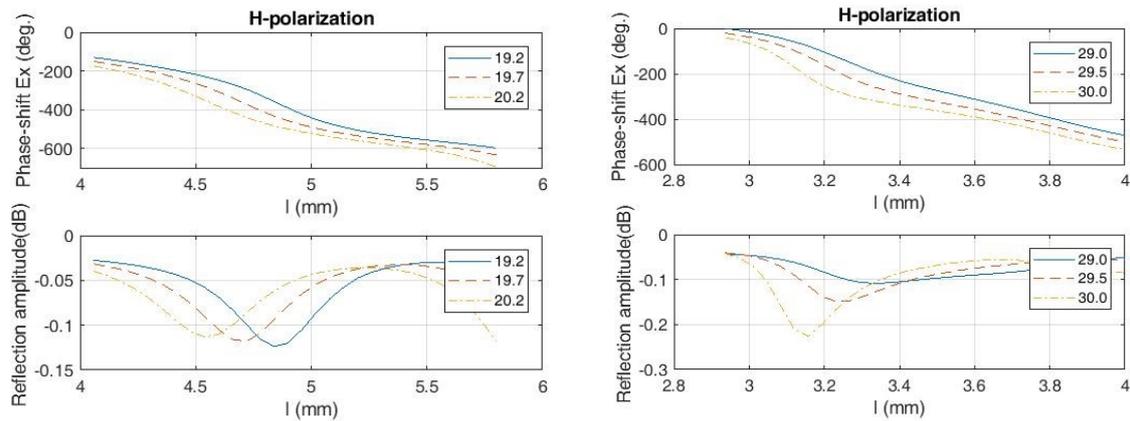


Fig. 13 Curvas de fase y pérdidas a 19,7 GHz (izq) y 29,5 GHz (der) con $\theta = 0, \varphi = 0$

Como se puede observar, con incidencia normal, las curvas de fase presentan un rango de cambio de fase bastante superior a 360° (no menos de 400°), además de un comportamiento muy lineal, tanto a 19,7 GHz como a 29,5 GHz. En cuanto a las curvas de pérdidas, un valor en torno a 0,1 dB en la capa inferior y en torno a 0,2 dB en la superior es más que aceptable.

En cuanto a la incidencia oblicua, se han analizado varios casos distintos, atendiendo al nivel de iluminación que van a recibir los elementos para los que el campo incide con un determinado ángulo. Si el ángulo de incidencia se corresponde a un elemento que se encuentra en el borde, y que no se va a iluminar demasiado, el hecho de que presente malos comportamientos con ese ángulo de incidencia, no es tan grave como si ocurriese con un elemento situado en el centro del reflectarray. A continuación se presentan los casos analizados:

$\theta = 15, \varphi = 45$

De los casos que se van a mostrar, éste es el caso que, a priori, debe presentar mejores resultados, puesto que el elemento se encuentra cercano al centro del reflectarray. Se puede observar que, aunque las pérdidas han aumentado en la banda inferior, el rango de cambio de fase sigue siendo alto y las curvas de fase siguen mostrando linealidad. En cuanto a la banda superior, se estropean mucho las curvas, debido a un fenómeno conocido como cambio de polarización. Se observan unas pérdidas de entre 8 y 20 dB a la frecuencia central y a la frecuencia de los extremos de la banda, debido a que toda la energía de esta polarización se ha visto trasladada a la contrapolar. Este se ha considerado un caso crítico, que no representa el comportamiento de la mayoría de los elementos en condiciones normales.

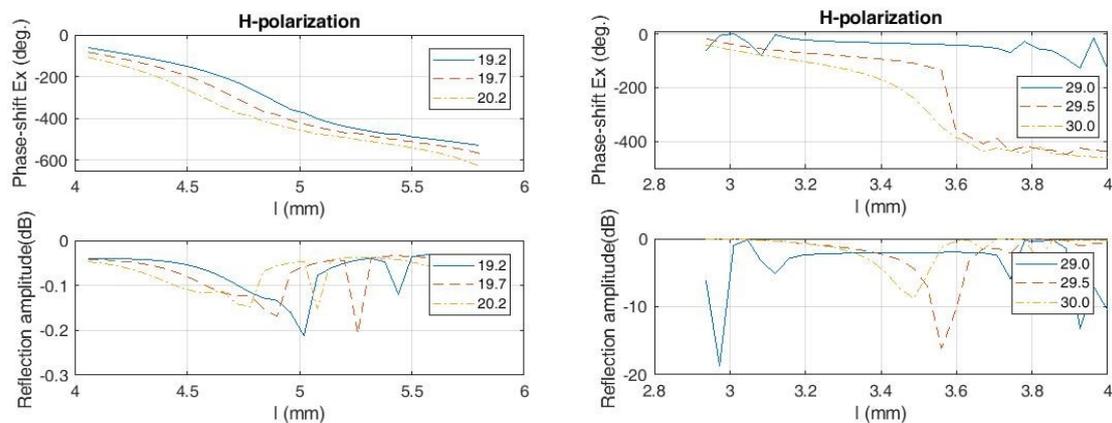


Fig. 14 Curvas de fase y pérdidas a 19,7 GHz (izq) y 29,5 GHz (der) con $\theta = 15, \varphi = 45$

Puesto que $\varphi = 45$, el resultado en ambas polarizaciones es el mismo, por lo que solo se ha presentado la polarización horizontal.

$\Theta = 25, \varphi = 45$

En este caso, el elemento se encuentra cercano al borde del reflectarray, y la incidencia dista mucho de ser normal. A la banda de 19,7 GHz, sigue presentando características aceptables en términos de pérdidas y linealidad, mientras que a la banda de 29,5 GHz las pérdidas aumentan considerablemente.

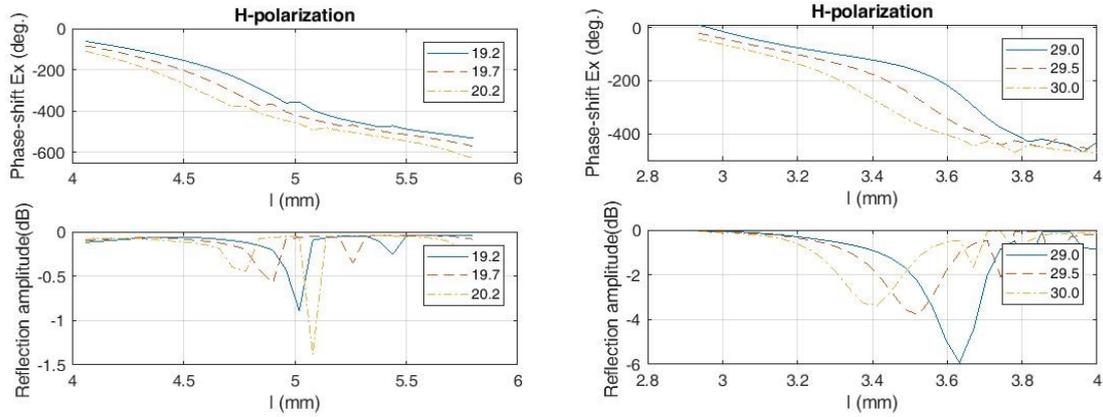
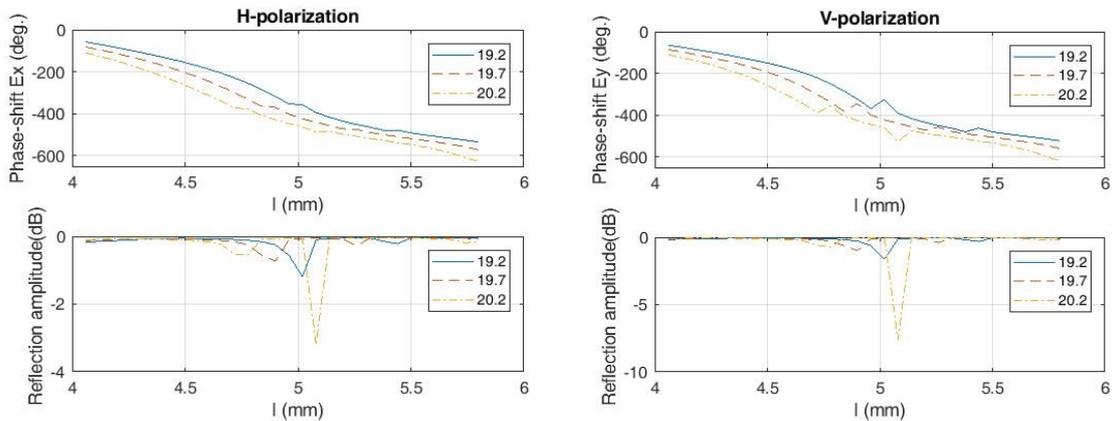


Fig. 15 Curvas de fase y pérdidas a 19,7 GHz (izq) y 29,5 GHz (der) con $\theta = 25, \varphi = 45$

De nuevo, puesto que $\varphi = 45$, el resultado en ambas polarizaciones es el mismo, por lo que solo se ha presentado la polarización horizontal.

$\Theta = 30, \varphi = 30$

En este caso, el elemento se encuentra también cercano al borde y está menos iluminado que el anterior. Por un lado, se observa un importante aumento de las pérdidas y un comportamiento menos lineal de las curvas de fase a la banda de 19,7 GHz. Por el otro lado, se vuelve a producir un fenómeno de cambio de polarización a la banda de 29,5 GHz, aunque no tan crítico como en el caso anterior.



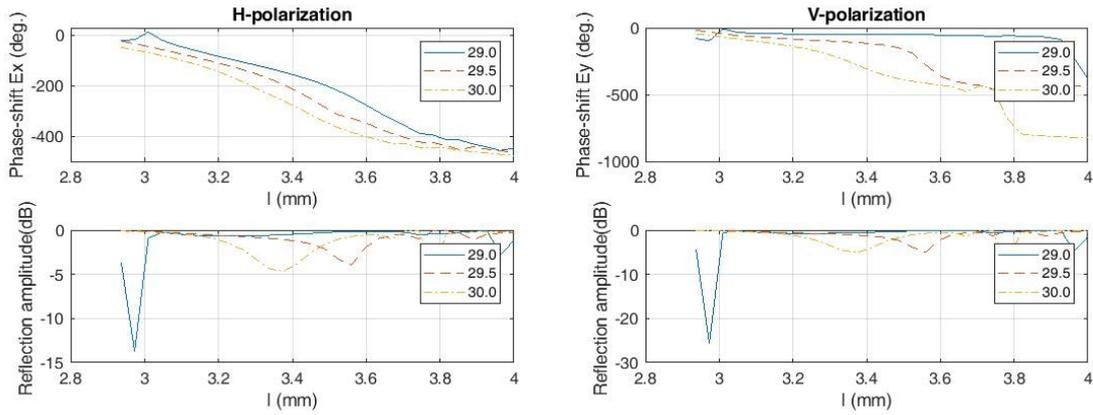


Fig. 16 Curvas de fase y pérdidas en ambas polarizaciones a 19,7 GHz (arriba) y 29,5 GHz (abajo) con $\theta = 30$, $\varphi = 30$

Segundo diseño:

Con la intención de mejorar los resultados, se han variado las dimensiones de la celda periódica y, por tanto, la longitud de los dipolos. También se ha disminuido ligeramente el espesor de la antena.

- Tamaño de celda periódica: 5,7 mm x 5,7 mm
- Rango de longitudes de dipolos de la capa inferior: 3,8 mm a 5,3 mm
- Rango de longitudes de dipolos de la capa superior: 2,7 mm a 3,8 mm
- Espesor del sustrato de dieléctrico de la capa inferior: 1,3 mm
- Espesor del sustrato de dieléctrico de la capa superior: 0,6 mm
- Escalado de los dipolos laterales respecto al central de la capa inferior: 0,81 para los dos más cercanos al central y 0,62 para los dos extremos
- Escalado de los dipolos laterales respecto al central de la capa superior: 0,81 para los dos dipolos laterales
- Dieléctrico de la capa inferior: Policarbonato
- Dieléctrico de la capa superior: Policarbonato

A continuación se presentan las curvas de fase y de pérdidas a las frecuencias centrales de ambas bandas, así como en los extremos, para una incidencia normal:

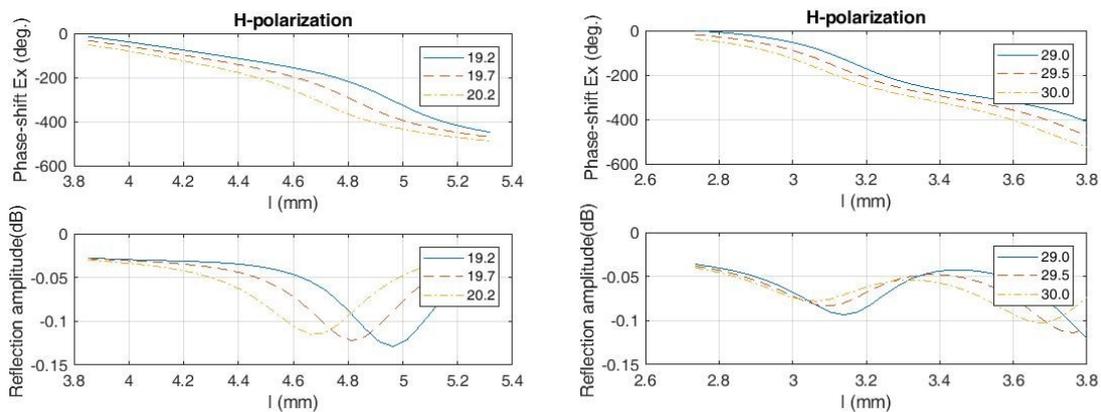


Fig. 17 Curvas de fase y pérdidas a 19,7 GHz (izq) y 29,5 GHz (der) con $\theta = 15$, $\varphi = 45$

Se puede observar que, con incidencia normal, las curvas de fase presentan un rango de cambio de fase bastante superior a 360° (no menos de 400°), además de un comportamiento muy lineal, tanto a 19,7 GHz como a 29,5 GHz. En cuanto a las curvas de pérdidas, se han logrado disminuirlas a los 0,1 dB también en la banda de 29,5 GHz.

De nuevo, como las simulaciones se han realizado para incidencia normal, las curvas son idénticas para ambas polarizaciones, por lo que sólo se ha presentado la correspondiente a la polarización horizontal.

En cuanto a la incidencia oblicua, se han analizado los mismos casos que en el diseño anterior, para poder realizar una comparativa entre dicho diseño y éste.

$\Theta = 15, \varphi = 45$

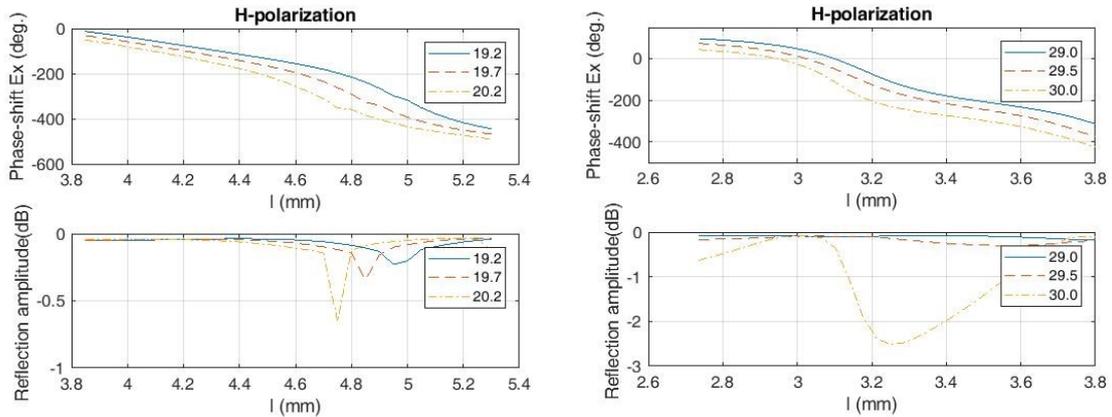


Fig. 18 Curvas de fase y pérdidas a 19,7 GHz (izq) y 29,5 GHz (der) con $\theta = 15, \varphi = 45$

$\theta = 25, \varphi = 45$

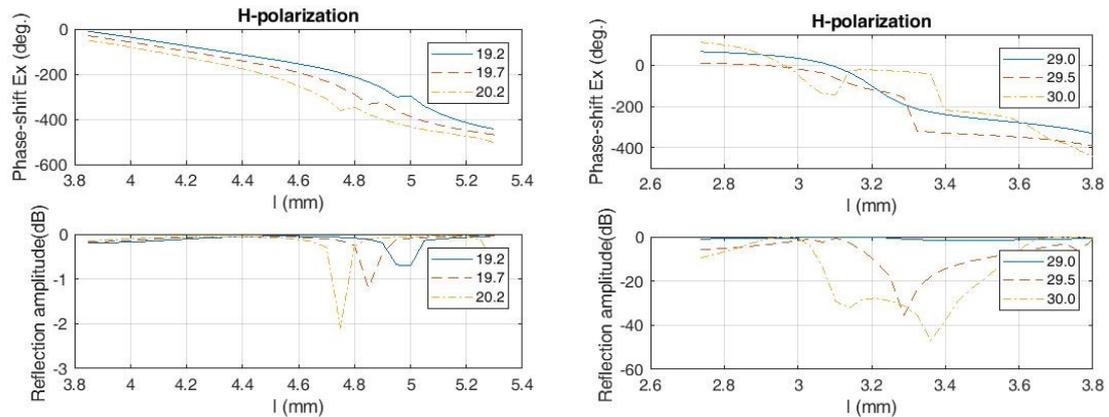
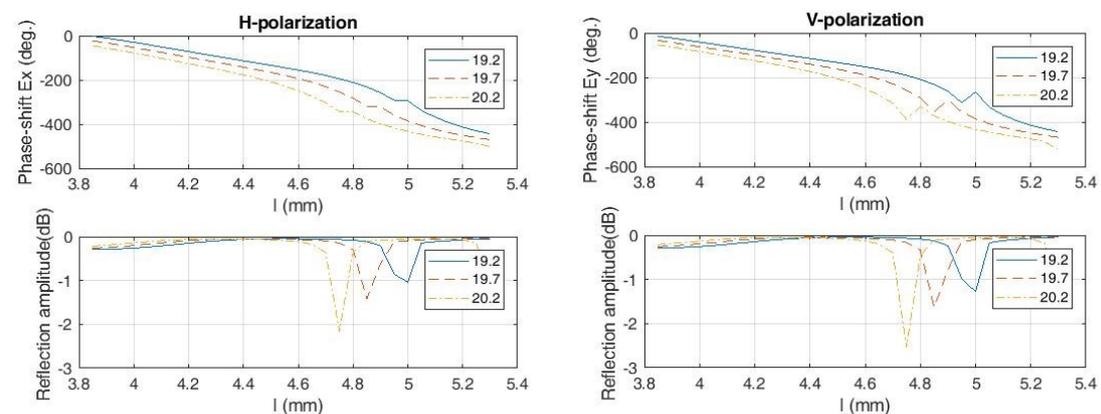


Fig. 19 Curvas de fase y pérdidas a 19,7 GHz (izq) y 29,5 GHz (der) con $\theta = 25, \varphi = 45$

$\theta = 30, \varphi = 30$



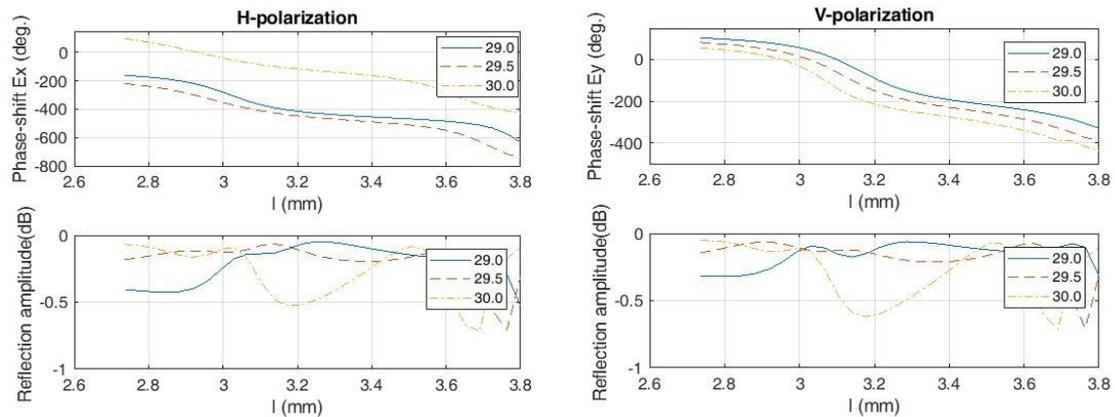


Fig. 20 Curvas de fase y pérdidas en ambas polarizaciones a 19,7 GHz (arriba) y 29,5 GHz (abajo) con $\theta = 30$, $\varphi = 30$

Se puede observar que en el caso ($\theta = 25$, $\varphi = 45$) se produce también un cambio de polarización, ya que la curva de pérdidas presenta atenuaciones excesivas de 40 dB en gran parte del rango de longitudes para la frecuencia central y los extremos de la banda.

En general, los resultados son similares al primer diseño, pero las pérdidas han disminuido, tanto para incidencia normal como oblicua, sin tener en cuenta los puntos críticos en los que se producen cambios de polarización.

Los dos diseños del elemento utilizando capas de dieléctrico de policarbonato muestran buenas características de linealidad y rango de variación de fase, y su comportamiento no se ve deteriorado excesivamente si se sitúa en zonas en las que el nivel de iluminación es considerable y la incidencia del campo es oblicua. Sin embargo, el segundo diseño presenta mejores características, ya que se ha conseguido disminuir las pérdidas, especialmente en la banda superior (de 0,2 dB a 0,1 dB), y al mismo tiempo, se ha conseguido reducir ligeramente el tamaño de la antena al disminuir las dimensiones de la celda periódica de 6,2 mm x 6,2 mm a 5,7 mm x 5,7 mm. Por dichas razones, se ha escogido el segundo diseño como diseño definitivo del elemento.

2.2 DISEÑO DE LA ANTENA REFLECTARRAY

Una vez se ha conseguido obtener un buen diseño del elemento de dipolos en el rango de longitudes especificado en ambas capas y para la frecuencia central y los extremos de cada banda, se debe realizar el diseño de la antena reflectarray completa. Ello consiste en otorgar longitudes fijas a los dipolos de cada capa en función de su posición en el reflectarray de forma que produzcan un cambio de fase determinado en el campo incidente y la contribución de todos los elementos dé lugar a un haz colimado apuntando en una dirección determinada, en este caso, a $\theta = 13^\circ$, $\varphi = 0^\circ$ (una inclinación de 13° el plano de elevación respecto a la normal a la superficie del reflectarray), en ambas bandas de frecuencia y para las dos polarizaciones.

Recordemos que se busca obtener una ganancia de 30 dB, para lo cual, gracias al software “RA_design_tool” desarrollado por el grupo de Electromagnetismo Aplicado, se ha realizado un estudio que tiene en consideración un comportamiento ideal del cambio de fase de los elementos, y se ha concluido que el número de elementos suficiente para obtener una ganancia de 30 dB es 900 elementos. Puesto que la antena es cuadrada, contará con 30 filas de 30 elementos cada una.

En cuanto al alimentador, con objeto de evitar el bloqueo del lóbulo principal del haz radiado y de obtener unos niveles de iluminación en los bordes del reflectarray no superiores a -10 dB para garantizar una buena eficiencia de antena, ha sido situado en una posición offset de 4 cm en la dirección negativa del eje X y 19,5 cm en la dirección positiva del eje Z respecto al centro del

reflectarray. La imagen siguiente (extraída de [6]) muestra de forma aproximada la estructura del conjunto, aunque en este trabajo, los elementos del reflectarray están formados por dipolos, no parches:

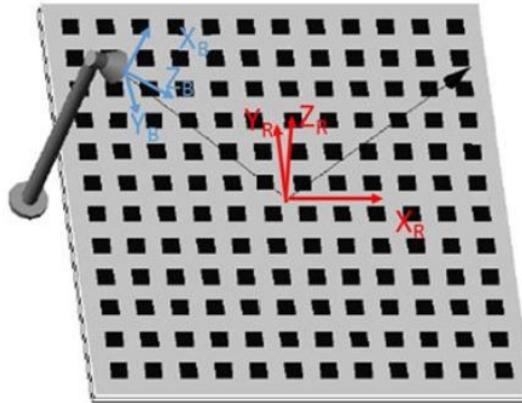


Fig. 21 Dibujo esquemático del reflectarray junto con los sistemas de referencia de la bocina y del reflectarray

El proceso de diseño sigue una serie de pasos:

1. *Ajuste de los parámetros de entrada:* primero, es necesario especificar las características del elemento con el que vamos a trabajar. Puesto que previamente hemos diseñado el elemento del reflectarray, este paso ya ha sido realizado. También es necesario determinar las frecuencias a las que se va a realizar el diseño de cada una de las capas, el número de elementos en las dos dimensiones de la superficie, la posición del alimentador utilizado y el ángulo de apuntamiento del haz en elevación y azimut para ambas capas.
2. *Cálculo de las distribuciones de fase:* después, se calculan las distribuciones de fase ideales que deben ser implementadas en el reflectarray para generar el haz especificado. Los ficheros de distribuciones de fase generados son los que se le pasan a las rutinas de diseño para el ajuste de las longitudes de los dipolos.
3. *Diseño de la capa inferior:* en tercer lugar, se ejecuta una rutina que diseña los dipolos de la capa inferior del reflectarray a la frecuencia central de la banda inferior, 19,7 GHz. Realiza el diseño tratando de lograr una distribución de fase lo más similar posible a la calculada idealmente para obtener el haz apuntando en la dirección especificada a dicha frecuencia. Se obtienen las longitudes de cada uno de los dipolos de la capa. Para ello, se fija la longitud de los dipolos de la capa superior a una longitud media cercana a la que tendrán cuando se diseñe la capa superior. De esta forma, se tiene en cuenta el efecto de la capa superior sobre la inferior de la forma más realista posible, aunque como se ha visto previamente en el análisis de las curvas de variación de fase, dicho efecto es pequeño. El proceso de diseño se realiza por separado para cada polarización lineal, ajustando la longitud de los dipolos en la dirección correspondiente (dipolos en X para polarización X y dipolos en Y para polarización Y), ya que ambas polarizaciones están prácticamente desacopladas.
4. *Diseño de la capa superior:* en cuarto lugar, una vez diseñada la capa inferior, se toman los valores obtenidos de longitudes y se tienen en cuenta en el diseño de la capa superior a la frecuencia central de la banda de 29,5 GHz. Recordemos que los dipolos de la capa inferior están pensados para actuar de forma similar a un plano de masa (coeficiente de reflexión -1) para los dipolos de la capa superior a la banda de frecuencias de 29,5 GHz. Este comportamiento no es ideal (módulo menor que 1 y fase distinta de 180°), por lo que la rutina de diseño de la capa superior tiene en cuenta el error de fase para hacer un diseño óptimo de los dipolos superiores. Con esta rutina, quedan fijadas las longitudes de los dipolos en ambas capas. De nuevo, se trata de obtener una distribución de fase similar a la calculada idealmente a esa frecuencia. Al igual que antes, el proceso de diseño se realiza por separado para cada polarización lineal, ajustando la longitud de los dipolos en la dirección correspondiente.
5. *Evaluación del diseño:* una vez se ha obtenido el diseño de ambas capas de dipolos a las frecuencias centrales de ambas bandas, se realiza una evaluación del diseño, consistente, principalmente, en simular y analizar los diagramas de radiación a dichas frecuencias y

concluir si el diseño es mejorable o si es conveniente pasar a la optimización en banda de dicho diseño. Para ello, debe calcularse previamente el campo incidente en los diferentes puntos de la superficie del reflectarray. El diagrama radiado por la bocina se modela según la función $\cos^q(\theta)$ (en el sistema esférico), donde q tiene un valor de 10,5 para la banda de 19,7 GHz y de 10,7 para la banda de 29,5 GHz. Después, el programa de análisis utilizará la técnica de Método de los Momentos en el Dominio Espectral con la asunción de periodicidad local para obtener los diagramas de radiación de la antena reflectarray.

Es posible que una de las razones por las que el diseño es mejorable, es que haya dipolos cuya longitud se encuentre fuera del rango de longitudes definido, como se explica más adelante. De forma manual o mediante la ejecución de una rutina de corrección de longitudes, se pretende dar un valor de longitud que se encuentre dentro del rango a dichos dipolos, y que sea similar a la longitud de los dipolos vecinos. Así, los dipolos tienen una longitud mucho más lógica e, incluso, se pueden llegar a mejorar los diagramas de radiación. Dicho método de evaluación se detalla más adelante. En caso de ser necesaria una mejora del diseño, se realizan los ajustes de parámetros pertinentes en el software del programa y se vuelven a ejecutar los puntos 3 y 4.

6. *Optimización en banda del diseño:* por último, como ya se ha comentado en los anteriores puntos, el diseño realizado tiene unas buenas características a las frecuencias centrales de ambas bandas (a las que se realiza el ajuste de longitudes de los dipolos), pero puede empeorar en los extremos de las mismas. Por ello, una vez se ha obtenido un diseño adecuado a las frecuencias centrales, puede ser conveniente ejecutar una rutina del programa que optimiza las longitudes de los dipolos para que el funcionamiento de la antena sea razonablemente bueno en toda la banda, a costa, posiblemente, de empeorar ligeramente el funcionamiento a la frecuencia central. La rutina de optimización realiza un ajuste fino de las longitudes de los dipolos para conseguir la distribución de fase deseada, no sólo a la frecuencia central de cada banda, sino también a las frecuencias extremas, empleando para ello el método del gradiente.

El quinto punto o de evaluación del diseño se puede realizar a partir de distintos resultados:

- *Diagrama de radiación:* la forma más típica y definitiva de evaluar un diseño. Se busca, por un lado, un nivel de lóbulos secundarios bajo ($SLL < -15$ dB) en la totalidad de las dos bandas de frecuencia, y por el otro, un nivel de lóbulo principal o ganancia de antena cercano o superior a los 30 dB, también en la totalidad de ambas bandas. En cuanto a los niveles de contrapolar, un diseño definitivo de una antena real con buenas características suele tener niveles de -30 dB respecto al máximo de la copolar, aunque pueden aumentar o disminuir dependiendo de la tecnología utilizada. En nuestro caso, el valor objetivo es de -20 dB. Principalmente, se analizan los cortes principales del diagrama de radiación, esto es, los planos denominados como acimut y elevación. Las gráficas que se muestran de ambos cortes, representan los diagramas de radiación copolares y contrapolares para ambas polarizaciones ortogonales, por lo que se observan 4 curvas distintas por figura.
- *Longitud de los dipolos:* mediante diagramas de colores se puede representar la longitud de cada uno de los dipolos una vez se han diseñado las dos capas del reflectarray. Lo ideal es conseguir una variación suave de longitudes a lo largo de la superficie del reflectarray. Las rutinas de diseño utilizadas por el software toman las curvas de fase a la frecuencia central y las “recorren” buscando la longitud necesaria para obtener la fase ideal requerida. Sin embargo, la fase obtenida no tiene por qué ser siempre la ideal. En aquellos elementos en los que la incidencia del campo sea muy oblicua, la curva de fase se verá distorsionada, como ya hemos visto. Esta distorsión provocará que se fije una longitud del dipolo que no genere el cambio de fase deseado. Esto puede provocar altos errores de fase. En algunos casos, la longitud del dipolo ni si quiera se encuentra dentro del rango de longitudes definido (son menores o mayores), y eso produce errores, además de no ser realizables, por sobrepasar el tamaño de la celda periódica. Los diagramas de colores ayudan a identificar los elementos que están dando problemas para afinar el diseño.
- *Errores de fase:* mediante un diagrama de colores, se puede representar el error de fase cometido en cada elemento a una frecuencia determinada de una de las bandas. Es una forma

de analizar qué elementos están produciendo mayores errores y, por tanto, distorsionando el diagrama de radiación, para afinar el diseño y corregir dichos errores.

Se han realizado dos diseños diferentes que trabajan en doble polarización circular ortogonal en las dos bandas de frecuencia. El primero consiste en un diseño capaz de trabajar en doble polarización lineal ortogonal y, si se utiliza un alimentador con un polarizador adecuado, en doble polarización circular ortogonal. El segundo, en cambio, es alimentado por una bocina en doble polarización lineal ortogonal, y la propia superficie del reflectarray realiza el cambio a doble polarización circular ortogonal.

Para entender el funcionamiento de cada uno de los diseños, antes es preciso explicar brevemente el principio por el cual es posible que ambos diseños trabajen en polarización circular.

2.2.1 Polarización circular

Para entender el comportamiento de la onda, debemos prestar atención a la expresión del fasor del campo eléctrico de una onda plana monocromática de pulsación ω :

$$\vec{E} = \vec{E}_0 \cdot e^{-j\vec{k}\cdot\vec{r}}$$

Donde \mathbf{k} es el vector de propagación y \mathbf{r} es el vector de posición de la onda.

Vamos a tomar como dirección de propagación, definida en la exponencial, el eje Z. Como ya se sabe, la polarización de una onda se ve definida por su vector de amplitud \mathbf{E}_0 . Dicho vector cuenta con una componente en la dirección del eje X y otra componente en la dirección del eje Y, que determinan el ángulo con el que se propaga el campo respecto a esos ejes. Si ambas componentes están en fase, la polarización del campo es lineal. Sin embargo, si existe un desfase entre componentes de 90 grados y ambas componentes tienen el mismo módulo, la polarización del campo será circular, como se muestra a continuación (imagen extraída de [22]):

$$\vec{E}_0 = E_y \pm j \cdot E_x$$

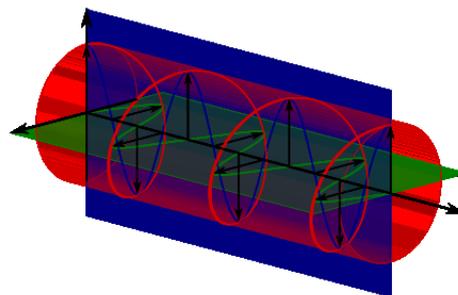


Fig. 22 Dibujo esquemático del campo en polarización circular

Como se puede observar, una de las principales ventajas de utilizar polarización circular es la eliminación de la necesidad de orientar la antena en la dirección de la polarización, cosa que ocurre en el caso de la polarización lineal y que presenta una serie de limitaciones.

Dicho esto, los diseños introducidos previamente se basan en este principio para trabajar con polarización circular.

- En el diseño que utiliza una bocina con elemento polarizador, el reflectarray recibe una señal polarizada circularmente que debe reflejar formando un haz en la dirección deseada. Como ya se ha explicado, existen dipolos situados en la dirección de la componente X del campo y dipolos situados en la componente Y del campo. En este caso, ambos grupos de dipolos deben diseñarse para actuar de la misma forma, sencillamente, porque dos conjuntos de dipolos de la misma longitud situados perpendicularmente y separados una distancia

despreciable, reflejarán las componentes X e Y del campo incidente con la misma fase y la misma amplitud, idealmente. Como las componentes X e Y del campo ya han sido desfasadas 90 grados previamente, al reflejarse en los dipolos correspondientes, mantendrán ese desfase, lo que conservará la polarización circular del campo intacta, teóricamente.

- En el diseño que genera la polarización circular en la propia superficie del reflectarray, ese desfase de 90 grados entre componentes ortogonales del campo se obtiene de forma diferente. Primero, es necesario recurrir a la propiedad de la tecnología de elementos impresos de generar un cambio de fase en el campo incidente variando la longitud de cada uno de los dipolos, como ya se ha explicado en 1.1.4. La diferencia con respecto al anterior diseño es que, esta vez, la distribución de fase de los dipolos en X se desfasa 90 grados respecto a la de los dipolos en Y. Como se sabe de teoría de arrays de antenas, sumar una constante de fase, en este caso 90 grados, a la distribución de fase global del reflectarray, no afecta a la dirección de apuntamiento del haz, ya que es la fase progresiva (diferencia de fase constante entre elementos adyacentes) la que determina la dirección de apuntamiento del haz. En segundo lugar, para obtener la polarización circular, basta con conseguir que el campo incidente se refleje con la misma amplitud tanto en X como en Y, ya que la superficie del reflectarray se encargará de desfase adecuadamente las dos componentes según lo anterior. El problema es que la bocina con la que contamos ahora alimenta a la antena con dos campos ortogonales independientes polarizados linealmente, y cada polarización lineal debe dar lugar a una circular tras ser reflejada por el reflectarray, para que la antena convierta de polarización dual lineal a dual circular. La solución consiste en girar la bocina un ángulo de 45 grados, de forma que el campo que incide con polarización lineal de forma oblicua se descomponga en dos componentes ortogonales X e Y de la misma amplitud que serán reflejadas con un desfase de 90 grados introducido por los dipolos, dando lugar a un campo radiado en polarización circular. En la siguiente figura (extraída de [3]) se representa de forma gráfica el giro de la bocina:

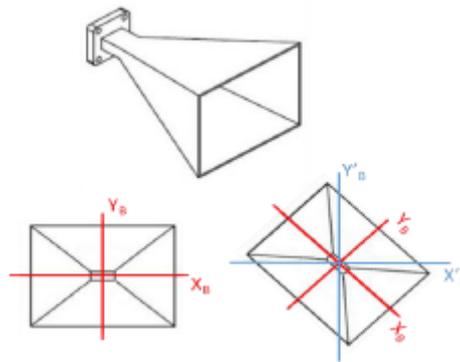


Fig. 23 Dibujo esquemático de la rotación de la bocina

En los apartados 2.2.3 y 2.2.4, se presentan de forma detallada ambos diseños.

2.2.2 Modelo del alimentador y cálculo del campo reflejado

La forma en que se evalúa el funcionamiento de un reflectarray y, en general, de prácticamente cualquier antena, es a través de sus diagramas de radiación. Una vez han quedado correctamente diseñados el elemento y el reflectarray en su totalidad, dichos diagramas se obtienen sumando las contribuciones de cada uno de los elementos del reflectarray.

Para simular los diagramas se suele utilizar como alimentador una bocina, cuyo diagrama de radiación se modela como una distribución $\cos^q(\theta)$, tanto para definir el patrón del campo E como del campo H. El campo radiado en las polarizaciones X e Y de la bocina según el sistema de coordenadas esféricas que tiene como origen el centro de fases de la bocina se puede expresar como:

$$E^{Fx}(\theta, \varphi) = \frac{jke^{-jkr}}{2\pi r} [\hat{\theta} C_E(\theta) \cos \varphi - \hat{\phi} C_H(\theta) \sin \varphi]$$

$$E^{Fy}(\theta, \varphi) = \frac{jke^{-jkr}}{2\pi r} [\hat{\theta} C_E(\theta) \sin \varphi + \hat{\phi} C_H(\theta) \cos \varphi]$$

Donde $C_E(\theta) = \cos^{qE}(\theta)$ y $C_H(\theta) = \cos^{qH}(\theta)$ son las funciones que caracterizan los diagramas radiados por la bocina, también en coordenadas esféricas referidas al sistema de la bocina.

En caso de rotar la bocina un ángulo θ_g , será necesario multiplicar la matriz de coordenadas del campo en θ y φ por la matriz de giro de la bocina.

$$\begin{pmatrix} E_{\theta}^{Fx'} \\ E_{\varphi}^{Fx'} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_g & -\sin \theta_g \\ \sin \theta_g & \cos \theta_g \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_{\theta}^{Fx} \\ E_{\varphi}^{Fx} \end{pmatrix}$$

El sistema de coordenadas de referencia utilizado en el reflectarray para el cálculo del campo reflejado y, por tanto, de los diagramas de radiación, son los ejes de coordenadas cartesianos (x, y, z), cuyo origen de coordenadas está situado en el centro geométrico del reflectarray. Por ello, primero debemos realizar el cambio de coordenadas esféricas a cartesianas en el sistema de referencia de la bocina para las dos polarizaciones, mediante las matrices correspondientes:

$$\begin{pmatrix} E_x^{Fx'} \\ E_y^{Fx'} \\ E_z^{Fx'} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin \theta \cos \varphi & \cos \theta \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \theta \sin \varphi & \cos \theta \sin \varphi & \cos \varphi \\ \cos \theta & -\sin \theta & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ E_{\theta}^{Fx'} \\ E_{\varphi}^{Fx'} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} E_x^{Fy'} \\ E_y^{Fy'} \\ E_z^{Fy'} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin \theta \cos \varphi & \cos \theta \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \theta \sin \varphi & \cos \theta \sin \varphi & \cos \varphi \\ \cos \theta & -\sin \theta & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ E_{\theta}^{Fy'} \\ E_{\varphi}^{Fy'} \end{pmatrix}$$

Los campos radiados por la bocina se propagan hasta el reflectarray, de manera que si un elemento 'i' está situado a una distancia d_i de la bocina, el retardo de fase asociado al camino recorrido por la onda desde el centro de fases de la bocina hasta dicho elemento será $k_0 \cdot d_i$. Finalmente, se debe realizar el cambio de eje de coordenadas del sistema bocina (F) al eje de coordenadas del sistema reflectarray, mediante la matriz de vectores unitarios que se define a continuación para cada polarización:

$$\begin{pmatrix} E_x^{Rx} \\ E_y^{Rx} \\ E_z^{Rx} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{x}_R \cdot \hat{x}_B & \hat{x}_R \cdot \hat{y}_B & \hat{x}_R \cdot \hat{z}_B \\ \hat{y}_R \cdot \hat{x}_B & \hat{y}_R \cdot \hat{y}_B & \hat{y}_R \cdot \hat{z}_B \\ \hat{z}_R \cdot \hat{x}_B & \hat{z}_R \cdot \hat{y}_B & \hat{z}_R \cdot \hat{z}_B \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_x^{Fx'} \\ E_y^{Fx'} \\ E_z^{Fx'} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} E_x^{Ry} \\ E_y^{Ry} \\ E_z^{Ry} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{x}_R \cdot \hat{x}_B & \hat{x}_R \cdot \hat{y}_B & \hat{x}_R \cdot \hat{z}_B \\ \hat{y}_R \cdot \hat{x}_B & \hat{y}_R \cdot \hat{y}_B & \hat{y}_R \cdot \hat{z}_B \\ \hat{z}_R \cdot \hat{x}_B & \hat{z}_R \cdot \hat{y}_B & \hat{z}_R \cdot \hat{z}_B \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_x^{Fy'} \\ E_y^{Fy'} \\ E_z^{Fy'} \end{pmatrix}$$

Una vez hecho esto, el campo reflejado en cada elemento reflectarray se obtiene como el producto matricial del campo incidente tangencial a la superficie del reflectarray (componentes X e Y) por la matriz de coeficientes de reflexión de dicho elemento, formada por los coeficientes copolares y contrapolares. Recordemos que la fase del coeficiente de reflexión dependerá del ángulo de incidencia del campo en dicho elemento, de la dimensión de los dipolos y de la polarización del campo incidente.

$$\begin{pmatrix} E_{xref}^R \\ E_{yref}^R \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \rho_{xx} & \rho_{xy} \\ \rho_{yx} & \rho_{yy} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_{xinc}^R \\ E_{yinc}^R \end{pmatrix}$$

Cabe mencionar que, idealmente, los módulos de los coeficientes contrapolares será 0, y los coeficientes copolares tendrán módulo 1 y fase la requerida para enfocar correctamente el haz en cada polarización según las distribuciones ideales.

2.2.3 Diseño para alimentador con polarizador

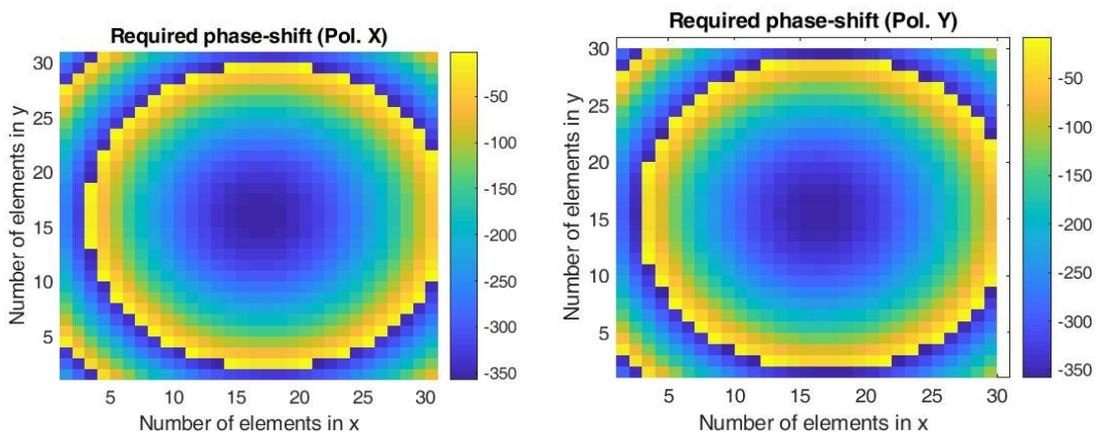
En este apartado, no solo se presenta el diseño que trabaja con una bocina con polarizador incorporado, si no que se utiliza como ejemplo práctico de un proceso de diseño como el descrito de forma general al principio del apartado 2.2.

Como ya se ha explicado, se implementará la misma distribución de fase en las dos polarizaciones lineales X e Y, por lo que este diseño puede trabajar tanto en doble polarización lineal ortogonal como en doble polarización circular ortogonal en ambas bandas, si se cuenta con el alimentador adecuado.

Ajuste de los parámetros de entrada:

En primer lugar, se presenta la distribución de fase ideal a las frecuencias centrales de cada banda y a ambas polarizaciones lineales X e Y que el diseño busca conseguir con las longitudes de cada dipolo para orientar el haz en la dirección deseada:

Frecuencia inferior (19,7 GHz)



Frecuencia Superior (29,5 GHz)

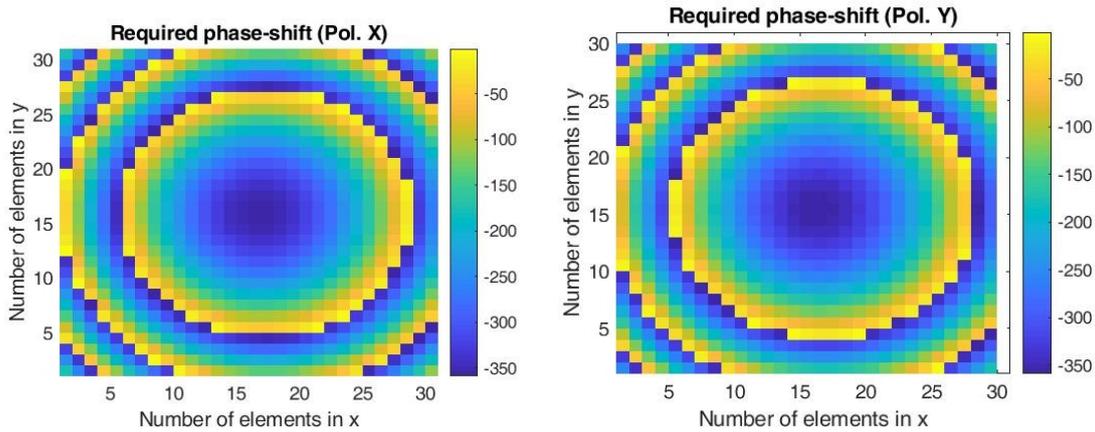


Fig. 24 Distribuciones de fase del coeficiente de reflexión asociado a la polarización en X (izq) y en Y (der) a ambas frecuencias de diseño

Una de las propiedades que queda patente en la distribución de fase es que, si se suma una constante en grados a toda la distribución, la dirección del haz no varía. Como ya sabemos, lo importante es la progresión o diferencia de fase entre elementos adyacentes. Por esta razón, se puede observar que en las distribuciones de fase a ambas frecuencias se ha añadido un desfase adicional constante (constante de fase), de forma que los elementos situados en el centro de la antena presentan valores de fase próximos a -360° . Esto debe ser así porque, como se ve a continuación en las curvas de fase de ambas bandas, y en concreto a la frecuencia central, el cambio de fase de -360° se produce para los dipolos de mayor longitud.

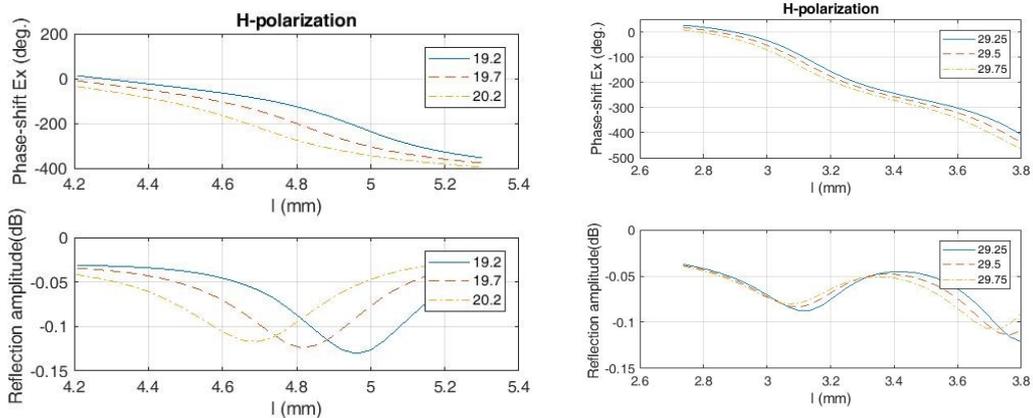


Fig. 25 Curvas de fase para mostrar el ajuste de los dipolos más grandes en el centro de cada capa del reflectarray

De esta forma, los dipolos más grandes quedan en el centro del reflectarray. Esto es importante, especialmente en la capa inferior (19,7 GHz), puesto que conviene contar con dipolos grandes en la zona central, que es la más iluminada, para que sirvan bien como plano de masa cuando se realice el diseño de la capa superior. Además, es una forma de desplazar hacia los bordes (zonas menos iluminadas de la antena) los saltos de fase de 0° a -360° y, por tanto, las zonas en las que se pasa de dipolos grandes a dipolos pequeños de forma abrupta, puesto que es donde la rutina de diseño incurre en mayores errores (ya que asume un modelo de array infinito, con las mismas dimensiones en todos los elementos, para el análisis de cada celda). Cabe destacar que el rango de longitudes definido para el diseño de la capa inferior (banda de 19,7 GHz) se ha modificado a 4,17-5,3 mm, con el cual se sigue contando con un rango de variación de fase suficiente (360°).

Diseño de la capa inferior y de la superior:

A continuación se presentan las longitudes de los dipolos centrales de cada capa asociados a cada polarización. Los dipolos de la capa inferior son ajustados para proporcionar las distribuciones de

fase a 19,7 GHz mostradas anteriormente, mientras que los dipolos superiores se ajustan para obtener las fases requeridas a 29,5 GHz. Se han corregido las longitudes de los dipolos que quedan fuera del rango definido, aplicando el escalado correspondiente para obtener las longitudes de los dipolos laterales.

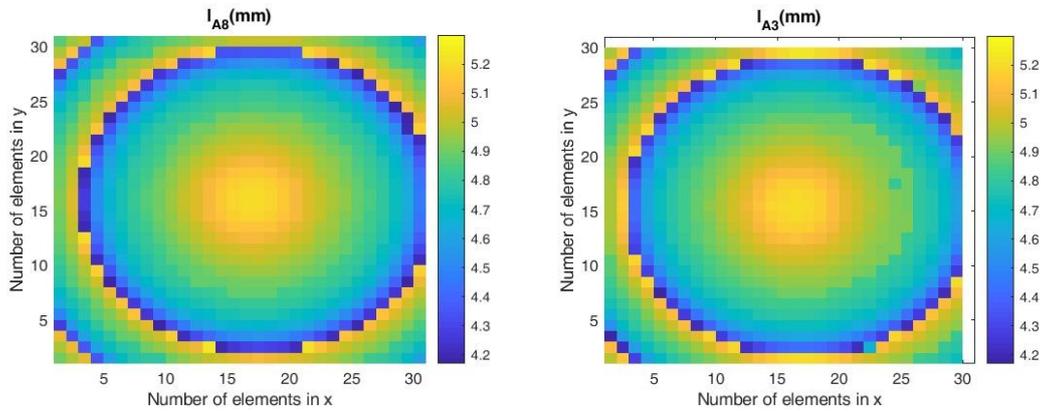


Fig. 26 Longitudes de la capa inferior: A8 es la longitud del dipolo central en polarización X y A3 la del dipolo central en polarización Y

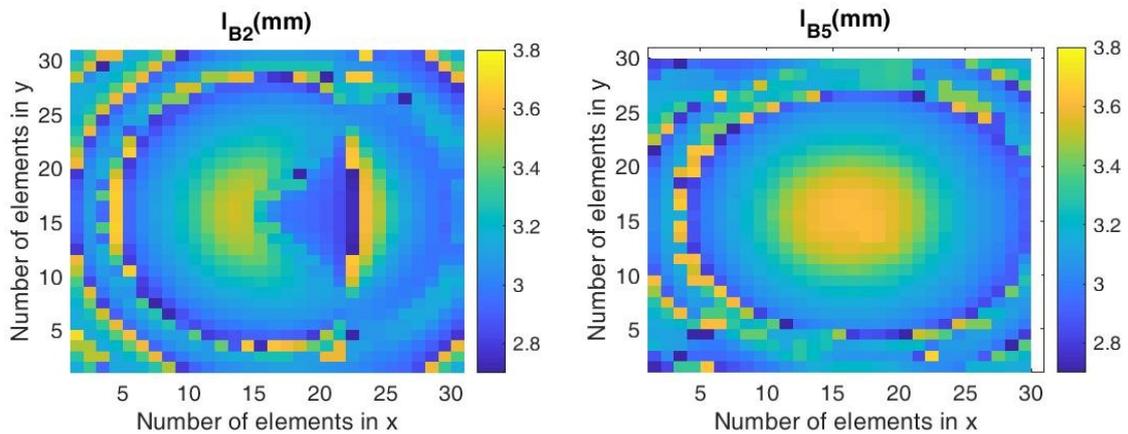
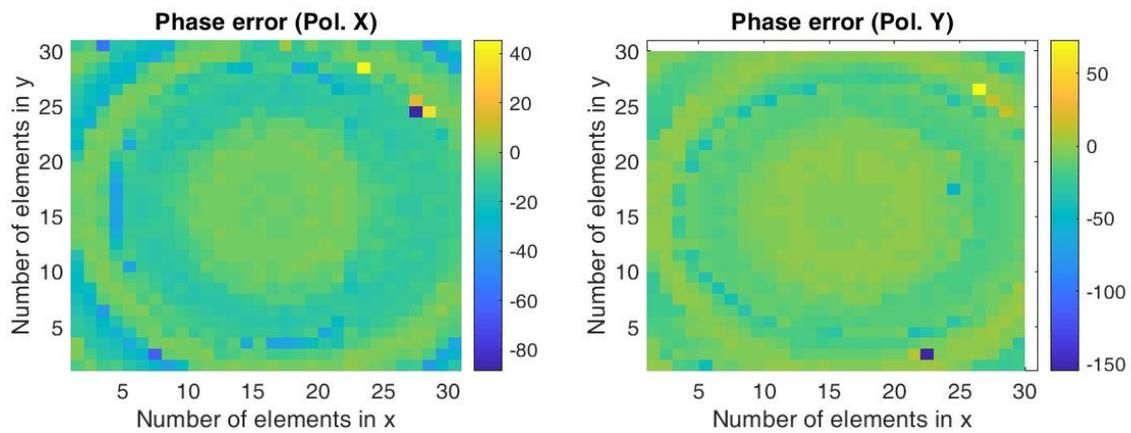


Fig. 27 Longitudes de la capa inferior: B2 es la longitud del dipolo central en polarización X y B5 la del dipolo central en polarización Y

Evaluación del diseño:

Las longitudes ajustadas por la rutina de diseño pueden introducir cierto error con respecto a la distribución de fase ideal. Dicho error se calcula como la diferencia entre la distribución de fase obtenida con las longitudes de dipolos fijadas tras el diseño de la capa y la distribución de fase ideal requerida para la generación correcta del haz a la frecuencia central de cada banda, y se representa a continuación.

Frecuencia inferior (19,7 GHz):



Frecuencia superior (29,5 GHz):

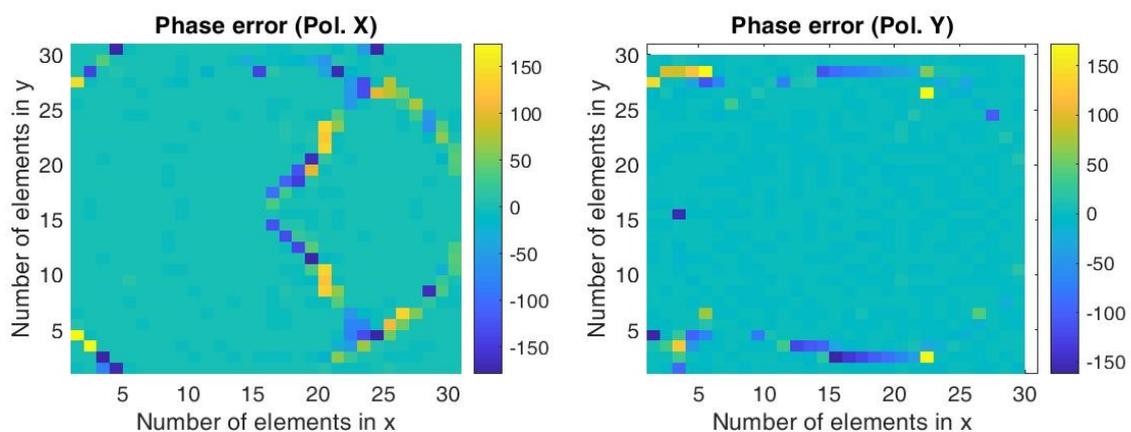


Fig. 28 Distribuciones de errores de fase asociados a la polarización en X (izq) y en Y (der) a ambas frecuencias de diseño

Como se puede observar, y acorde a las longitudes de los dipolos, la capa inferior ha sido diseñada con mejores características que la capa superior, ya que el comportamiento de la celda reflectarray es mejor en la banda inferior de frecuencias. A pesar de ello, los errores de la capa superior, se sitúan en su mayoría cercanos al borde del reflectarray, lo que se corresponde con dipolos menos iluminados y que, por tanto, no afectarán demasiado a los diagramas de radiación. Sin embargo, hay que prestar atención al mal diseño de algunos dipolos de polarización X en la zona central del reflectarray, que presentan errores de fase elevados. La franja con forma triangular que se puede observar en dicha polarización, tanto en el diagrama de longitudes como en el de errores, es debida a un mal comportamiento de las curvas de fase del elemento para los ángulos con los que incide el campo en dichos elementos. La curva pierde linealidad y ello deriva en errores de cálculo por parte de la rutina de diseño.

A pesar de ello, dado que los errores de fase son muy pequeños en la mayoría de los elementos del reflectarray, los diagramas de radiación generados tienen buenas características, como se observa a continuación. Se han representado los diagramas a las frecuencias centrales. Los resultados en los extremos de las bandas se pueden ver en el apartado 3 de resultados.

Banda inferior:

19,7 GHz

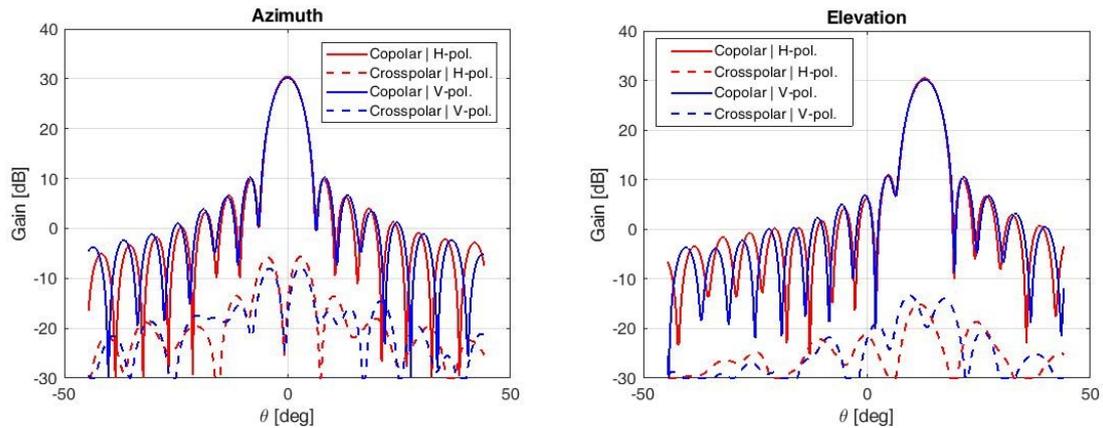


Fig. 29 Cortes principales del diagrama de radiación a 19,7 GHz (frecuencia central)

Se observa un buen funcionamiento a la frecuencia central de la banda inferior. Se adquiere una ganancia ligeramente superior a 30 dB, un nivel de lóbulos secundarios en torno a los -20 dB y unos niveles de contrapolar de más de -30 dB en ambos cortes principales.

Banda superior:

29,5 GHz

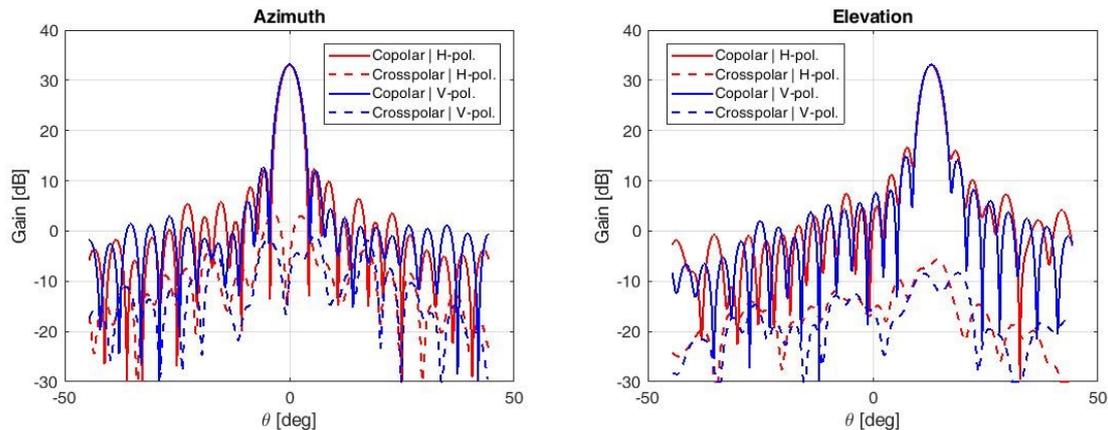


Fig. 30 Cortes principales del diagrama de radiación a 29,5 GHz (frecuencia central)

A la frecuencia central de la banda superior, los diagramas tienen también muy buenas características: una ganancia de unos 33 dB, unos niveles de lóbulos secundarios de -16 dB y unos niveles de contrapolar de -30 dB o inferiores en ambos planos principales.

En el apartado 3.1 de resultados se presentan los diagramas a los extremos de la banda y se analizan más detalladamente.

2.2.4 Diseño con transformación de doble polarización lineal a doble polarización circular

Este diseño está basado en rotar el alimentador un ángulo de 45 grados y reflejar las componentes en X y en Y de cada campo incidente linealmente polarizado a través de los dipolos verticales y horizontales, desfasándolas entre sí 90 grados. Como se ha explicado anteriormente, el giro de 45° de la bocina hace que las componentes en X e Y del campo incidente presenten prácticamente el mismo módulo en todos los elementos del reflectarray, por lo que tras al aplicarles el desfase de 90°

se genera polarización circular. El ángulo de rotación de la bocina es teórico, ya que es posible que un ángulo cercano pero distinto a 45 grados proporcione un diseño mejor.

El objetivo principal es prescindir del elemento polarizador, simplificando el diseño.

Para realizar este diseño se ha partido del diseño anterior y se han realizado los cambios pertinentes para implementar la polarización circular en la superficie del reflectarray, que han quedado explicados en el apartado 2.2.1.

Se sigue de forma aproximada el proceso de diseño, aunque se incluye al final un apartado dedicado a la rotación del alimentador.

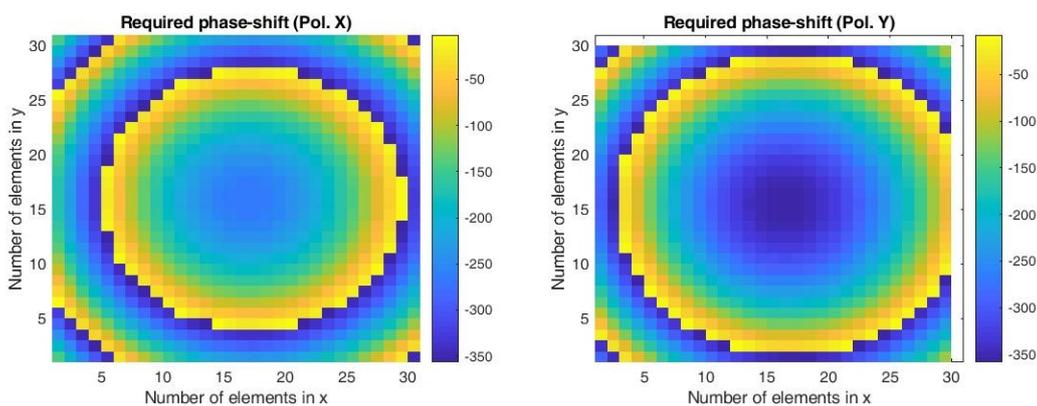
En cuanto a los diagramas de radiación, estos se presentan en el apartado de resultados 3.2.

Ajuste de los parámetros de entrada:

En primer lugar, se ha introducido una diferencia de fase de 90 grados entre las distribuciones de fase de los dipolos verticales y de los horizontales. Hay que tener en cuenta que, por convenio, en antenas embarcadas en satélites estas polarizaciones deben definirse de forma que sean ortogonales entre una y otra banda de frecuencias. Esto sirve para maximizar el aislamiento entre bandas en antenas de satélite. Estas antenas generan varios haces para cubrir distintas zonas de la Tierra, cada uno con una polarización distinta. Hemos aplicado dicho convenio en este diseño, aunque no es necesario, porque los haces de las dos polarizaciones de cada banda están dirigidos en la misma dirección. Por ejemplo, en recepción, en la banda de 19,7 GHz, la polarización debe ser ortogonal respecto a la de la banda de 29,5 GHz. En transmisión debe ocurrir lo mismo. De esta forma, se han sumado 90 grados a la componente X respecto a la Y en la banda de 19,7 GHz y se han restado 90 grados a la componente X respecto a la Y en la banda de 29,5 GHz, ajustando las distribuciones de fase para que exista una diferencia de $\pm 90^\circ$, según corresponda. Cabe mencionar que es la componente X la que se ha desfasado con signo positivo/negativo los 90 grados con objetivo de tratar de subsanar los problemas que presentaba el diseño anterior en los dipolos de polarización X en la capa superior. Si nos movemos en otra zona de la curva de fase del elemento, para el mismo ángulo de incidencia, tal vez la curva no presente tanta falta de linealidad y el diseño sea, en definitiva, más acertado.

Estas son las distribuciones de fase resultantes a las frecuencias centrales de ambas bandas para cada polarización. Hay que recordar que el diseño se realiza en un principio, a las frecuencias centrales:

Frecuencia inferior (19,7 GHz)



Frecuencia superior (29,5 GHz)

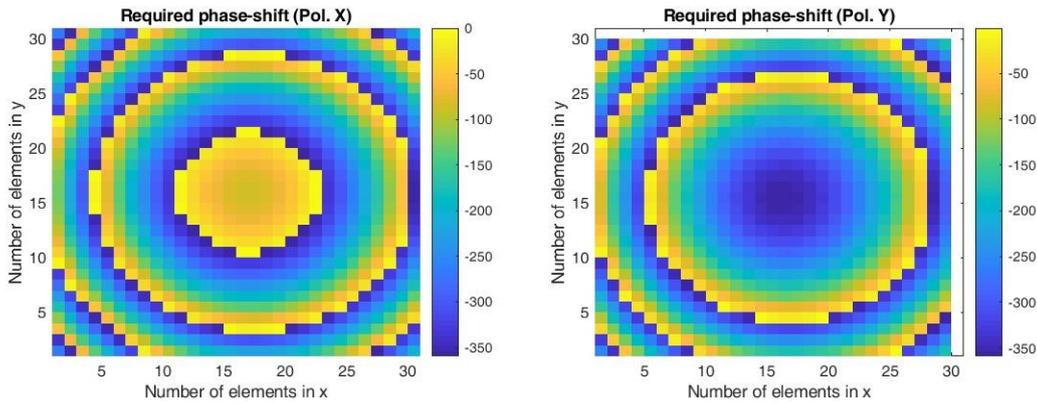


Fig. 31 Distribuciones de fase del coeficiente de reflexión asociado a la componente X (izq) y a la componente Y (der) del campo incidente a ambas frecuencias de diseño

Como se puede observar, la distribución de fase en el centro del reflectarray para los dipolos horizontales en la banda superior se aproxima a -90 grados. Por ello, se ha añadido una constante a la curva de fase de los elementos de la capa superior (banda de 29,5 GHz), como se ve en esta representación para incidencia normal (misma curva en ambas polarizaciones):

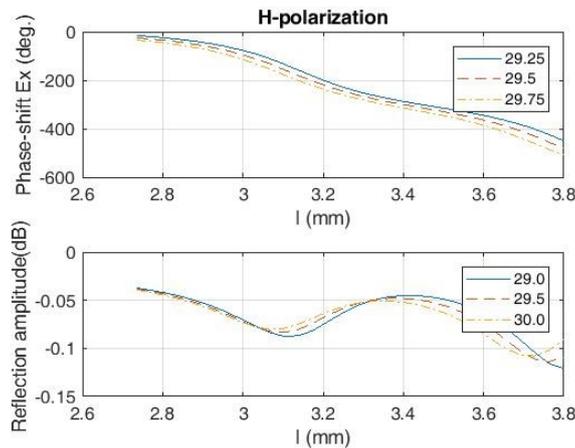


Fig. 32 Curvas de fase para mostrar el ajuste de los dipolos grandes en el centro de la capa superior

Desplazando ligeramente la curva de fase del elemento de forma vertical hacia abajo se busca conseguir que la rutina de diseño de la capa superior encuentre dipolos de longitud cercana a 3,8 mm (valor máximo del rango de longitudes) en la zona de -450 grados, equivalente a los -90 grados de la distribución de fase, para seguir manteniendo los dipolos más largos en el centro del reflectarray. De esta forma, tal vez el diseño en la polarización X de la capa superior mejore respecto al diseño presentado en el apartado 2.2.3 (Fig. 27).

Diseño de la capa inferior y de la superior:

A continuación se presentan los diagramas de colores que muestran la longitud de los dipolos centrales en ambas capas, separados en dipolos horizontales y verticales, que se obtienen tras el diseño por separado de cada capa. Se aplica el escalado correspondiente a estas longitudes para obtener las de los dipolos laterales.

Capa inferior:

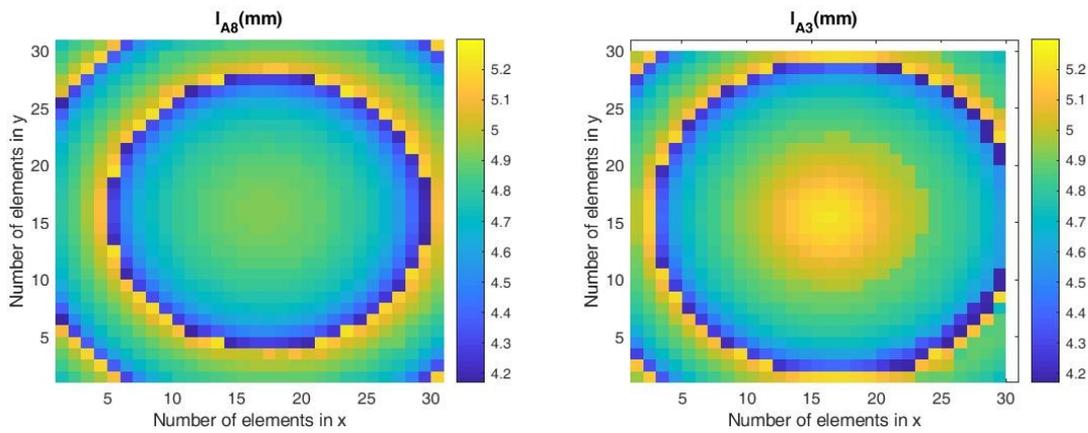


Fig. 33 Longitudes de la capa inferior: A8 es la longitud del dipolo central en la dirección del eje X y A3 la del dipolo central en la dirección del eje Y

Capa superior:

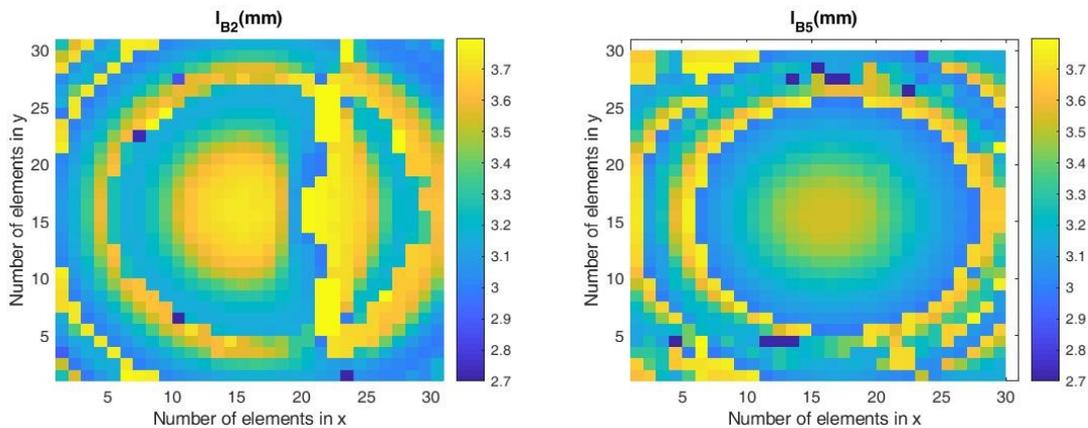


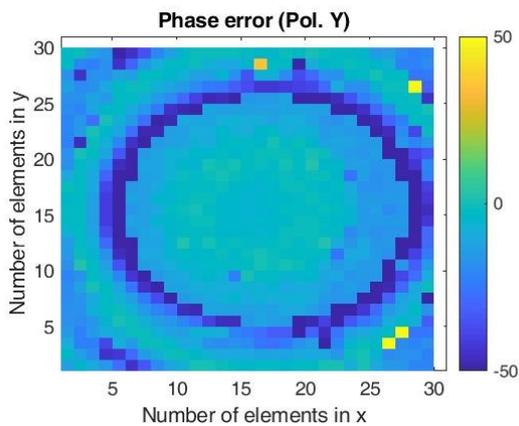
Fig. 34 Longitudes de la capa superior: B2 es la longitud del dipolo central en la dirección del eje X y B5 la del dipolo central en la dirección del eje Y

Evaluación del diseño:

Se puede apreciar que no ha sido posible resolver los problemas de diseño en la zona conflictiva del centro del reflectarray para dipolos en polarización X de la capa superior, puesto que se sigue interrumpiendo la evolución concéntrica de las longitudes de los dipolos. Sin embargo, como ya vimos en el anterior diseño, los diagramas de radiación a la banda superior presentan buenos resultados igualmente (como se verá más adelante), por lo que se ha decidido proseguir con este diseño. Cabe también resaltar que el diseño del resto de agrupaciones de dipolos en las dos capas presenta buenos resultados, y que, como era de esperar, las polarizaciones X e Y de las capas inferior y superior presentan longitudes menores en los dipolos del centro del reflectarray en comparación a los dipolos de las polarizaciones ortogonales, debido a los desfases de 90 grados introducidos.

A continuación, se presentan los errores de fase en polarización Y a ambas frecuencias de diseño.

Frecuencia inferior (19,7 GHz):



Frecuencia superior (29,5 GHz):

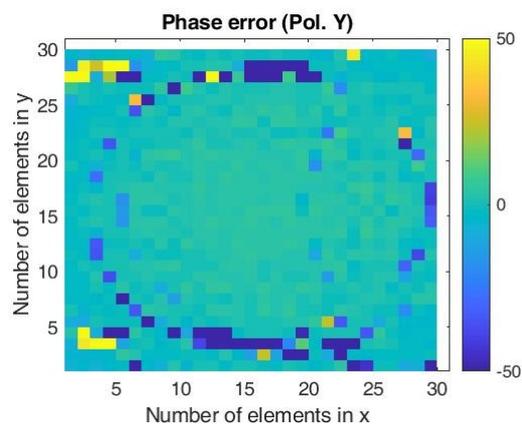


Fig. 35 Distribuciones de errores de fase asociados a la componente Y (der) del campo incidente a ambas frecuencias de diseño

Se puede observar que, en general, el error es próximo a cero en casi toda la superficie del reflectarray a excepción de en las zonas en que hay un salto de fase, donde es normal que el diseño empeore. El comportamiento es similar en la polarización X, aunque empeora en la zona central debido al problema mencionado. Sin embargo, esto no afecta al buen funcionamiento del reflectarray, ya que, como se verá a continuación, los diagramas de radiación presentan buenas características.

Rotación del alimentador:

Llegados a este punto del proceso de diseño, se debe realizar un paso intermedio consistente en introducir el ángulo de rotación a la bocina (como se muestra en la Fig. 23), de forma que podamos transformar la polarización lineal incidente en polarización circular reflejada.

Para ello, ha sido necesario ajustar el software del programa en base a una implementación ya existente [6] utilizada en un reflectarray de parches rectangulares, cuya transformación de la polarización sigue el mismo principio. Las siguientes figuras representan como afecta el giro de 45 grados de la bocina a las dos polarizaciones lineales radiadas por la misma, visto desde el propio alimentador. El observador se sitúa en la bocina, mirando hacia el reflectarray.

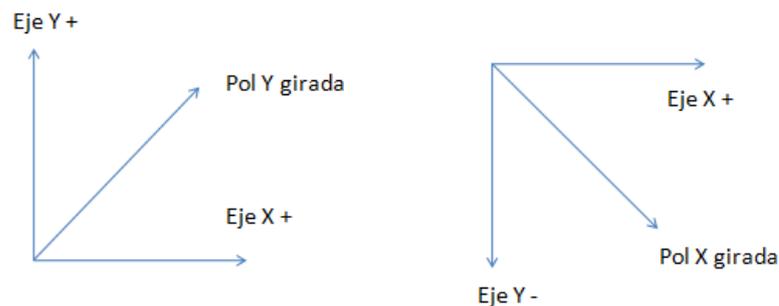


Fig. 36 Dibujo esquemático de las polarizaciones X e Y giradas (rotación de la bocina)

A continuación y mediante diagramas de colores, observamos las distribuciones de amplitud en dB con la que inciden las dos componentes ortogonales (en las direcciones X e Y del sistema de referencia del reflectarray) del campo radiado por el alimentador en los dipolos verticales y horizontales de la capa de arriba (la diferencia de amplitudes con respecto a los dipolos de la capa de abajo es mínima), una vez girada la bocina, para el caso en que ésta radia en polarización Y girada. Los resultados son prácticamente idénticos para el caso en que radia en polarización X girada, por la simetría del problema. También se calcula la diferencia entre la amplitud de ambas componentes, para confirmar que tienen valores prácticamente idénticos.

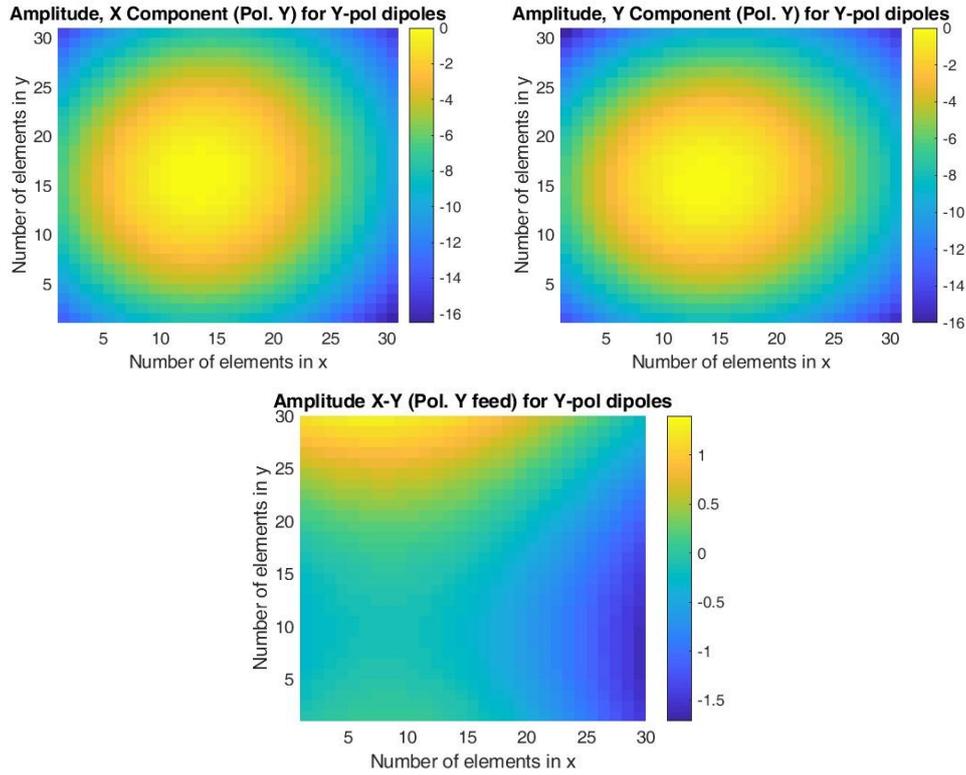


Fig. 37 Amplitud de las componentes X (izq) e Y (der) y diferencia entre ambas (abajo) del campo radiado por la bocina en polarización Y girada al incidir sobre los dipolos verticales (eje Y) de la capa superior del reflectarray

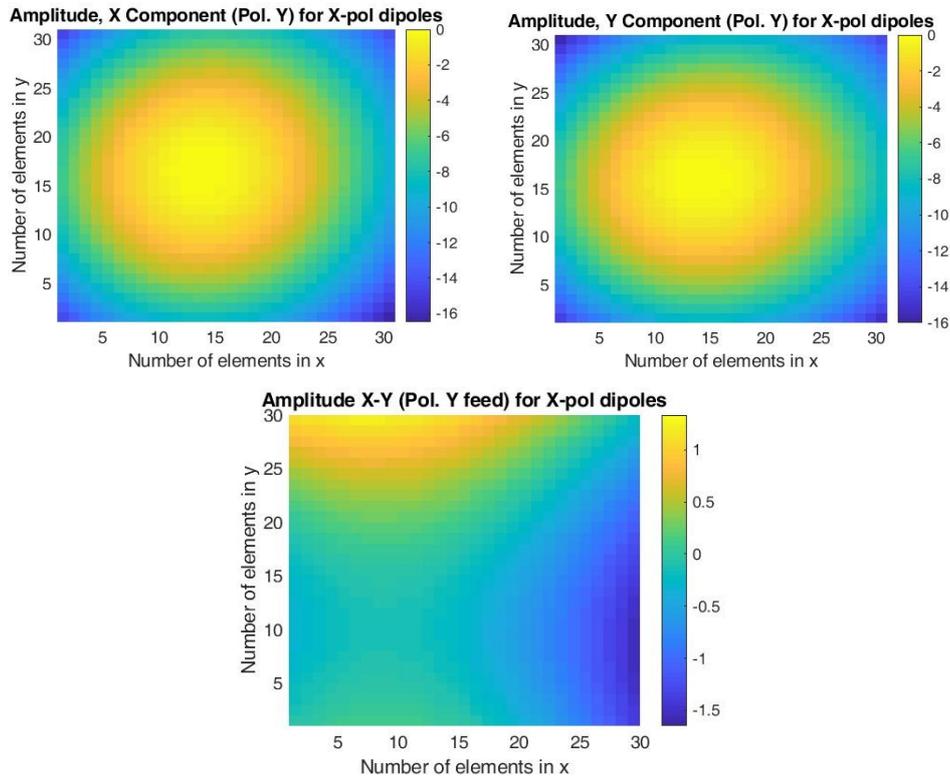


Fig. 38 Amplitud de las componentes X (izq) e Y (der) y diferencia entre ambas (abajo) del campo radiado por la bocina en polarización Y girada al incidir sobre los dipolos horizontales (eje X) de la capa superior del reflectarray

Como se puede observar, las dos componentes del campo radiado por la bocina en polarización lineal inciden prácticamente con la misma amplitud tanto en los dipolos verticales como en los horizontales, especialmente en el centro del reflectarray, que es donde más nos interesa que así sea, ya que es la zona con mayor nivel de iluminación. La diferencia entre las amplitudes de las componentes X e Y

que inciden sobre cada conjunto de dipolos se debe al ángulo de incidencia de la bocina, que es diferente en cada elemento.

Sin embargo, un cálculo que nos interesa aún más es la diferencia de amplitudes del campo incidente entre la componente que principalmente afecta a los dipolos en X y la componente que principalmente afecta a los dipolos en Y, es decir, la componente en X sobre los dipolos en X y la componente en Y sobre los dipolos en Y.

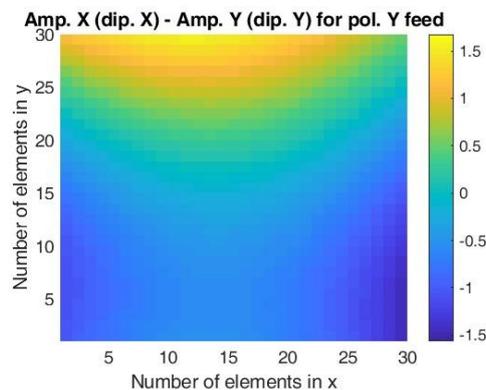


Fig. 39 Diferencia de amplitudes entre la componente en X sobre los dipolos en X y la componente en Y sobre los dipolos en Y del campo incidente sobre el reflectarray

De nuevo, se aprecia que la diferencia es mínima en la zona central del reflectarray, como era de esperar. En este caso, el error en la diferencia es debido, además a la ligera diferencia entre el ángulo de incidencia sobre los dipolos en X y sobre los dipolos en Y, puesto que están separados medio período de celda, tanto en la dirección del eje X como del eje Y.

En el apartado 3.2 de resultados se presentan los diagramas de radiación definitivos a la frecuencia central y a los extremos de las bandas inferior y superior, además de analizarse en detalle.

3 RESULTADOS

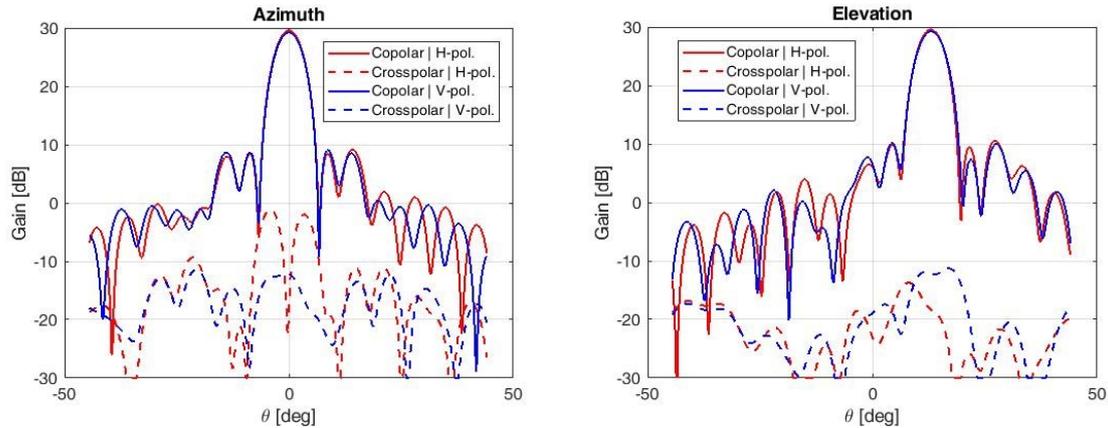
Este apartado está dedicado a la presentación y comparación de los diagramas de radiación de ambos diseños en las bandas de trabajo, con el fin de resaltar los aspectos positivos y negativos del segundo diseño, cuya técnica está basada en realizar la transformación de doble polarización lineal a doble polarización circular en la superficie del reflectarray.

3.1 DISEÑO CON POLARIZADOR

En primer lugar, vamos a presentar los diagramas de radiación en los extremos de las dos bandas del reflectarray que trabaja en doble polarización circular mediante polarizador. Los diagramas a la frecuencia central se representan en Fig. 29 y Fig. 30, en el apartado 2.2.3.

Banda inferior:

19,2 GHz



20,2 GHz

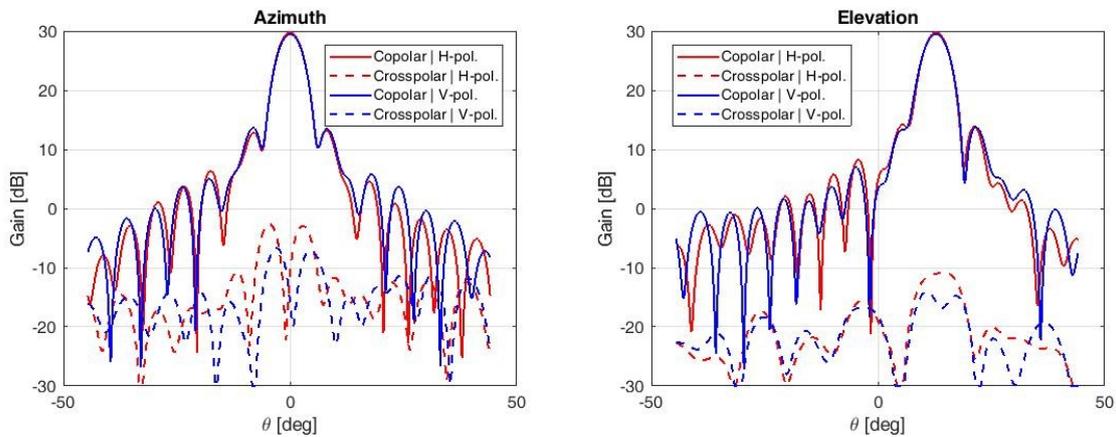
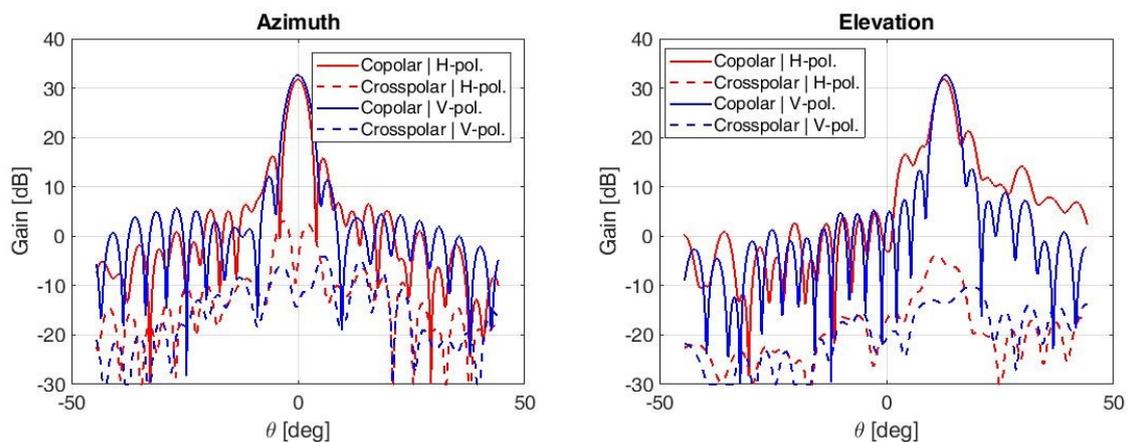


Fig. 40 Cortes principales del diagrama de radiación a los extremos de la banda, 19,2 GHz y 20,2 GHz

El funcionamiento del diseño en la banda inferior cumple con los requisitos de ganancia cercana a 30 dB y niveles de lóbulos secundarios por debajo de los -15 dB. Es posible que una optimización en banda del diseño disminuya aún más los niveles de lóbulos secundarios a la frecuencia de 20,2 GHz, pero los resultados son más que aceptables. En cuanto a los niveles de contrapolar, estos también son muy buenos en toda la banda, ya que se encuentran por debajo de los 30 dB de diferencia con respecto al máximo de ganancia del diagrama copolar.

Banda superior:

29,25 GHz



29,75 GHz

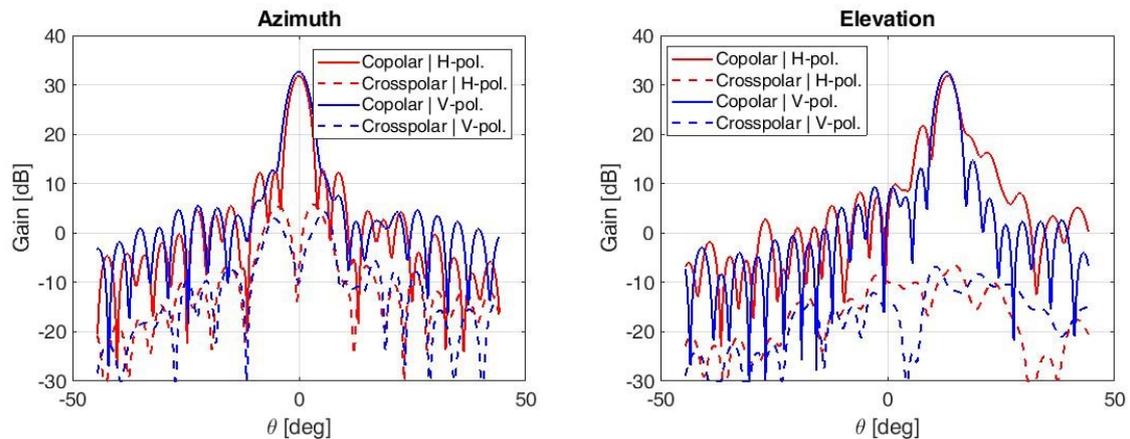


Fig. 41 Cortes principales del diagrama de radiación a los extremos de la banda, 29,25 GHz y 29,75 GHz

En cuanto al diseño de la banda superior, los diagramas tienen muy buenas características a la frecuencia central (29,5 GHz), como se pretendía con este primer diseño, sobre el que no se ha realizado una optimización en banda (los resultados se pueden consultar en el apartado 2.2.3, Fig. 30). En cuanto a los extremos de la banda, los diagramas en acimut tienen buenas características tanto en ganancia como en niveles de lóbulos secundarios. Sin embargo, en elevación, los diagramas se ven distorsionados debido a los errores de fase (mayor nivel de lóbulo secundarios) y se vuelve necesaria una optimización en banda. En cuanto a los niveles de contrapolar, siguen situándose en torno a los 30 dB de diferencia respecto al máximo de ganancia.

Se puede apreciar que, como se analizó al representar los diagramas de longitudes y de errores de fase, los resultados son peores en la banda superior de frecuencias que en la banda inferior.

De los resultados de este diseño, se concluye que, en la banda inferior, las características de los diagramas de radiación son muy buenas en todos los aspectos. En cuanto a la banda superior, sería conveniente realizar una optimización de la respuesta en fase a distintas frecuencias para tratar de disminuir el nivel de los lóbulos secundarios.

Cabe destacar que estos diagramas se han simulado mediante un campo incidente en doble polarización lineal ortogonal, pero sería más acertado simularlo con campo incidente en doble polarización circular ortogonal, es decir, considerando el elemento polarizador conectado a la bocina. No obstante, los diagramas en copolar serían prácticamente idénticos, teniendo en cuenta una previsible degradación en los niveles de contrapolar.

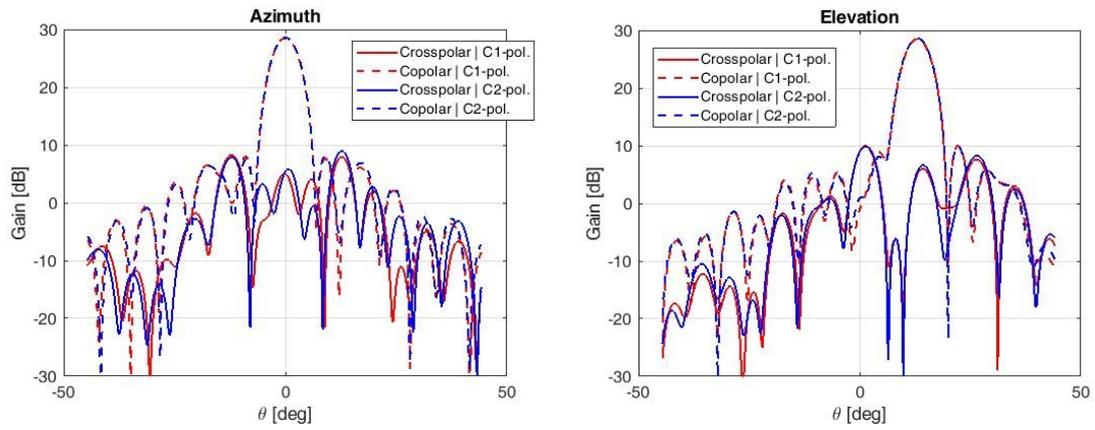
3.2 DISEÑO SIN POLARIZADOR

En este diseño, se ha decidido aumentar el ancho de banda en la banda inferior, puesto que los resultados considerando una banda de 18,95 GHz – 20,45 GHz prácticamente no empeoran con respecto a los resultados para una banda de 19,2 GHz – 20,2 GHz. La banda de trabajo inferior pasa a ser de 18,95 GHz – 20,45 GHz. Primero, se ha realizado el diseño estándar, que es el presentado en el apartado 2.2.4, y después se ha realizado una optimización en banda de dicho diseño. Se van a comparar los resultados antes y después de optimizar.

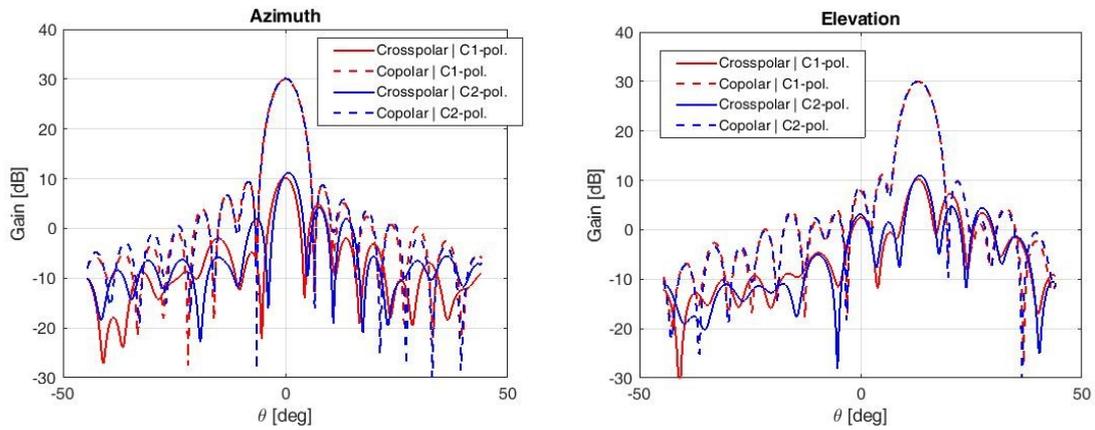
3.2.1 Antes de Optimizar

Banda inferior:

18,95 GHz



19,7 GHz



20,45 GHz

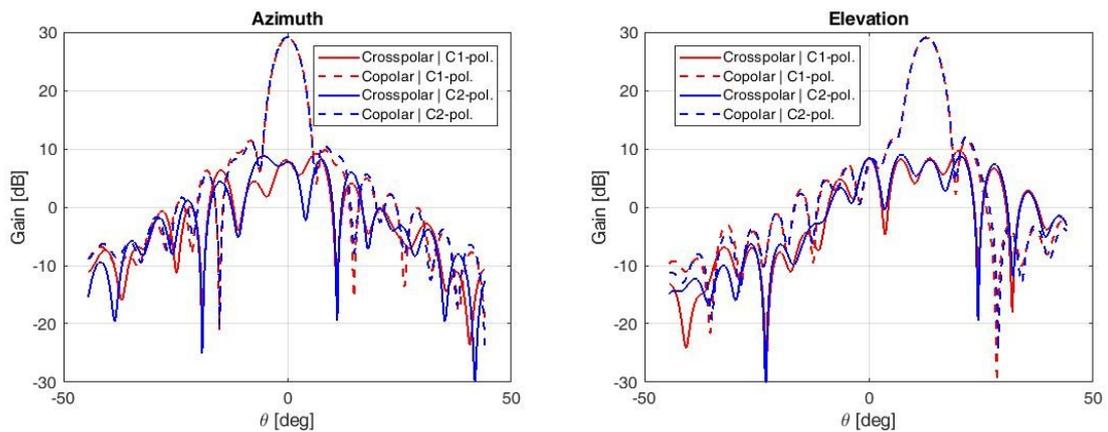
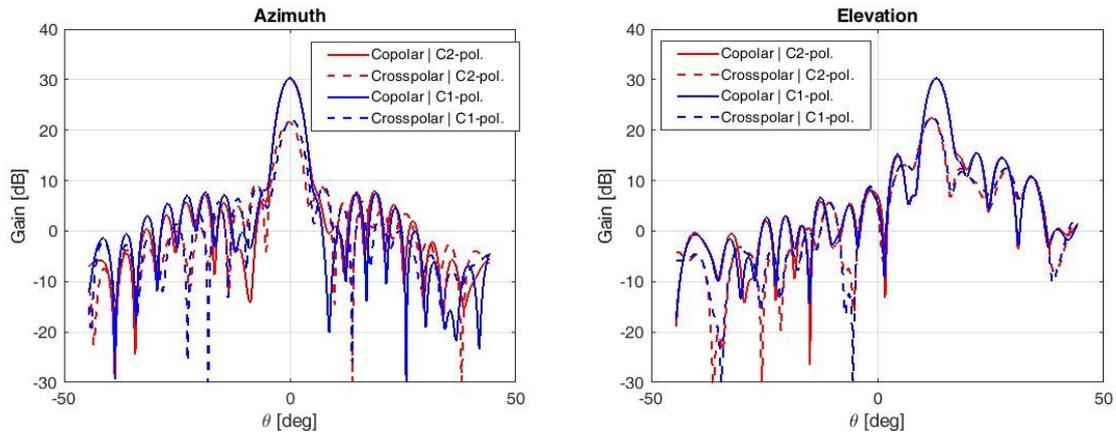


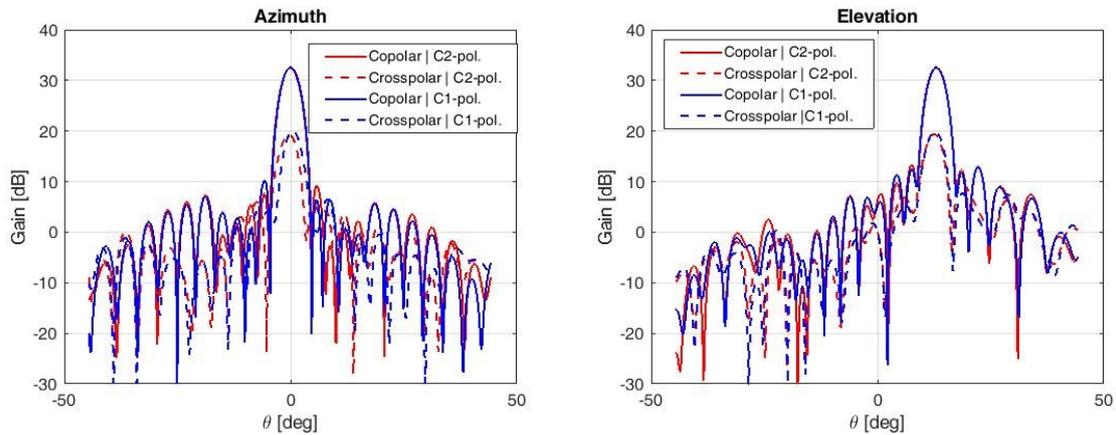
Fig. 42 Cortes principales del diagrama de radiación a la frecuencia central y extremos de la banda inferior

Banda superior:

29,25 GHz



29,5 GHz



29,75 GHz

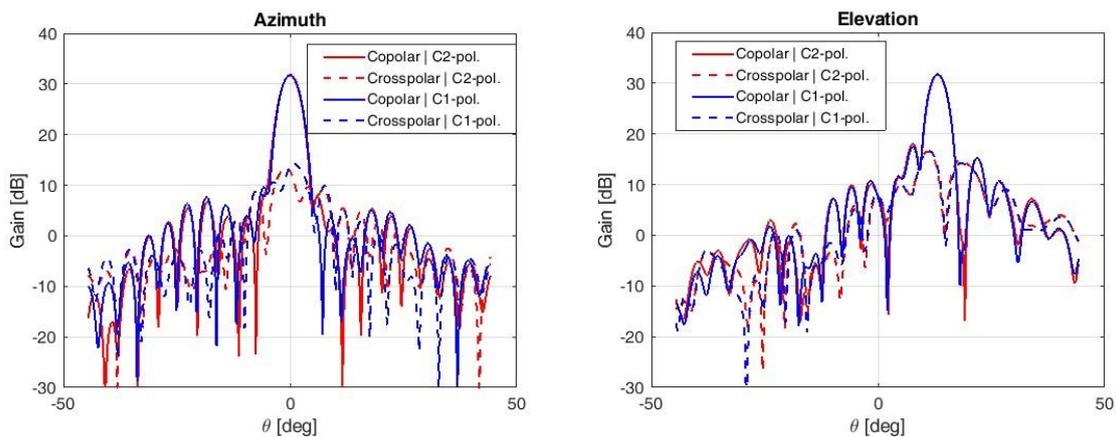


Fig. 43 Cortes principales del diagrama de radiación a la frecuencia central y extremos de la banda superior

Como se puede observar frente al anterior diseño, aunque bien es cierto que los lóbulos secundarios han disminuido en las dos bandas (ahora el nivel de lóbulos secundarios está por debajo de los -15 dB a todas las frecuencias, exceptuando a 29,25 GHz y 29,75 GHz, donde toman -14 dB en elevación), hay una característica que claramente ha empeorado, esto es, el nivel de contrapolar. Este valor aumenta especialmente en la banda superior, con niveles mayores a -10 dB, puesto que el diseño suele tener peores características que en la banda inferior, como ya se ha explicado

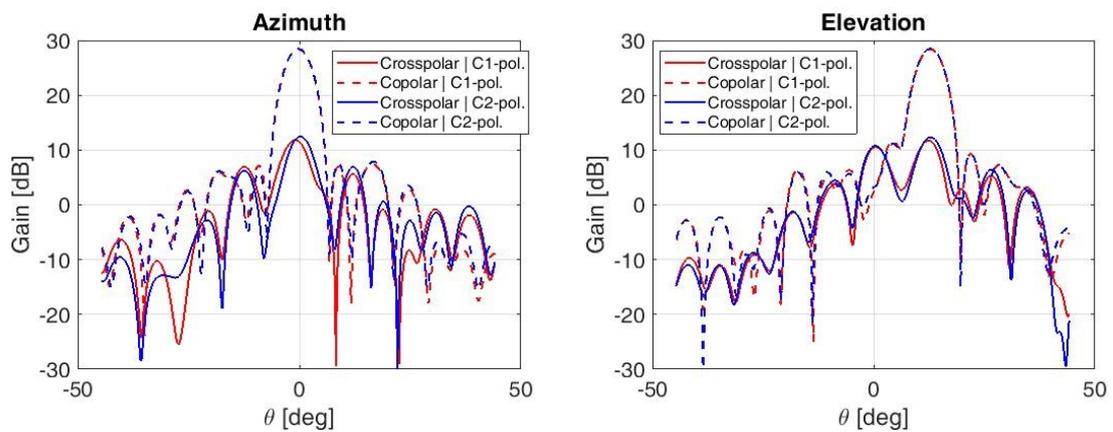
anteriormente. En términos de ganancia, los resultados siguen siendo buenos, de en torno a los 30 dB en la banda inferior y de unos 32 dB en la banda superior (con un descenso medio de ganancia de 1 dB en los extremos de las bandas).

3.2.2 Después de Optimizar

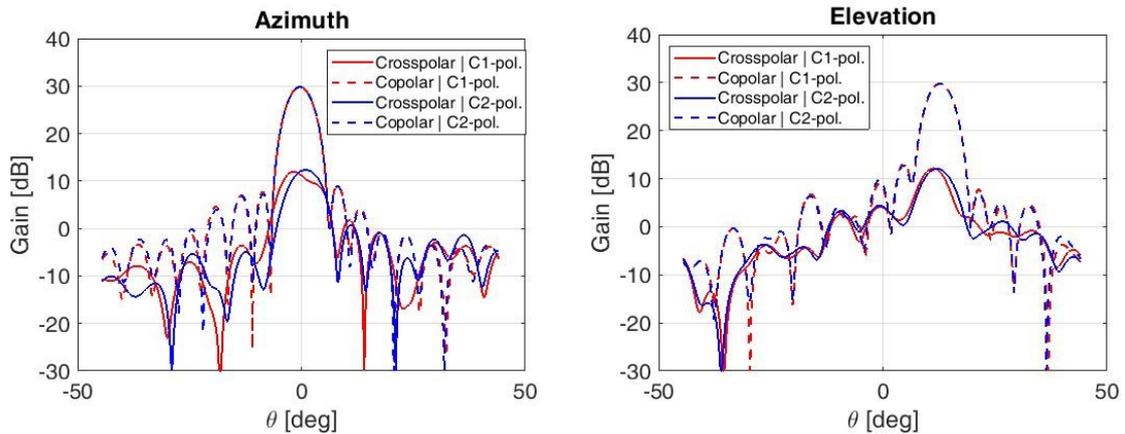
Se ha realizado una optimización del diseño para tratar de mejorar el comportamiento en la totalidad de las dos bandas. Aunque dicha optimización no busca optimizar los niveles de contrapolar, si no las características del diagrama copolar, es posible que también mejore en ese aspecto.

Banda inferior:

18,95 GHz



19,7 GHz



20,45 GHz

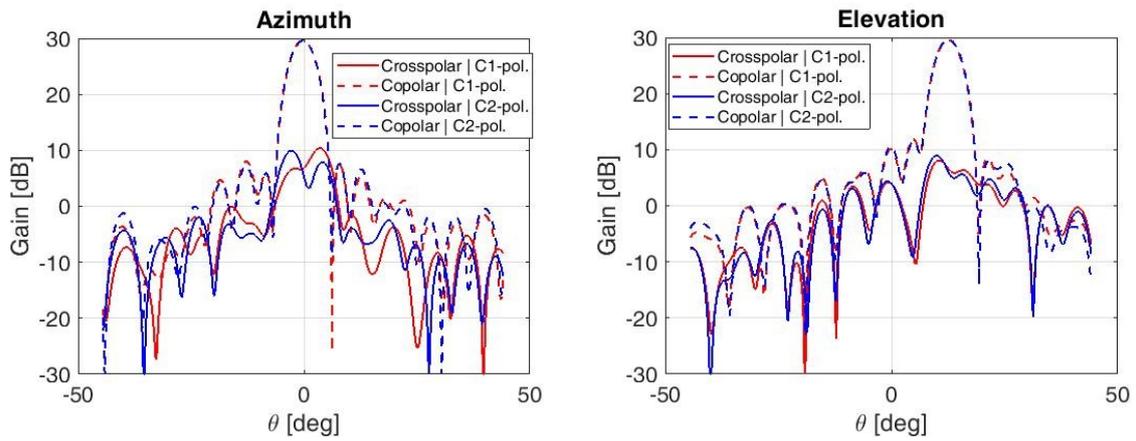
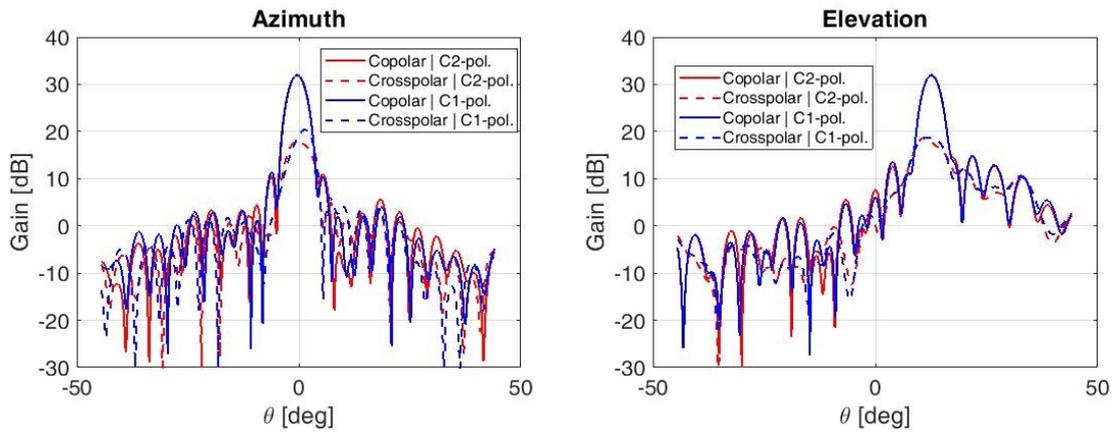


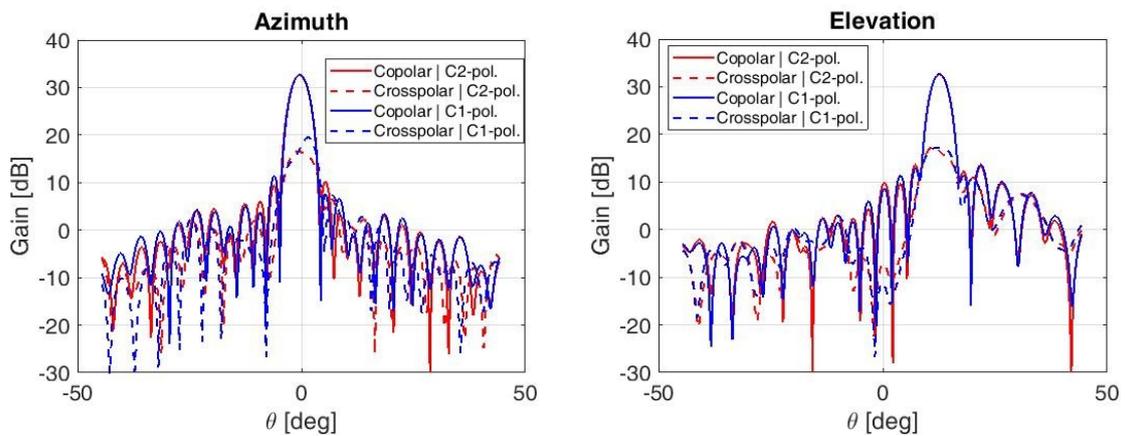
Fig. 44 Cortes principales del diagrama de radiación a la frecuencia central y extremos de la banda inferior

Banda superior:

29,25 GHz



29,5 GHz



29,75 GHz

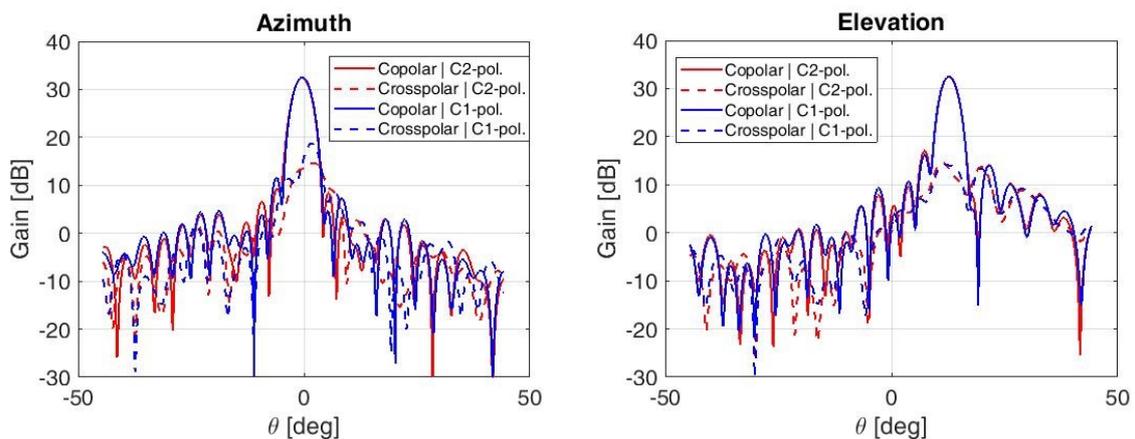


Fig. 45 Cortes principales del diagrama de radiación a la frecuencia central y extremos de la banda superior

En términos generales, en la banda inferior, los niveles de contrapolar en el diseño optimizado en banda aumentan entre 0,5 dB y 2 dB. Ahora se manejan unos niveles de -16dB o más de diferencia respecto al máximo de la componente copolar. En cuanto a los valores de ganancia y de niveles de lóbulos secundarios, prácticamente no han variado. En la banda superior, las características de los diagramas han mejorado especialmente a la frecuencia de 29,25 GHz, que es a la cual el diseño no optimizado funcionaba peor. A esta frecuencia, los niveles de contrapolar han disminuido 2 dB en acimut y 4 en elevación, al tiempo que la ganancia ha aumentado 2 dB y los niveles de lóbulos secundarios han pasado a ser menores a -15 dB a todas las frecuencias de la banda. Aunque empeoran ligeramente algunas características a otras frecuencias de la banda, concluimos que el diseño optimizado en banda es más adecuado, pues a la frecuencia extremo de 29,25 GHz, el comportamiento de la antena mejora bastante, como se aprecia en la siguiente figura, que muestra más detalladamente la mejora (presentada en color verde) del diagrama en elevación a dicha frecuencia en una de las polarizaciones circulares (los resultados son similares en la otra polarización):

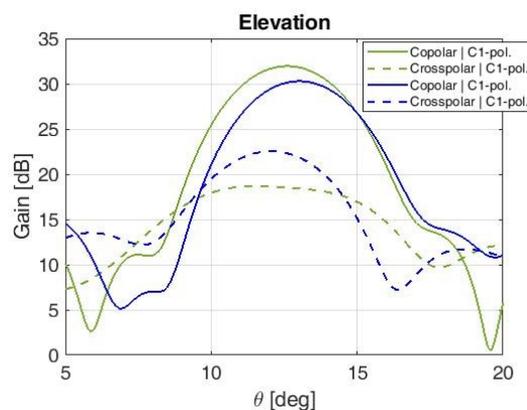


Fig. 46 Comparativa del corte de elevación del diagrama a 29,25 GHz entre diseños antes (líneas azules) y después (líneas verdes) de optimizar en banda

Cabe mencionar que el software de optimización ha desviado el haz aproximadamente 0,5 grados tanto en acimut como en elevación. Este desajuste no es crítico para la aplicación, ya que no es de gran magnitud y es fácilmente corregible, por ejemplo, reorientando ligeramente el reflectarray de manera manual.

A continuación, se presentan los diagramas de colores de las longitudes de los dipolos centrales, tanto horizontales como verticales, de las dos capas. Hay que señalar que, en este caso, la rutina de

optimización tiene más libertad para ajustar las longitudes de los dipolos laterales, y no aplica ningún factor de escalado.

Capa inferior:

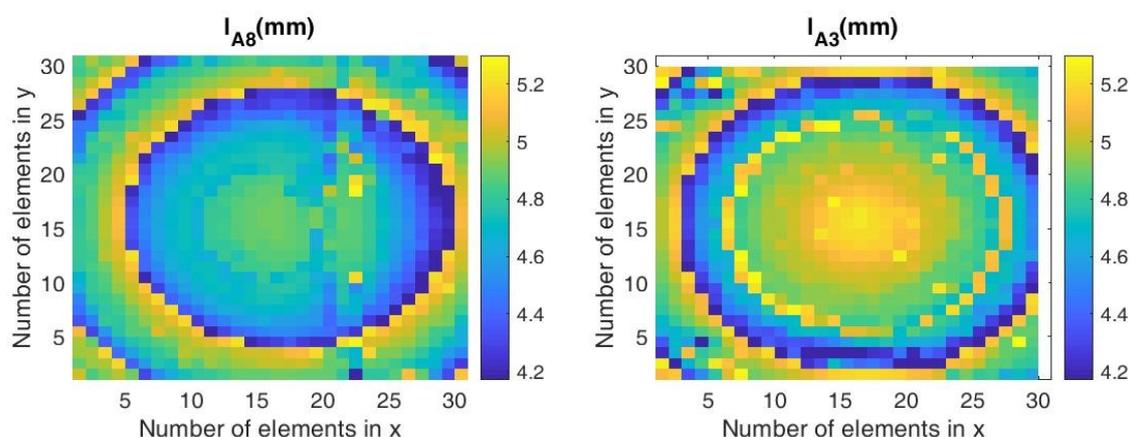


Fig. 47 Longitudes de la capa inferior: A8 es la longitud del dipolo central en la dirección del eje X y A3 la del dipolo central en la dirección del eje Y

Capa superior:

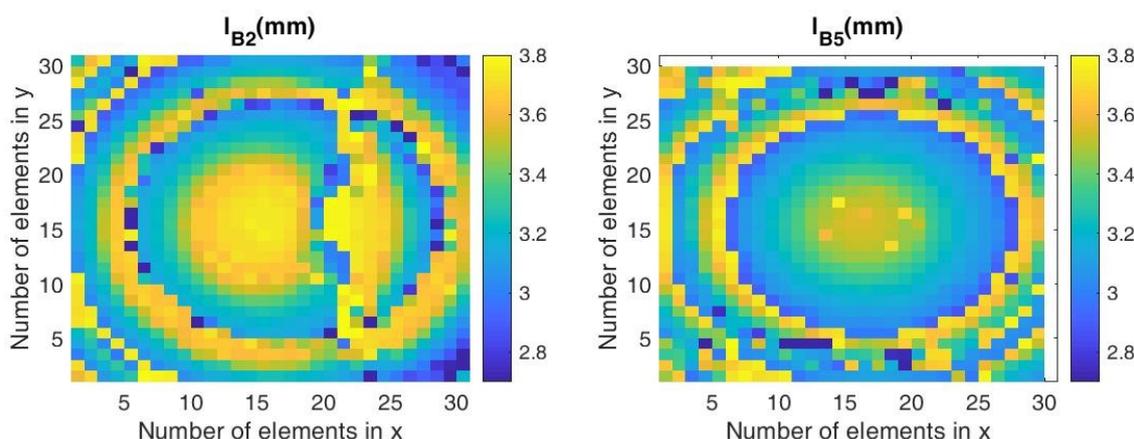


Fig. 48 Longitudes de la capa inferior: B2 es la longitud del dipolo central en la dirección del eje X y B5 la del dipolo central en la dirección del eje Y

Se puede observar que sigue existiendo un grupo de dipolos mal diseñados en la zona central del reflectarray para los dipolos en Y, a pesar de lo cual, no afecta críticamente al funcionamiento de la antena.

Comparativa de los diseños con y sin polarizador

El primer diseño de antena reflectarray, que requiere de un polarizador para funcionar correctamente, tiene una serie de ventajas e inconvenientes. Por un lado, tiene la capacidad de trabajar en doble polarización lineal ortogonal o en doble polarización circular ortogonal, aunque en este proyecto nos centramos en la capacidad de la antena para trabajar en polarización circular. Por otro lado, la desventaja principal del diseño reside en la necesidad de contar con tal elemento polarizador, el cual supone un coste adicional importante en diseño, fabricación e instalación.

Debajo se muestra una imagen de un polarizador circular junto con el ortomodo y el duplexor para antena VSAT comercial de banda Ka de la empresa Kiking que le permite trabajar en polarización circular, conmutable de polarización RHCP a LHCP y viceversa, en la banda de transmisión y en la

de recepción simultáneamente. El polarizador es la guía metálica alargada, que debe rotarse manualmente para conseguirse una u otra polarización. El dispositivo metálico plateado conectado al polarizador es un transductor ortomodal, el cual actúa como duplexor de las dos señales ortogonales en las dos frecuencias, la proveniente de la cadena transmisora y la proveniente del satélite y que se dirige a la cadena receptora. En cuanto a la bocina, se trata de una bocina cónica corrugada.

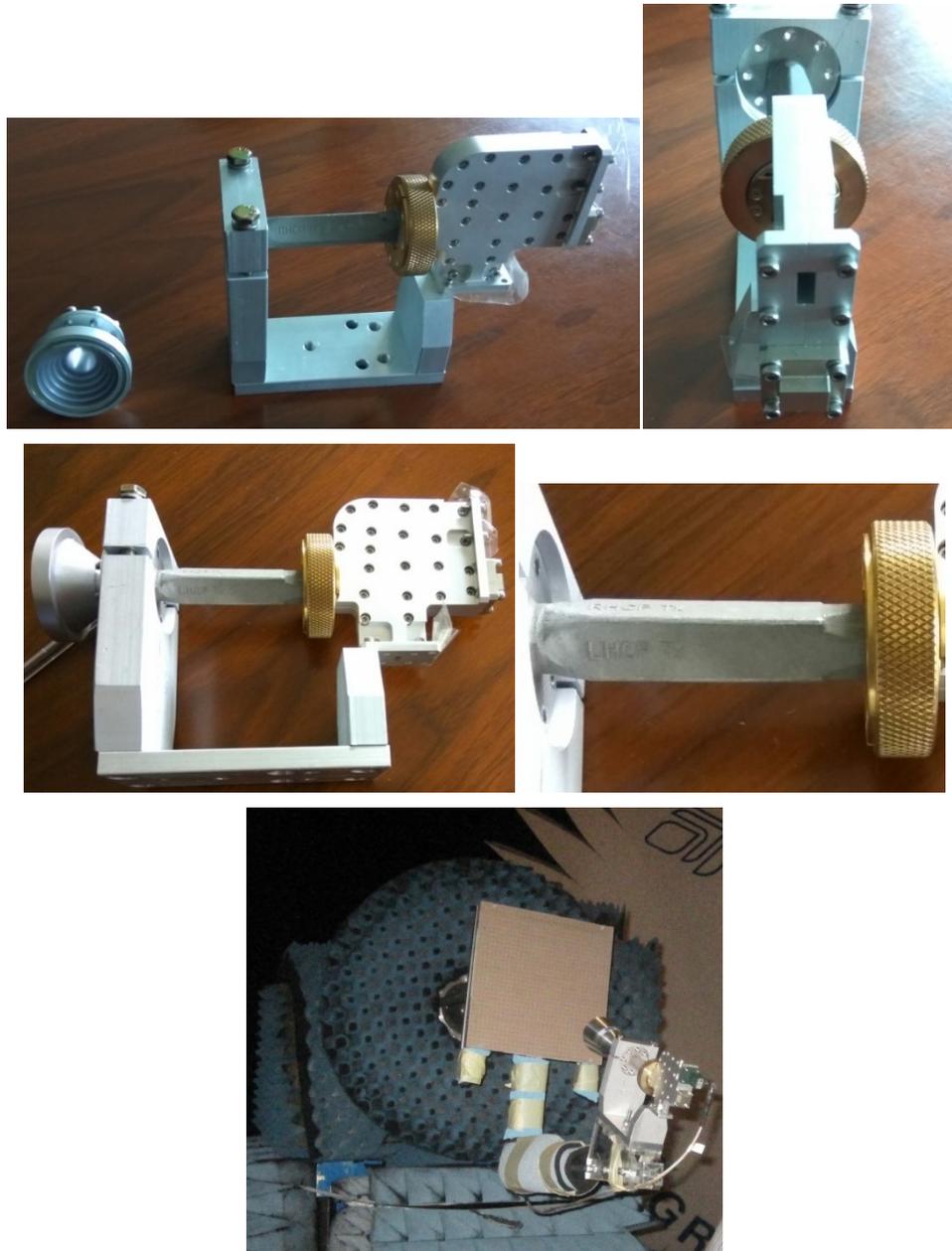


Fig. 49 De izquierda a derecha y de arriba a abajo: Vista superior de bocina, polarizador y ortomodo; Vista trasera de ortomodo; Vista lateral del conjunto; Vista lateral del polarizador; Conjunto de polarizador, alimentador y reflectarray

Los mencionados inconvenientes que conlleva el uso de polarizador obligan a llevar a cabo otro tipo de soluciones, como lo es el diseño que realiza en la superficie del reflectarray la transformación de doble polarización lineal proveniente del alimentador a doble polarización circular. Como se ha podido observar, es un sencillo diseño que requiere que ambas polarizaciones lineales incidan con el mismo módulo, tanto en los dipolos horizontales como en los verticales, lo cual se consigue rotando 45 grados los ejes de la bocina respecto a los ejes del reflectarray. Sin embargo, dicha sencillez

conlleva, a su vez, una desventaja. La incidencia oblicua de las componentes de los campos genera un alto nivel de contrapolar respecto al diseño que funciona mediante polarizador, como se puede observar en los diagramas de radiación previamente representados. Este es el precio a pagar por el uso de esta tecnología. No obstante, se ha demostrado la posibilidad de realizar un diseño funcional sin necesidad de polarizador que trabaja en doble polarización circular ortogonal. Cabe mencionar que el diseño realizado no ha pasado por un proceso de optimización de los niveles de contrapolar.

Debajo se muestra una imagen en la que se aprecia un reflectarray de parches cuadrados de una sola capa y la bocina alimentadora rotada 45 grados.

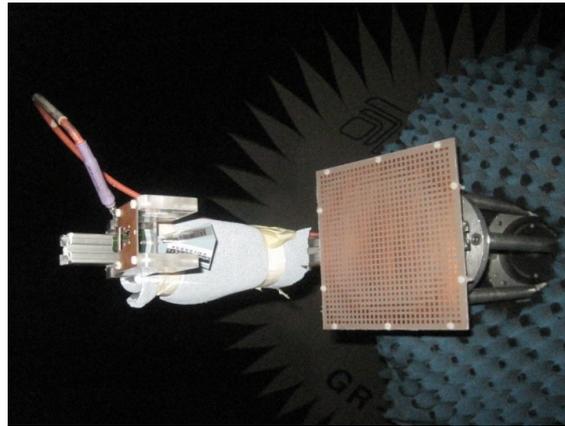


Fig. 50 Conjunto de alimentador rotado y reflectarray de parches cuadrados

Máscaras del diseño definitivo sin elemento polarizador

Gracias a la ejecución de uno de los módulos del programa, se han generado dos ficheros .scr que, tras ejecutarlos con el programa AutoCAD, representan las máscaras de las dos capas del reflectarray (vista 2D superior del reflectarray). Se muestran a continuación ambas máscaras y un zoom de las mismas para distinguir la disposición de los dipolos.

Capa inferior:

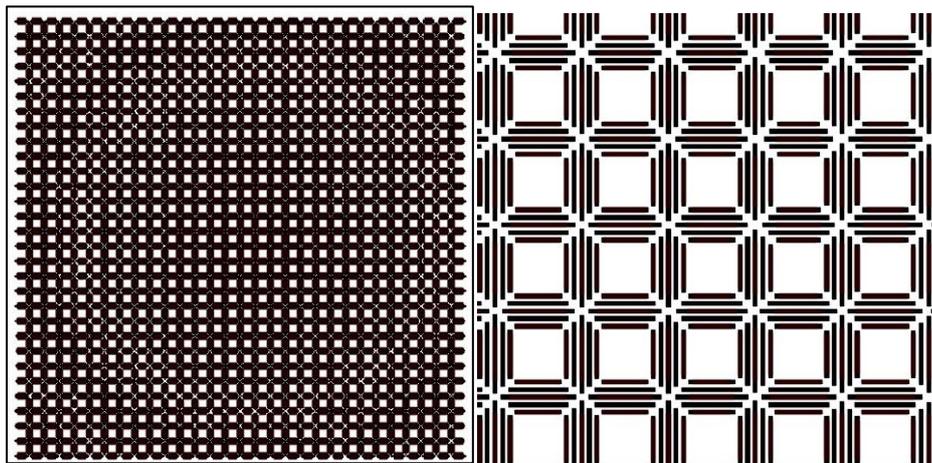


Fig. 51 Máscara de la capa inferior (izquierda) y zoom de dicha máscara (derecha)

Capa superior:

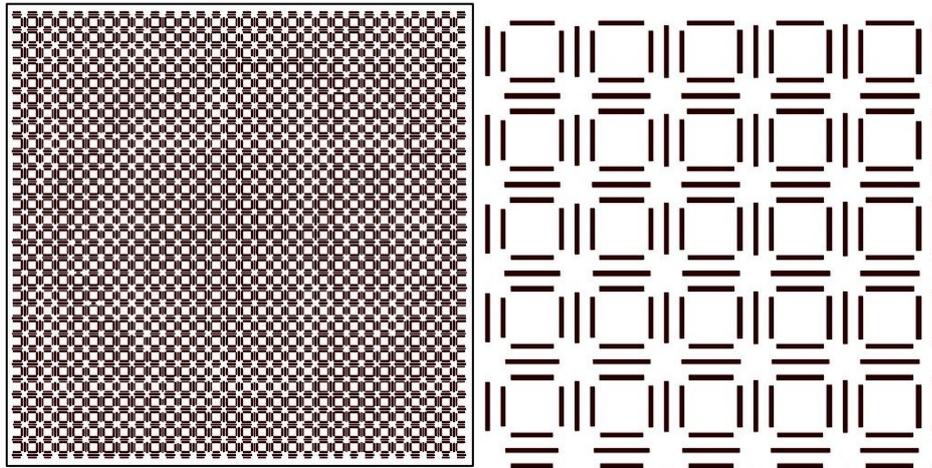


Fig. 52 Máscara de la capa superior (izquierda) y zoom de dicha máscara (derecha)

Especificaciones técnicas del diseño:

Características de operación de la antena

- Bandas de trabajo: 18,95 GHz – 20,45 GHz (RX) y 29,25 GHz – 29,75 GHz (TX)
- Tipo de polarización: polarización dual circular
- Ganancia en la banda inferior (RX): es de 28,5 dB a la frecuencia extremo inferior y de 30 dB a la frecuencia central y a la frecuencia extremo superior
- Ganancia en la banda superior (TX): es de 31,85 dB a la frecuencia extremo inferior, de 32,6 dB a la frecuencia central y de 32,4 dB a la frecuencia extremo superior
- Aplicación: terminal terrestre de usuario para conexión de datos vía satélite o recepción de difusión de datos vía satélite (DBS)

Características físicas generales de la antena

- Número de elementos: 30 x 30 (900)
- Superficie del reflectarray: 17,1 cm x 17,1 cm ($11,3 \lambda$ x $11,3 \lambda$ para 19,7 GHz y $16,8 \lambda$ x $16,8 \lambda$ para 29,5 GHz)

Características físicas del elemento

- Superficie de la celda periódica del elemento: 5,7 mm x 5,7 mm
- Espesor de la capa inferior: 1,3 mm
- Número de dipolos de la capa inferior del elemento: 5
- Espesor de la capa superior: 0,6 mm
- Número de dipolos de la capa inferior del elemento: 3
- Longitud máxima de los dipolos: 5,3 mm
- Material del substrato dieléctrico en las dos capas: policarbonato (destinado a fabricación aditiva mediante impresión 3D)

4 CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

4.1 CONCLUSIONES

Este proyecto se ha realizado a partir de dos claras motivaciones.

Por un lado, el actual desarrollo de la tecnología de antenas reflectarray, en conjunción con otras tecnologías como la fabricación aditiva, la impresión 3D y la tecnología de circuitos impresos, han motivado la búsqueda de la simplicidad del diseño, así como la reducción de los costes y la facilidad de instalación de las antenas. Todo ello busca resolver los inconvenientes que presentan la tecnología tradicional de reflectores y la tecnología de arrays estándar, como son el tamaño de los reflectores, el apuntamiento mecánico de los mismos o la necesidad en arrays convencionales de incluir una red de alimentación. Esta tecnología aúna algunas de las principales características de dichas tecnologías (reflexión de la señal proveniente del alimentador y control de las fases del campo incidente a través de elementos impresos), al tiempo que resuelve parte de sus limitaciones, y lo hace de forma sencilla y barata.

Por otro lado y de forma más específica, este proyecto ha demostrado la posibilidad de obtener un diseño de antena reflectarray en banda Ka para comunicaciones satelitales, que trabaje tanto en recepción como en transmisión (bandas de 20 y 30 GHz), y que sea capaz de operar en doble polarización circular sin necesidad de contar con un elemento polarizador. Este aspecto ha simplificado y abaratado aún más el diseño de la antena.

En cuanto al papel de la antena en las comunicaciones satelitales, la aplicación a la que se destina el reflectarray es la de servir como terminal de usuario, tanto para establecer una conexión de acceso a internet por satélite como para recepción de contenido de difusión a través de satélite (Direct Broadcast Satellite).

La clave para el funcionamiento del diseño ha consistido, fundamentalmente, en la geometría del elemento utilizado. Dicho elemento consta de dos capas, cada una dedicada a una banda de frecuencias. La capa inferior está formada por 5 dipolos en paralelo, encargados de controlar la respuesta en fase de la celda reflectarray a 20 GHz, y la capa superior por 3 dipolos en paralelo, destinados al control de la respuesta en fase a 30 GHz y en su misma dirección. Intercalando periódicamente celdas reflectarray con los dipolos orientados en la dirección del eje X y celdas con los dipolos en la dirección del eje Y (con un desplazamiento de medio periodo tanto en X como en Y de unas con respecto a otras) se ha logrado el control independiente de las componentes X e Y del campo incidente proveniente de la bocina.

Se ha seguido un proceso de diseño cuya metodología general es similar a la utilizada para diseñar arrays de antenas convencionales. Dicha metodología ha consistido en diseñar y caracterizar adecuadamente el elemento radiante de la agrupación en las dos bandas de frecuencias de trabajo para, seguidamente, realizar el diseño completo de la antena especificando las dimensiones de cada uno de los elementos radiantes. La geometría del elemento (2 capas) ha hecho posible una simplificación del proceso de diseño, permitiendo diseñar cada capa por separado: en primer lugar se diseña la capa inferior a la frecuencia de 19,7 GHz de manera independiente para cada polarización (dipolos en X y en Y), y a continuación, se diseña la capa superior a 29,5 GHz, también de forma independiente para cada polarización, y considerando el efecto que produce la capa inferior recién diseñada. Este método permite reducir los tiempos de computación con respecto a un diseño simultáneo de la antena reflectarray a ambas frecuencias, y no todo el mundo lo utiliza, por lo que es relativamente novedoso.

Se han llevado a cabo simulaciones de la antena diseñada utilizando software de análisis específico. Se han representado los diagramas de radiación a las frecuencias centrales y extremos de ambas bandas de trabajo. Dichos resultados han mostrado características positivas en términos de ganancia (30 dB o más) y lóbulos secundarios (por debajo de los -15 dB respecto al máximo de ganancia), así como un ancho de banda suficiente para la aplicación para la que se ha concebido.

Los diagramas simulados también han demostrado la capacidad de trabajar con doble polarización circular en ambas bandas de trabajo. Ello se ha logrado generando un desfase de 90 grados entre la

componente del campo reflejada por los dipolos horizontales con respecto a la componente reflejada por los dipolos verticales y, posteriormente, rotando la bocina 45 grados respecto a los ejes X e Y del reflectarray para obtener aproximadamente el mismo módulo de las dos componentes X e Y del campo incidente en el reflectarray.

Para finalizar, el autor considera que los resultados teóricos obtenidos han sido más que satisfactorios. Este proyecto refleja fielmente el proceso teórico completo previo a la fabricación y verificación práctica del diseño. Esto otorga una perspectiva general que ha permitido al autor entrar en contacto y comprender el trabajo ingenieril bajo el que subyacen los aspectos teóricos fundamentales de buena parte de la realidad del sector, a la que no ha tenido acceso de manera tan aplicada durante sus estudios académicos hasta la fecha.

4.2 LÍNEAS FUTURAS

Los pasos a seguir tras lo conseguido en este proyecto son los siguientes.

Primero, se debe realizar una optimización de los niveles de radiación contrapolar a nivel teórico. Como muestran los resultados, se obtienen niveles de contrapolar de -15 dB en el caso peor, aproximadamente. Enlaces satelitales como el considerado, requieren unos buenos niveles de contrapolar, mejores que -20 dB y cercanos a los -30 dB respecto al máximo del lóbulo principal en el diagrama de radiación, criterio que en este trabajo no se cumple. Si bien es cierto que se obtienen niveles cercanos a los -20 dB, los cuales son razonables puesto que un polarizador circular comercial como el presentado anteriormente obtiene niveles similares de contrapolar, se trata de una característica importante en las comunicaciones satelitales que es conveniente mejorar. Es, por tanto, un aspecto en el que es necesario centrar los esfuerzos en el futuro.

Finalmente, se debe pasar a la fabricación y verificación práctica de la antena en una cámara anecoica. Como paso previo, se deberá realizar la evaluación de las celdas periódicas utilizando la técnica del simulador en guía de ondas. Dicha técnica consiste en fabricar algunas celdas que son introducidas (se suelen introducir dos) en una guía de ondas rectangular, cuyas paredes simulan un entorno periódico infinito. La guía se conecta a un analizador de redes vectorial y se miden la amplitud y la fase de la onda reflejada por el elemento dentro de la guía. Tras dicha evaluación, se realiza la construcción del demostrador, la cual conlleva seguir un procedimiento claramente definido y marcado por una serie de requisitos, durante el cual pueden surgir problemas que obliguen a considerar ciertos reajustes en el diseño. Una vez construida la antena, se concluye realizando un procedimiento de medida que corrobore la validez y exactitud de los resultados obtenidos de forma teórica mediante el software de análisis y diseño.

5 BIBLIOGRAFÍA

- [1] J. Huang, J. A. Encinar, *Reflectarray Antennas*, Nueva Jersey: John Wiley & Sons, 2008.
- [2] E. Martínez de Rioja, J. A. Encinar, R. Florencio, R. R. Boix, “Low-cost transmit and receive reflectarray antenna for satellite communications in Ka-band,” En: “4th Advanced Electromagnetics Symposium (AES 2016)”, Malaga, Spain. Pp. 1-2, July 2016.
- [3] R. López-Sáez Closas, J. A. Encinar, “Diseño de un reflectarray de polarización dual circular para comunicaciones por satélite en banda Ka,” URSI, Cartagena (Murcia), Septiembre 2017.
- [4] R. Florencio, J. A. Encinar, R. R. Boix, V. Losada and G. Toso, “Reflectarray antennas for dual polarization and broadband Telecom satellite applications”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 4, pp. 1234-1246, April 2015.
- [5] J. Castro, E.A. Rojas-Nastrucci, A. Ross, T. M. Weller, J. Wang, “Fabrication, Modeling and Application of Ceramic-Thermoplastic Composites for Fused Desposition Modeling of Microwave Components” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 6, June 2017.
- [6] R. López-Sáez Closas, 2018, *Diseño, Construcción y Medida de un Demostrador de Antena Reflectarray con Transformación de Polarización para Comunicaciones por Satélite en Banda Ka*. Proyecto de Fin de Carrera. Madrid: ETSIT, Universidad Politécnica de Madrid.
- [7] H. Rajagopalan and Y. Rahmat-Samii, “On the reflection characteristics of a reflectarray element with low-loss and high-loss substrates”, *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 52, no. 4, pp. 73–89, Nov. 2010.
- [8] C. Wan and J. A. Encinar, “Efficient computation of Generalized Scattering Matrix for analyzing multilayered periodic structures”, *IEEE Trans. On Antennas Propag.*, Vol. 43, pp. 1233 – 1242, Oct. 1995.
- [9] M. Bozzi, S. Germani, and L. Perregrini, “Performance comparison of different element shapes used in printed reflectarrays”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 2, pp. 219 – 222, 2003.
- [10] A. Encinar, “Design of two – layer printed reflectarrays using patches of variable size”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 49, No. 10, pp. 1403 – 14010, October 2001.
- [11] Eduardo Carrasco, Mariano Barba, José A. Encinar, “Reflectarray Element Based on Aperture-Coupled Patches With Slots and Lines of Variable Length”, *IEEE Trans. On Antennas & Propagation*, vol. 55, no. 3, pp. 820-825, March 2007.
- [12] J. Huang and R. J. Pogorzelski, “A Ka – band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 46, May 1998, pp. 650 – 656.
- [13] D. I. Wu, R. C. Hall, and J. Huang, “Dual – frequency microstrip reflectarray”, *IEEE AP – S/URSI symposium*, 1995, pp. 2128 – 2131.
- [14] M. Zawadzki and J. Huang, “A dual – band reflectarray for X – and Ka – bands”, *PIERS symposium*, Honolulu, Hawaii, October 2003.
- [15] J. Huang and A. Fera, “A one – meter X – band inflatable reflectarray antenna”, *Microwave & Optical Technology Letters*, Vol. 20, Jan. 1999.
- [16] D. M. Pozar, S. D. Targonski, and R. Pokuls, “A shaped – beam microstrip patch reflectarray”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 1167 – 1173, July 1999.
- [17] M. Arrebola, J. A. Encinar, Y. Alvarez, and F. Las – Heras, “Design and evaluation of a three – beam LMDS central station antenna using reflectarrays”, *13th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECOM ’ 2006)*, Benalmádena (Málaga), Spain, May 2006.
- [18] M. E. Bialkowski, A. W. Robinson, and H. J. Song, “Design, development, and testing of X – band amplifying reflectarrays”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 50, pp. 1065 – 1076, August 2002.
- [19] J. Huang, C. Han, and K. Chang, “A Cassegrain offset – fed dual – band reflectarray”, *IEEE AP- S/URSI Symposium*, Albuquerque, New Mexico, July 2006, pp. 2439 – 2442.
- [20] F. Xiong and R. Romanofsky, “Study of the behavior of digital modulations of beam steerable reflectarray antennas”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, March 2005, pp. 1083 – 1097.
- [21] Imagen de esquema genérico de elemento radiante en la dirección web: https://www.researchgate.net/figure/Antena-de-parche-Pasos-para-el-diseno-Calculo-del-ancho-del-parche-W_fig5_304336214

- [22] Imagen de campo eléctrico en polarización circular en la dirección web: https://en.wikipedia.org/wiki/Circular_polarization
- [23] Imagen de la pirámide de los plásticos en la dirección web: <http://tecnologiadelosplasticos.blogspot.com.es/2011/06/policarbonato.html>
- [24] I. Bardi , R. Remski , D. Perry , and Z. Cendes , “Plane wave scattering from frequency selective surfaces by finite element method ,” *IEEE Trans. Magn.* Vol. 38 no. 2 , pp. 641 – 644 , March 2002.
- [25] P. Harms , R. Mittra , and K. Wae , Implementation of periodic boundary condition in finite - difference time - domain algorithm for FSS structures , ” *IEEE Trans. On Antennas Propagat.*, Vol. 42 , pp. 1317 – 1324 , Sept. 1994.

6 ANEXOS

6.1 Anexo 1: Impacto Y Responsabilidades relacionadas con el TFG

6.1.1 Introducción

A pesar de las ventajas que ofrecen las comunicaciones por satélite, como son la distribución masiva de datos a un alto número de usuarios, éstas tienen una serie de características que limitan las opciones de actuación con respecto a las comunicaciones terrenas y, por tanto, hacen difícil el invertir en ellas. El elevado coste de diseño y fabricación que conlleva su complejidad junto con el alto riesgo que implica su implantación y las limitaciones que impone en términos de reparación y mantenimiento, son factores que reducen la actividad en este sector.

Este proyecto pretende, mediante la utilización de una tecnología reciente como lo es la de las antenas tipo reflectarray, contribuir a motivar el desarrollo de este tipo de comunicaciones. Económicamente, la reducción de tamaño de la antena y la eliminación de ciertos componentes suponen una reducción del coste total importante. Por otro lado, la aplicación de técnicas de fabricación aditiva en conjunción con la impresión 3D ayudan a impulsar su desarrollo de cara, principalmente, a la innovación de dichas técnicas, pero también a la producción a gran escala, pudiendo acarrear igualmente una reducción de costes significativa.

Este tipo de proyectos deben siempre abordarse en un marco legal y ético, no dándose cabida a su uso para fines bélicos no justificados, y respetándose el código ético ingenieril mediante el correcto ejercicio de la profesión.

6.1.2 Descripción de Impactos Relevantes Relacionados con el Proyecto

Impacto social

Este reflectarray está pensado para ser fabricado mediante Impresión 3D por capas (Fabricación aditiva) gracias a la colaboración con el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Embry-Riddle Aeronautical University (Florida). Una de las formas en la que impacta socialmente este proyecto es en el movimiento tecnológico que se genera en colaboraciones como ésta, creándose un ambiente sinérgico muy positivo. Además, el uso de la fabricación aditiva, la cual es una novedosa técnica en el campo de la fabricación de antenas, supone la expansión de dicho tipo de técnicas de cara a la

innovación tecnológica. La posible fabricación en España de este tipo de antenas abriría la puerta a nuevos campos de estudio y, por tanto, a la generación de empleo en el campo de la fabricación aditiva. Finalmente, el abaratamiento de la tecnología puede propiciar su uso en otras aplicaciones con alto impacto social, como el despliegue sencillo de estaciones terrenas en situaciones de emergencia.

Impacto económico

El desarrollo gradual de la técnica de fabricación aditiva puede suponer un nuevo enfoque en la fabricación y producción de antenas. Si bien es cierto que, por ahora, el modelado por deposición fundida o fabricación por capas es utilizado para la fabricación de prototipos y la producción a pequeña escala, además de impulsar el uso de la impresión 3D, su evolución puede derivar en técnicas de producción a gran escala. Ello podría significar una mejora en la productividad, en términos de reducción de costes, velocidad de fabricación, etc. Este TFG es una pequeña forma de promover la utilización de la técnica y, por tanto, su desarrollo.

En lo que respecta a los costes de usar esta antena, la sustitución de la tecnología de reflectores por parte de la tecnología reflectarray y la eliminación del componente polarizador conllevan una alta reducción de los costes. La drástica reducción de tamaño supone, en primer lugar, la disminución de la fabricación y uso de materiales y, en segundo lugar, la mayor facilidad de instalación.

Impacto medioambiental

Este es, al fin y al cabo, un proyecto cuya puesta en práctica implica utilizar materiales artificiales. Es necesario analizar adecuadamente la manera en que el uso de dichos materiales puede afectar al medioambiente y tratar de reducirlos lo máximo posible.

6.1.3 Análisis Detallado de Alguno de los Principales Impactos

Nos paramos a analizar más detenidamente el impacto medioambiental que supone la fabricación de este tipo de antenas.

La fabricación de una antena reflectarray como la diseñada afecta al medioambiente de diferentes formas. Por un lado, es cierto que la utilización de materiales como el cobre y el policarbonato (PC) siempre afectan de forma negativa al medioambiente. Tras la vida útil de una antena, estos materiales pasan a ser residuos que, al fin al cabo, son, en mayor o menor medida, tóxicos. Por ejemplo, como se muestra a continuación en esta representación gráfica de la pirámide de los plásticos (extraída de [23]), el policarbonato es el segundo plástico más perjudicial para el medioambiente:

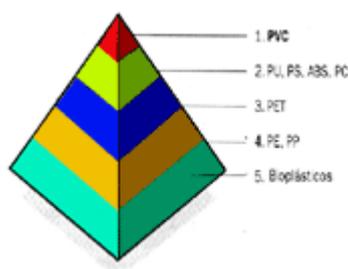


Fig. 53 Dibujo esquemático de la pirámide de los plásticos

Por tanto, el uso de materiales es un factor a tener en cuenta. Sin embargo, por otro lado, una de las razones detrás de la realización de este diseño del reflectarray es la reducción del uso de materiales en comparación con la tecnología de reflectores. Con ello, se busca contribuir, no solo a la reducción de costes, si no a la reducción del impacto medioambiental.

Otro aspecto negativo que, inevitablemente, se produce, es la contaminación electromagnética. El uso eficiente y óptimo de la antena reducirá el impacto sobre los seres humanos, la fauna de la zona, etc.

En contraposición, la eliminación de la red de alimentación respecto a la tecnología de arrays de parches estándar supone una reducción del consumo de energía, el cual siempre conlleva contaminación a un cierto nivel.

Por último, cabe mencionar la reducción del impacto visual respecto al producido por las antenas reflectoras, las cuales son de mayor tamaño. Debido a su perfil plano, las antenas tipo reflectarray pueden colocarse en superficies planas y camuflarse con el entorno si se utilizan los materiales adecuados.

6.1.4 Conclusión

Como se ha explicado en los puntos anteriores, se considera que este proyecto puede generar potenciales beneficios, principalmente en los aspectos social y económico, por sus aportaciones en términos de mejoras técnicas de las comunicaciones por satélite y ayuda a la innovación en áreas relacionadas con la fabricación de antenas.

La principal motivación de este proyecto se apoya en criterios de reducción de costes y de desarrollo de tecnologías recientes y novedosas. El hecho de haberse logrado ejercerlos a través del proyecto, claramente aporta valor añadido al mismo.

No hay que perder de vista, sin embargo, el impacto medioambiental que puede acarrear esta tecnología, debido a la crisis climática que vivimos y la actitud que hay que tener hacia ella.

En cuanto a lo ético, la gran mayoría de proyectos de ingeniería, y en concreto los relacionados con el diseño de antenas, deben ponerse en práctica de forma responsable, abogando por el bien común.

6.2 Anexo 2: Presupuesto Económico

TABLA DE PRESUPUESTOS					
		horas	Precio/hora	TOTAL	
COSTE DE MANO DE OBRA (coste directo)		360	21,90 €	7.884,00 €	
COSTE DE RECURSOS MATERIALES (coste directo)		Precio de compra	Uso en meses	Amortiz. En años	TOTAL
Ordenador personal (software base incluido)	1.000,00 €	5	4	104,17 €	
Monitor	180,00 €	5	4	18,75 €	
Licencias (Visual Studio Professional, Matlab, AutoCAD)	3.338,69 €	5	N/A	1.391,12 €	
Subtotal Coste de Recursos Materiales				1.514,04 €	
TOTAL COSTE DIRECTO				9.398,04 €	
GASTOS GENERALES (costes indirecto)	15%	sobre CD		1.409,71 €	
BENEFICIO INDUSTRIAL	6%	sobre CD+CI		648,46 €	
Impresión				6,80 €	
Encuadernación				0,30 €	
MATERIAL FUNGIBLE				7,10 €	
SUBTOTAL PRESUPUESTO				11.463,31 €	
IVA APLICABLE	21%	sobre Subtotal Presupuesto		2.407,29 €	
TOTAL PRESUPUESTO				13.870,60 €	

Tabla 1 Presupuesto económico del proyecto

A continuación se justifican algunos de los datos de la tabla.

- Coste de mano de obra: el Ministerio de Economía y Hacienda remitió a todos los colegios profesionales una nota en la que se les recordaba que, siguiendo directivas europeas, se debían eliminar los baremos orientativos de honorarios que tradicionalmente venían publicando. Por ello, y haciendo notar que los honorarios son libres y responden al libre acuerdo entre el profesional y su cliente, se ha estimado un precio de 30 €/hora que la empresa cobra al cliente por los servicios prestados, incluyéndose, entre otras cosas, los gastos generales y el beneficio industrial, que suponen un 15 % aplicado al coste directo y un 6 % aplicado dos veces, también al coste directo, respectivamente. Extrayendo un 27 % total a los 30 €/hora, se deduce un coste directo de mano de obra del 21,90 €/hora.
- Coste de recursos materiales: cabe destacar que el coste de las licencias se ha calculado tomando el precio anual de todas las licencias (Visual Studio Professional, Matlab, AutoCAD) y se ha multiplicado por el porcentaje del tiempo que se han utilizado durante este año (número de meses de trabajo/12 meses).

6.3 Anexo 3: Software Utilizado

Este anexo tiene como objetivo mostrar al lector de forma cualitativa la estructura del programa software de Fortran STARD_UPM utilizado para realizar las simulaciones del proyecto. Con esto se pretende mejorar la comprensión del proceso seguido en este TFG.

A continuación se muestra una captura de lo que el usuario observa cuando abre el proyecto de nombre STARD_UPM con el programa de Visual Studio:

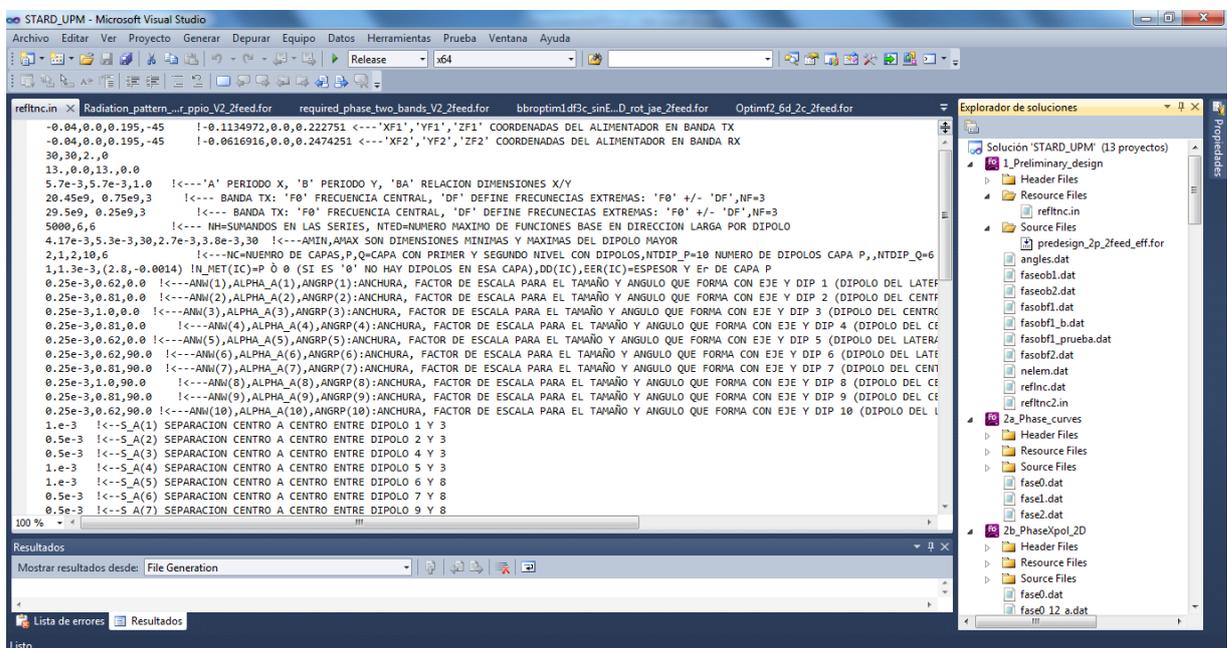


Fig. 54 Captura de pantalla del software Fortran en Microsoft Visual Studio

- Pantalla principal: en esta pantalla se puede observar el contenido de todos los ficheros del proyecto cuando se abren. Estos ficheros pueden ser tipo *.dat*, tipo *.for* o tipo *.in*.
- Tipos de ficheros: los ficheros *.dat* son ficheros de entrada que contienen datos que el programa necesita leer para ejecutar las diferentes funciones, así como ficheros que el programa genera a partir de la ejecución de dichas funciones (un fichero de salida de una

- función, puede ser a su vez de entrada de otra función). Los ficheros *.for* son, como tal, el código Fortran del programa. Se encargan de leer (entrada) y escribir (salida) los ficheros tipo *.dat*. Por otro lado, en la captura se muestra un fichero fundamental del programa (*refltn.in*). Este es un fichero de entrada que recoge todos los parámetros físicos de las dos capas del reflectarray, como son el tamaño de la celda, el rango de longitudes de los dipolos, la posición de la bocina, la banda de trabajo, el factor de escalado para los dipolos laterales, el material dieléctrico de cada capa, etc. También recoge algunos parámetros que afectan al diseño, como las constantes de fase que hay que sumar a las curvas de fase.
- Explorador de soluciones: la columna situada en el margen derecho de la pantalla es el explorador de soluciones. Consiste en la interfaz de navegación de ficheros del proyecto. Los ficheros, según las funciones que realizan, están divididas en diferentes módulos (icono de color morado). Estos módulos tienen una función determinada en el programa. Por ejemplo, el módulo *1_Preliminary_design* tiene como función principal generar, a partir del fichero *refltn.in*, una serie de ficheros *.dat* que contienen las distribuciones de fase ideales requeridas de las dos capas para generar el haz en la dirección de apuntamiento especificada.
 - Representación gráfica de las simulaciones: muchos de los ficheros *.dat* se pueden representar gráficamente mediante diagramas de colores, curvas de dos ejes y otro tipo de figuras. Esto se consigue mediante una serie de ficheros *.m* de Matlab, incluidos en la carpeta del proyecto.

El siguiente esquema de bloques representa el orden en que se deben ejecutar los diferentes módulos del programa para culminar en un diseño adecuado del reflectarray. Nótese que, en ese esquema, las flechas de color azul representan avance y las flechas de color rojo representan reajustes que puede ser necesario realizar.

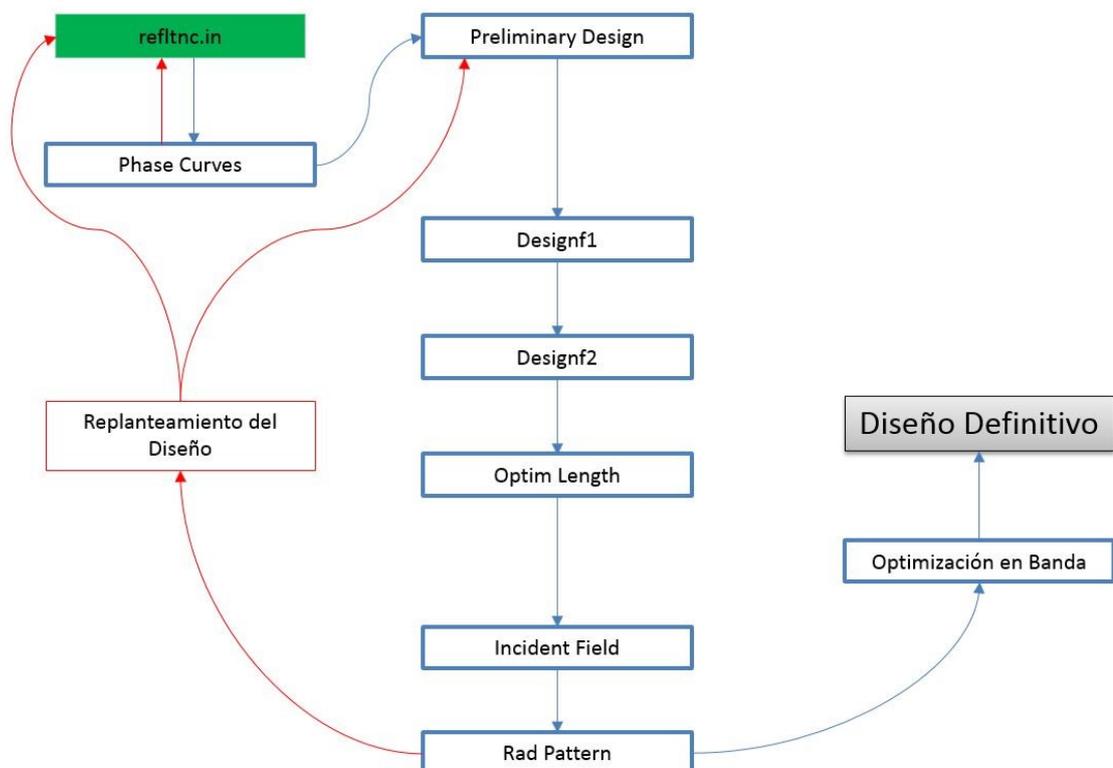


Fig. 55 Diagrama de bloques del proceso de diseño realizado mediante el programa STAR_UPM

A continuación, se describen las funciones de los diferentes módulos del programa (bloques azules) y el resto de pasos del proceso de diseño.

1. Fichero refltnc.in: este fichero es fundamental para comenzar el diseño del reflectarray. Contiene todos los parámetros físicos de la antena, además de algunos otros.
2. Phase Curves: este módulo tiene como entrada el refltnc.in. Como ya sabemos, antes de proceder al diseño completo de la antena, es necesario contar con un elemento eficiente que cumpla con una serie de características en dimensiones, pérdidas, rango de cambio de fase, etc. La finalidad con la que se usa este módulo es la de simular y evaluar las características del elemento individual en un entorno periódico a través de las curvas de fase y pérdidas. La flecha azul entrante indica la definición de los parámetros físicos del elemento en el fichero de entrada (tamaño de los dipolos, separación entre los mismos, material dieléctrico y su grosor, etc.) para su posterior evaluación mediante este módulo, mientras que la flecha roja indica posibles reajustes a realizar sobre los parámetros del elemento tras evaluar las curvas de fase y de pérdidas.
3. Preliminary Design: una vez se ha diseñado adecuadamente el elemento, se comienza el diseño de la antena completa, comenzando por el Preliminary Design. Este módulo tiene como fichero de entrada el refltnc.in. Como ya se ha explicado, este fichero contiene todos los parámetros físicos de la antena. La función del módulo es, principalmente, la de generar los ficheros de distribuciones de fases requeridas para el correcto apuntamiento del haz en las dos bandas, es decir, en cada una de las capas de la antena. Los valores de las fases dependen de los parámetros físicos del elemento (sus dimensiones, el material dieléctrico, etc.) y de la frecuencia de trabajo. Es por ello que es imprescindible contar con el fichero refltnc.in. Nótese que, como ya se ha explicado, el diseño de las dos capas se realiza inicialmente a las frecuencias centrales de cada banda.
4. Designf1: tras generar los ficheros de distribuciones de fase, se ejecuta este módulo. Basándose en la distribución de fases requerida para la capa inferior para la frecuencia central de la banda inferior (19,7 GHz), la rutina trata de ajustar la longitud de los dipolos de la capa inferior para obtener la fase requerida en cada elemento del reflectarray, y lo hace recorriendo las curvas de fase del elemento. Obviamente, los resultados no serán ideales, si no que la rutina cometerá cierto error en el cálculo de las longitudes, y ello generará distribuciones de fase no ideales. El fichero generado contiene las longitudes de los dipolos centrales y laterales de cada uno de los elementos del reflectarray.
5. Designf2: este módulo es similar al anterior, pero sirve para diseñar la capa superior del reflectarray. Cabe destacar que, para que esta rutina funcione adecuadamente, es necesario haber obtenido un buen diseño de la capa inferior, como se explica en el cuerpo del documento.
6. Optim Length: este módulo ajusta las dimensiones de los dipolos cuya longitud sobrepasa los límites de la celda periódica del elemento o, simplemente, se halla fuera del rango definido para cada capa. Estos casos suelen producirse de manera aislada, y se solucionan dando al elemento una longitud similar a la de los vecinos. Además de producirse de manera aislada, estos errores suelen cometerse en la capa superior, pues la capa inferior se ha diseñado primero sin otra influencia que la del diseño del elemento, ya que la capa superior se diseña después. Por ello, este módulo corrige solo la capa superior, aunque bien podría reprogramarse para corregir la capa inferior, pero no suele ser necesario.
7. Incident Field: tras el diseño de las dos capas, se pasa a simular los diagramas de radiación de la antena, generalmente a las frecuencias centrales y extremos de cada banda. Previo a ello, es necesario generar el fichero de campo incidente sobre cada elemento del reflectarray a la frecuencia deseada mediante este módulo. El fichero servirá de entrada del módulo Rad Pattern. El alimentador se modela con un diagrama $\cos^q\theta$.
8. Rad Pattern: este módulo calcula el campo reflejado en función de la fase del campo incidente y de la fase introducida por cada elemento. Con Matlab, se representa el diagrama de radiación obtenido, y se evalúan sus características de ganancia, lóbulos secundarios y niveles de contrapolar a la frecuencia deseada.
9. Replanteamiento del diseño: si los resultados son favorables, al menos a la frecuencia central, se procede a la optimización del diseño en una o las dos bandas. Si los resultados no son favorables, se considera un replanteamiento del diseño, el cual puede consistir en modificar la constante de fase que se suma a toda la distribución de fase de cada capa a la frecuencia

central para que las longitudes de los dipolos se distribuyan de forma diferente en la superficie del reflectarray. Esta medida puede resolver los problemas encontrados. En un caso crítico, otra medida podría consistir en partir del diseño del elemento de nuevo.

10. Optimización en banda: está formado por 3 módulos distintos. Previo a su ejecución, es necesario calcular las distribuciones de fase a las frecuencias extremo de cada banda con el módulo de Preliminary Design. Una vez hecho, se ejecuta el primero de los módulos (Phase_error_2_bands), que muestra, para cada banda, la diferencia de fase existente entre las distribuciones de fase a la frecuencia central y ambos extremos, ya que el desplazamiento en frecuencia produce una variación de la fase. A partir de esos resultados, el usuario obtiene de forma aproximada una serie de constantes de fase que minimizan al máximo la desviación a cada frecuencia extremo de ambas bandas. De nuevo, se ejecuta el módulo Preliminary Design y se obtienen los ficheros de las distribuciones de fases a las frecuencias extremo. Seguidamente, se ejecuta el segundo módulo (Required_phase_2_bands), que genera un fichero de fases por cada capa del reflectarray, en el cual se recogen las distribuciones de fases a las frecuencias centrales y las diferencias de fase con las distribuciones a las frecuencias extremo. Finalmente, se ejecuta el módulo que calcula las dimensiones definitivas de los dipolos del diseño optimizado en banda (BBRoptim). Es una rutina basada en el algoritmo de Fletcher Powell para ajustar las fases y, por tanto, las longitudes de los dipolos.