

Universidad de Oviedo

Escuela Politécnica de Ingeniería de Gijón



Diseño de Agrupaciones Dispersas de Antenas para Aplicaciones Espaciales

TRABAJO FIN DE MÁSTER

Paz Alonso Arias

2018

Universidad de Oviedo
Escuela Politécnica de Ingeniería de Gijón

**Máster en
Ingeniería de Telecomunicaciones**

**DISEÑO DE AGRUPACIONES DISPERSAS DE
ANTENAS PARA APLICACIONES
ESPACIALES**

Autor

Paz Alonso Arias

Tutor

Rafael González Ayestarán

Proyecto de Investigación

Propuesta Individual

**Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, de
Computadores y Sistemas**

Área de Teoría de la Señal y Comunicaciones

2018

Abstract

The performance of single-element, conventional, antennas can be significantly improved by associating them in arrays of antennas. Although the use of these arrays can extend the capabilities in respect of radiation, these are known to be expensive solutions. As critical as it is to keep the costs to a minimum, sparse arrays provide the means to reduce the number of elements, and therefore the costs, while maintaining the desired performance. However, this type of arrays demands highly complex designs, notably challenging in comparison to the design of uniform arrays.

In this Master thesis, a methodology for the design of sparse arrays is proposed, partially based on the Compressive Sensing theory. It also provides great flexibility to customize requirements and features, so it can be applied to synthesize arrays by controlling different variables: amplitudes and phases of the excitation currents, phases only or the location of the elements.

Firstly, the steps taken to study and solve synthesis problems using optimization tools are discussed. Starting from a gain mask for the antenna pattern, the array is iteratively refined until convergence. This convergence is assumed to be faster when providing more degrees of freedom. Different algorithms of optimization have been analyzed in this work, and a comparative analysis demonstrate that, for the problem of phase-only synthesis, hybrid methods provide effective solutions.

Once the methodology has been defined, it is applied to design a reflectarray for broadcasting-satellite service. The only purpose of this example is to illustrate the scope and robustness of the proposed methodology. The definition of specific requirements and constraints, relating to radiating features as well as geometry, allows a realistic approach to solving the problem. Results for a sparse reflectarray show the successful observation of the gain mask and other requirements, while reducing the final number of elements as well.



UNIVERSIDAD DE OVIEDO
Escuela Politécnica de Ingeniería de Gijón

Hoja 6 de 90

Índice general

Abstract	5
Acrónimos y nomenclatura empleada	13
1. Introducción	15
1.1. Contexto del proyecto y motivación	15
1.2. Objetivos del proyecto	16
1.3. Estructura	17
2. Marco teórico	19
2.1. Fundamentos básicos	19
2.2. Agrupaciones de antenas	20
2.2.1. <i>Arrays</i> planos	24
2.2.2. <i>Reflectarrays</i>	25
2.3. Síntesis de <i>arrays</i>	27
2.4. <i>Compressive sensing</i> y deconvolución dispersa	29
2.4.1. Deconvolución dispersa y síntesis de <i>arrays</i>	30
2.4.2. <i>Arrays</i> irregulares, dispersos o “raleados”. Una cuestión de nomenclatura	30
3. Metodología y primeros resultados	33
3.1. Sistemas de coordenadas y representación gráfica	33
3.2. Síntesis de <i>arrays</i> mediante optimización	34
3.2.1. Síntesis basada en diagramas objetivo	35
3.2.2. Síntesis basada en máscaras	37
3.3. Síntesis de fase	46
3.3.1. Síntesis de fase mediante Algoritmos Genéticos (GA)	50
3.4. Síntesis de posiciones	52
3.4.1. Factibilidad de fabricación	56
3.5. Síntesis con condiciones adicionales	58
3.5.1. Condiciones de campo cercano	58
3.6. Síntesis de <i>arrays</i> dispersos	60

4. Aplicación a un caso real	67
4.1. Escenario propuesto	67
4.1.1. Máscara de radiación objetivo	68
4.1.2. Modelado de los elementos del <i>array</i>	68
4.1.3. Modelado y posicionamiento del alimentador	70
4.1.4. Condiciones en campo cercano <i>Near Field</i> (NF)	72
4.1.5. Resumen de las consideraciones de diseño	73
4.2. Análisis de los resultados obtenidos	74
5. Conclusiones y líneas futuras	79
5.1. Conclusiones principales	79
5.2. Comentario crítico	81
5.3. Líneas de trabajo futuro	83
Referencias	85
Anexos	87
Cifras de mérito	88

Índice de figuras

1.1.	Escenario genérico de una comunicación vía satélite. Zona de iluminación.	16
2.1.	Regiones de campo en una antena.	20
2.2.	Configuración de <i>array</i> genérica.	21
2.3.	Variación del campo cercano con la distancia.	23
2.4.	Configuración reticular en el plano XY.	24
2.5.	Ejemplos de configuración espacial de elementos de un <i>array</i> .	25
2.6.	Configuración espacial de un <i>reflectarray</i> .	26
3.1.	Patrón de radiación en forma de diamante.	35
3.2.	Patrones sintetizados a partir de 256 elementos.	36
3.3.	Ejemplo de especificación de los gálbos inferior y superior.	37
3.4.	Disposiciones regulares de 16×16 elementos.	38
3.5.	Representación en el espacio UV de los resultados para el primer gálbo objetivo.	39
3.6.	Cortes en el espacio UV. Disposición rectangular.	39
3.7.	Cortes en el espacio UV. Disposición circular.	40
3.8.	Representación en el espacio UV de los resultados para el segundo gálbo objetivo.	41
3.9.	Cortes en el espacio UV. Disposición rectangular.	41
3.10.	Cortes en el espacio UV. Disposición circular.	42
3.11.	Representación en el espacio UV de los resultados para el tercer gálbo objetivo.	42
3.12.	Cortes en el espacio UV. Disposición rectangular.	43
3.13.	Cortes en el espacio UV. Disposición circular.	43
3.14.	Representación del error en el espacio UV al emplear la disposición circular.	44
3.15.	Cortes en el espacio UV. Disposición circular $N = 20 \times 20$.	45
3.16.	Comparativa en el espacio UV del objetivo y el resultado del diagrama multihaz.	45
3.17.	Cortes en el espacio UV para el diagrama multihaz.	46

3.18.	Ejemplo de distribuciones de amplitud empleadas.	47
3.19.	Representación en el espacio UV de los resultados para el gálibo nº 1.	48
3.20.	Cortes en el espacio UV. Distribución uniforme.	48
3.21.	Cortes en el espacio UV. Distribución triangular.	49
3.22.	Cortes en el espacio UV. Distribución gaussiana.	49
3.23.	Resultados para la síntesis exclusiva de fase mediante GA.	52
3.24.	Resultados obtenidos para síntesis de un array disperso en base al gálibo nº1.	54
3.25.	Resultados obtenidos para síntesis de un array disperso en base al gálibo nº3.	55
3.26.	Representación del error en el espacio UV al utilizar una disposición irregular. Gálibo nº 3.	56
3.27.	Resultados de síntesis con restricciones	57
3.28.	Campo cercano en el plano del obstáculo.	59
3.29.	Diagrama de radiación en campo lejano.	59
3.29.	Diagrama de radiación en campo lejano.	60
3.30.	Corte en el plano $\phi = 0^\circ$ para $\xi = 10^{-6}$ y un umbral del 4 %.	63
3.31.	Configuración dispersa considerando $\xi = 10^{-6}$ y un umbral del 4 %.	63
3.32.	Configuración dispersa considerando $\xi = 10^{-6}$ y un umbral del 10 %.	64
3.33.	Comparativa del corte en el plano $\phi = 0^\circ$ para diferentes valores de ξ	65
4.1.	Esquema del escenario propuesto.	67
4.2.	Diagrama de radiación de los elementos del <i>array</i>	69
4.3.	Comparativa del Diagrama de Radiación (DR) en función del tipo de elemento empleado.	70
4.4.	Ejemplo de la distribución en amplitud y fase de las corrientes de alimentación <i>w</i>	71
4.5.	Fase del campo incidente en el <i>reflectarray</i>	72
4.6.	Esquema de la configuración inicial del array y la placa.	73
4.7.	Campo radiado en el espacio UV.	75
4.8.	Cortes principales en el espacio UV.	76
4.9.	Representación del error en el espacio UV.	77
4.10.	Campo radiado en el plano de observación $z_0 = 26\lambda$, en la región NF.	77
1.	Antenas directivas vs. isotrópicas.	88



2. Parámetros del diagrama de radiación. 90

Índice de tablas

3.1. Comparativa del nivel Nivel de Lóbulos Secundarios (SLL) según la excitación de amplitud empleada. Gálido objetivo nº 1.	48
3.2. Comparativa del nivel SLL según la excitación de amplitud empleada. Gálido nº 3.	50
3.3. Comparativa de los resultados obtenidos según el valor de ξ	65
4.1. Resultados para obtener un máximo en radiación en $(\phi_0 = 0^\circ, \theta_0 = 15^\circ)$	72
4.2. Requisitos y consideraciones de diseño para la síntesis de un <i>reflectarray</i>	74

Acrónimos y nomenclatura empleados

Listado de acrónimos

CS *Compressive Sensing*

DR Diagrama de Radiación

FA Factor de Array

FF *Far Field*

GA Algoritmos Genéticos

GEO Satélite de órbita Geostacionaria

NF *Near Field*

PSO Optimización por Enjambre de Partículas

TFM Trabajo Fin de Máster

SLL Nivel de Lóbulos Secundarios

Nomenclatura

A matriz, genérica

θ ángulo polar o colatitud

ϕ ángulo azimut

N número de elementos del *array*

\vec{E} campo eléctrico radiado, magnitud vectorial

E campo radiado, vector columna de muestras para cada par (ϕ_m, θ_m)

E_{target} campo objetivo, vector columna de muestras para (ϕ_m, θ_m)

G matriz de *steering*, $G \in C^{M \times N}$,

siendo M el número de muestras angulares y N el número de elementos

G_{max} límite máximo objetivo, vector columna de muestras para (ϕ_m, θ_m)

- G_{min} límite mínimo objetivo, vector columna de muestras para (ϕ_m, θ_m)
- λ longitud de onda
- \bar{r}_n vector posición definido como $[x_n \ y_n \ z_n]^T$ para cada elemento
- w vector columna de corrientes de excitación definido como $[w_1 w_2 \cdots w_N]^T$
- w_n corriente de excitación del elemento n-ésimo siendo $w_n \in \mathcal{C}$
- x, y vectores columna, genéricos

1. Introducción

1.1.- Contexto del proyecto y motivación

La comunicación a larga distancia es uno de los retos más ambiciosos y exigentes dentro del ámbito tecnológico. Las comunicaciones vía satélite marcaron hace más de medio siglo el inicio de una nueva era en las telecomunicaciones con la transmisión de la primera imagen de televisión por satélite. La idea surgió como alternativa a las comunicaciones guiadas, mediante cable coaxial por ejemplo, para transmitir señales de radio y televisión a través de distancias trasatlánticas. Desde entonces, decenas de sistemas satelitales han sido lanzados a órbita, no sólo para la difusión de televisión y radio, sino también para fines científicos, militares, de posicionamiento, etc. En cualquier caso, un aspecto común a todos estos sistemas es la necesidad de comunicarse con cada satélite, venciendo los problemas que genera la enorme distancia que deben recorrer las señales enviadas. Las duras exigencias de dicha transmisión se traducen en una rápida evolución en el desarrollo de antenas de características muy específicas. Estas especificaciones normalmente pueden cumplirse mediante el uso de platos reflectores o *arrays*.

Un *array* de antenas es una agrupación de varias antenas más simples que proporciona una mayor flexibilidad a la hora de conseguir características de radiación especiales. Empleando un conjunto de antenas, se pueden conseguir haces muy directivos y patrones de radiación de forma arbitraria, que no se conseguirían empleando un único elemento radiante. Además, ofrecen otras ventajas interesantes, como la posibilidad de escanear de forma electrónica o proporcionar redundancia y diversidad. Por otro lado, el interés por una nueva generación de antenas, los *reflectarrays*, no ha hecho más que incrementarse al ir desarrollándose las tecnologías que hacen posible su implementación. Sus ventajas respecto a los reflectores y *arrays* tradicionales hacen de ellos una opción ideal en el campo espacial.

Queda patente, por tanto, el gran atractivo de las agrupaciones de antenas para los sistemas modernos de telecomunicaciones. Sin embargo, los costes y complejidad asociados a la fabricación, así como el tamaño y peso, limitan el uso de *arrays* y *reflectarrays* a ciertas aplicaciones. Resulta de gran interés madurar las distintas técnicas para sintetizar *arrays* de forma que las soluciones se mantengan competitivas mientras



Figura 1.1: Escenario genérico de una comunicación vía satélite. Zona de iluminación.

se minimizan coste y tamaño.

En este Trabajo Fin de Máster (TFM) se va a tratar de obtener una metodología de trabajo para sintetizar diagramas de radiación que cumplan unos requisitos preestablecidos, mediante un algoritmo de optimización. El objetivo principal será la minimización del coste y el espacio ocupado, manteniendo o mejorando las prestaciones del sistema.

El algoritmo que se pretende implementar está pensado para sintetizar *arrays* planos con un número reducido de elementos. Para ello, se intentará ofrecer más grados de libertad en el proceso de optimización permitiendo, entre otros, el movimiento de los elementos por el plano. Yendo más allá, se tratará de aplicar el mismo método a la síntesis de *reflectarrays*.

Para verificar el correcto funcionamiento, se van a resolver varios problemas de síntesis bajo distintas condiciones. Aunque los resultados del TFM pueden ser extrapolados a cualquier tipo de aplicación, se ha centrado la atención en aplicaciones de comunicación vía satélite, y los resultados y aspectos de diseño considerados han sido adaptados a este tipo de escenarios.

1.2.- Objetivos del proyecto

El objetivo principal de este proyecto es, como ya se ha comentado brevemente, el desarrollo de una metodología robusta de diseño de *arrays* de antenas que permita mi-

nimizar el coste de fabricación y el espacio y peso del conjunto, sin que esto perjudique en ningún modo las prestaciones del sistema. Mediante este TFM se esperan lograr los siguientes hitos fundamentales:

1. Revisar el estado de la cuestión en materia de síntesis de arrays mediante algoritmos de optimización, y estudiar las técnicas de *compressive sensing* y deconvolución dispersa, así como su aplicación a la síntesis de agrupaciones dispersas de antenas.
2. Estudiar la estrategia a seguir para ofrecer un mayor grado de libertad en el diseño de *arrays*, respecto a los métodos de síntesis tradicionales.
3. Estudiar la posibilidad de incluir condiciones adicionales al escenario ideal que se supone en el proceso de síntesis, de forma que se ofrezcan diseños más robustos.
4. Desarrollar una metodología de diseño de agrupaciones dispersas de antenas en base a diferentes variables.
5. Evaluar la estrategia de diseño ideada partiendo de un escenario que simule una aplicación real de comunicaciones vía satélite. Analizar el desempeño de la rutina desarrollada para identificar fuentes de errores y posibles líneas futuras de mejora.

1.3.- Estructura

El presente TFM está estructurado en cinco capítulos y un anexo. En esta sección se describirá brevemente el contenido de cada uno de los mismos.

En este primer capítulo de *Introducción*, se explica la justificación y el objetivo principal del trabajo. Asimismo, se proponen una serie de objetivos concretos, o hitos a conseguir.

El Capítulo 2, *Marco teórico*, realizará un pequeño recorrido por los fundamentos de la teoría de agrupación de antenas, las técnicas más habituales de síntesis y el concepto de *compressive sensing* y *array* disperso.

En el Capítulo 3, denominado *Metodología y primeros resultados*, se explicarán los planteamientos seguidos para sintetizar arrays a partir de diagramas de radiación dados. Se partirá desde los ejemplos más sencillos de síntesis, y se hará un recorrido por todos los pasos tomados para construir una metodología de diseño compleja, robusta y de carácter genérico.

En el Capítulo 4, *Aplicación a un caso real*, se intentará aplicar la metodología a un escenario real, como puede ser el de un *reflectarray* a bordo de un satélite. Además, se tratará de realizar una discusión y análisis crítico de los resultados obtenidos.

En el Capítulo 5, *Conclusiones y líneas futuras*, se detallarán las conclusiones obtenidas, y se concretarán las cuestiones abiertas y líneas de estudio como continuación a este trabajo.

El Anexo 5.3, *Cifras de mérito*, se incluye como breve glosario de terminología habitual para el diseño y análisis de antenas. Concretamente, se explicarán cifras de mérito que se han empleado para evaluar el comportamiento de los diseños propuestos.

2. Marco teórico

Las antenas resultan esenciales en cualquier sistema de comunicación que se apoye en la transmisión no guiada de señales electromagnéticas. En muchas aplicaciones, como la aplicación espacial, es indispensable que la potencia radiada se concentre en una dirección determinada para facilitar la recepción. En general, existen dos planteamientos para obtener niveles elevados de ganancia: emplear antenas de gran apertura (bocinas y reflectores, por ejemplo) o emplear *arrays* de antenas más pequeñas. En este capítulo, se describen brevemente algunos conceptos básicos sobre antenas y *arrays*, así como el estado actual de las técnicas de síntesis de *arrays* planos regulares y dispersos.

2.1.- Fundamentos básicos

El DR de una antena se define como una función matemática o representación gráfica de las propiedades de radiación como función de las coordenadas espaciales. En la mayoría de los casos, este patrón de radiación es calculado en la zona de campo lejano. Pero, ¿qué quiere decir exactamente esto?

Al hablar del espacio que rodea una antena, se suele realizar una subdivisión en tres regiones: campo cercano reactivo, campo cercano radiante o región de Fresnel y campo lejano o región de Fraunhofer, como se muestra en la Figura 2.1. Estas zonas se designan para identificar la forma que sigue el campo en cada una de ellas, aunque la transición se produce de forma gradual.

La zona de campo cercano, *Near Field* (NF), es la porción de espacio que rodea la antena. En las inmediaciones, predomina el campo reactivo. Con la distancia, comienza a aparecer el campo de radiación, aunque la forma del diagrama de radiación mantiene una fuerte dependencia con la distancia. Esa zona intermedia en la que ya empiezan a dominar los campos de radiación es la llamada zona de Fresnel.

La zona de campo lejano, *Far Field* (FF), o zona de Fraunhofer se define como aquella región en el que la distribución de campo angular es independiente de la distancia a la antena. Por otro lado, los campos eléctrico y magnético son ortogonales entre sí. En general, se considera el inicio de esta zona a la distancia radial de $2D^2/\lambda$, siendo λ la longitud de onda de trabajo y D la apertura de la antena.

En cuanto al análisis de DR, este proyecto centrará la atención en los valores de Nivel de Lóbulos Secundarios (SLL) y ancho de haz a -3 dB, aunque existen otras

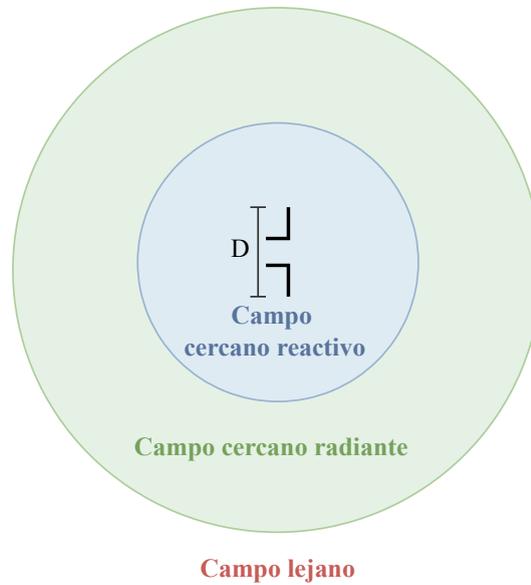


Figura 2.1: Regiones de campo en una antena.

cifras de mérito para evaluar las características de radiación de una antena. En el Anexo 5.3, se recoge un pequeño glosario con las más empleadas en la literatura. Si el lector precisara de más información al respecto, se recomienda acudir a [1].

2.2.- Agrupaciones de antenas

Un *array* de antenas no es más que una agrupación de antenas más simples, o elementos radiantes, distribuidos por el espacio y excitados de tal forma que se obtengan unas características de radiación determinadas. En general, el uso combinado de varias antenas permite mejorar las prestaciones y facilitar la obtención de patrones de radiación difíciles de obtener con las antenas disponibles actualmente. Mediante el correcto posicionamiento de cada elemento, la potencia radiada por el conjunto se maximiza en las direcciones del espacio deseadas y se reduce en el resto.

Se considera un escenario como el de la Figura 2.2, en el que N elementos radiantes localizados en $\bar{r}_n = [x_n \ y_n \ z_n]^T$, transmiten en una determinada posición $\hat{r}(\theta, \phi)$ con una excitación compleja $w_n \in \mathcal{C}$. Un primer análisis de la agrupación se realiza despreciando el acoplo mutuo entre elementos y aplicando el principio de superposición, aprovechando la linealidad de las ecuaciones de Maxwell.

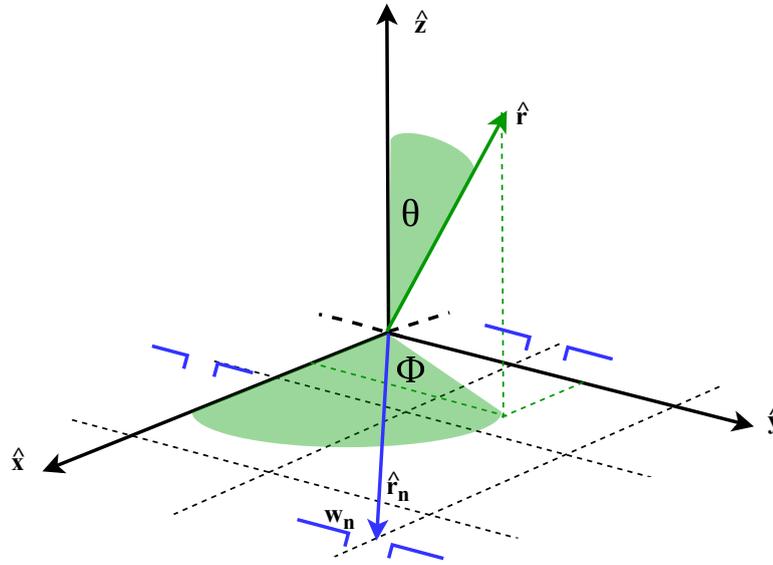


Figura 2.2: Configuración de *array* genérica.

El patrón de radiación en campo lejano FF se puede expresar entonces en función del campo radiado $\bar{E}_{0,n}(\hat{r})$ por cada elemento en el origen de coordenadas y un término de desfase asociado a su posición real respecto al origen, tal y como se muestra en la expresión 2.1.

$$\bar{E}(\hat{r}) = \frac{e^{-jkr}}{r} \cdot \sum_{n=1}^N w_n \cdot \bar{E}_{0,n}(\hat{r}) \cdot e^{jk\bar{r}_n\hat{r}} \quad (2.1)$$

siendo el número de onda $k = \frac{2\pi}{\lambda}$
y $\hat{r} = \sin(\theta) \cdot \cos(\phi) \cdot \hat{x} + \sin(\theta) \cdot \sin(\phi) \cdot \hat{y} + \cos(\theta) \cdot \hat{z}$

El array, por tanto, se caracteriza por la posición, la excitación o corriente de alimentación y el diagrama de cada elemento. Suponiendo que todos los elementos o fuentes escogidos fueran idénticos, se puede definir una función escalar denominada Factor de Array (FA).

$$\begin{aligned}\bar{E}(\hat{r}) &= \frac{e^{-jkr}}{r} \cdot \bar{E}_0(\hat{r}) \cdot \sum_{n=1}^N w_n \cdot e^{jk\bar{r}_n\hat{r}} \\ FA(\hat{r}) &= \sum_{n=1}^N w_n \cdot e^{jk\bar{r}_n\hat{r}}\end{aligned}\quad (2.2)$$

Por conveniencia, se tratarán las expresiones anteriores en forma vectorial. En primer lugar, se define la matriz de *steering* $G \in \mathcal{C}^{m \times n}$, expresión 2.3, que representa el conjunto de desfases que sufre la onda plana al propagarse en función de la frecuencia para cada dirección de propagación (ϕ_m, θ_m) .

$$G = \begin{bmatrix} e^{-jk\hat{r}^T \cdot \bar{r}_1} \\ e^{-jk\hat{r}^T \cdot \bar{r}_2} \\ \dots \\ e^{-jk\hat{r}^T \cdot \bar{r}_N} \end{bmatrix}\quad (2.3)$$

Definiendo el vector de excitaciones como $w = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_N]^T$, el FA puede escribirse de forma más compacta en un vector $FA \in \mathcal{C}^m$ empleando la expresión 2.4. Esta función, además, equivale al campo radiado total en el caso de que las fuentes fueran isotrópicas, o dicho de otro modo, si radiaran igual en todas las direcciones del espacio. El campo radiado total, por tanto, será el producto de esta función y el campo radiado por cada elemento aislado, según la expresión 2.5.

$$FA = G \cdot w\quad (2.4)$$

$$\bar{E} = \bar{E}_0 \cdot FA\quad (2.5)$$

Del mismo modo, estas agrupaciones se pueden analizar con el objetivo de calcular el patrón de radiación en la región NF. El patrón en campo cercano se define, por lo general, sobre un plano colocado en frente de la fuente, o sobre una superficie cónica o cilíndrica que la rodee. Mediante la expresión 2.6, se calcula el campo eléctrico en el plano z_0 , suponiendo que los elementos radian de forma isotrópica. El vector R_{mn} representa la distancia del punto de observación (x_m, y_m, z_0) al elemento n -ésimo. Esta expresión, a su vez, puede expresarse de manera compacta si se define una matriz de

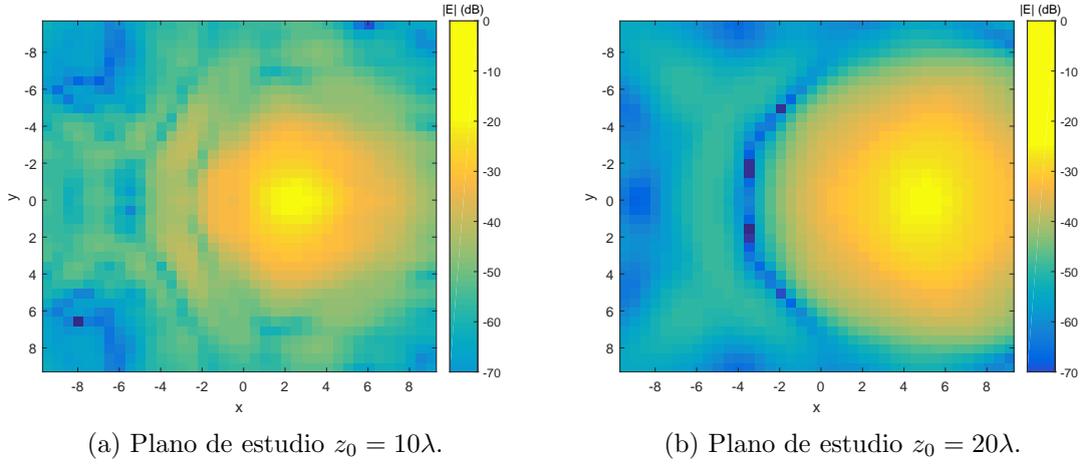


Figura 2.3: Variación del campo cercano con la distancia.

steering de campo cercano, G_{NF} , tal y como se recoge en la expresión 2.7.

$$E(x_m, y_m, z_0) = \sum_n w_n \cdot \frac{e^{jk \cdot R_{mn}}}{4\pi \cdot R_{mn}} \quad (2.6)$$

$$G_{NF}(R_{mn}) = \begin{bmatrix} \frac{e^{-jk \cdot R_{1n}}}{R_{1n}} \\ \frac{e^{-jk \cdot R_{2n}}}{R_{2n}} \\ \dots \\ \frac{e^{-jk \cdot R_{Mn}}}{R_{Mn}} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\text{donde } R_{mn} = \sqrt{(x_m - x_n)^2 + (y_m - y_n)^2 + z_0^2}$$

La expresión 2.7 ratifica la premisa explicada en la sección 2.1: la distribución de la potencia radiada varía en función de la distancia a la que se tome el plano de observación z_0 . En la Figura 2.3, se dibujan los patrones de radiación en dos planos situados a una distancia menor que la distancia frontera entre la región de campo cercano y campo lejano. De esta forma, se verifica la dependencia con la distancia anteriormente explicada.

2.2.1.- Arrays planos

Existen diversos criterios que permiten clasificar los tipos de *arrays* más empleados actualmente. En función de la red de alimentación, por ejemplo, se podría hablar de agrupaciones pasivas, activas o adaptativas. Atendiendo a razones puramente geométricas, en la literatura se habla de agrupaciones lineales, planas, conformadas y tridimensionales.

En los *arrays* lineales, los elementos se disponen a lo largo de una línea recta, de forma equiespaciada o aleatoria. Los *arrays* planos son agrupaciones de elementos radiantes en una configuración geométrica bidimensional, encontrándose todos los elementos en un mismo plano. Los *arrays* conformados y tridimensionales surgen al colocar los elementos sobre formas específicas, como pueden ser superficies curvas (cilindros, esferas) o superficies especiales como las alas de un avión o un vehículo.

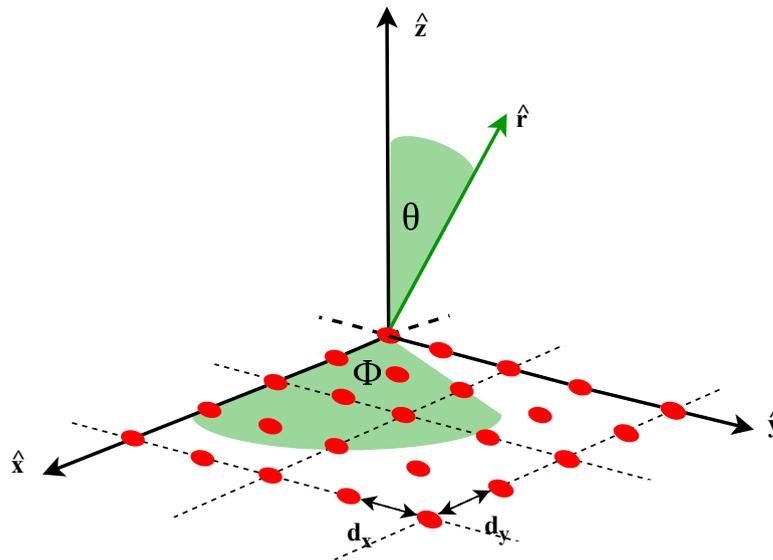


Figura 2.4: Configuración reticular en el plano XY.

En las comunicaciones vía satélite, el interés se centra en la síntesis y fabricación de *arrays* planos, ya que estos permiten conseguir haces de tipo pincel con sección elíptica o circular en cualquier dirección del espacio (θ, ϕ) . El caso más básico es la

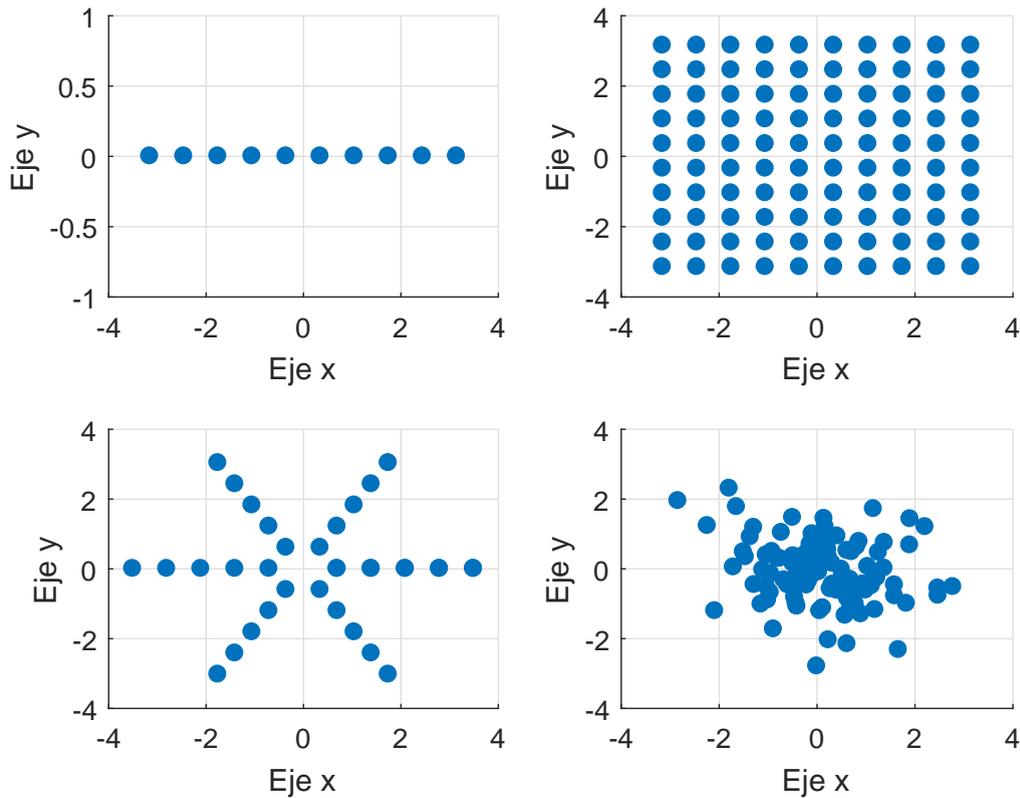


Figura 2.5: Ejemplos de configuración espacial de elementos de un *array*.

configuración rectangular con $N_x \times N_y$ elementos uniformemente espaciados, también llamados *arrays* reticulares, como se muestra en la Figura 2.4.

Sin embargo, las eclécticas condiciones de cada sistema de comunicación dan lugar a configuraciones diferentes: elementos colocados en retículas triangulares, sobre circunferencias concéntricas o incluso dispuestos en puntos aleatorios del plano. En la Figura 2.5, se puede observar un ejemplo de las distintas configuraciones explicadas.

2.2.2.- *Reflectarrays*

Como ya se ha comentado anteriormente, para la mayoría de aplicaciones radar o de comunicaciones a larga distancia, como pueden ser las basadas en enlaces satelitales, la necesidad de antenas de alta ganancia es inevitable. Normalmente, las aplicaciones que necesitan alta ganancia se apoyan en el uso de reflectores parabólicos o agrupaciones de antenas activas o con red de alimentación propia. Un tercer tipo de antena,

el *reflectarray*, ha ido evolucionando en los últimos años para contrarrestar las desventajas asociadas al empleo de estas dos tecnologías (diseño complejo de las redes de alimentación, alto coste, uso energético ineficiente, entre otras).

Un *reflectarray* está formado por una superficie plana o ligeramente curva sobre la que se sitúa una serie de elementos reflectivos que son iluminados por un alimentador, tal y como se ve en la Figura 2.6. Cada elemento del *reflectarray* es excitado en función de su posición por uno o más alimentadores, usualmente antenas de bocina, e introduce un desfase distinto para dar una forma preestablecida al patrón de radiación. Esta operación es similar al uso de un reflector parabólico convencional con alimentador para generar un frente de onda plano. Los elementos están prediseñados para compensar la fase asociada a su posición (siendo esta fase función del camino recorrido por la onda incidente). Este desfase adicional se consigue modificando el tamaño de los distintos elementos o la orientación en el propio plano del *array*. Para ampliar la información en cuanto a diseño y aplicaciones de los *reflectarrays*, se recomienda acudir a [2].

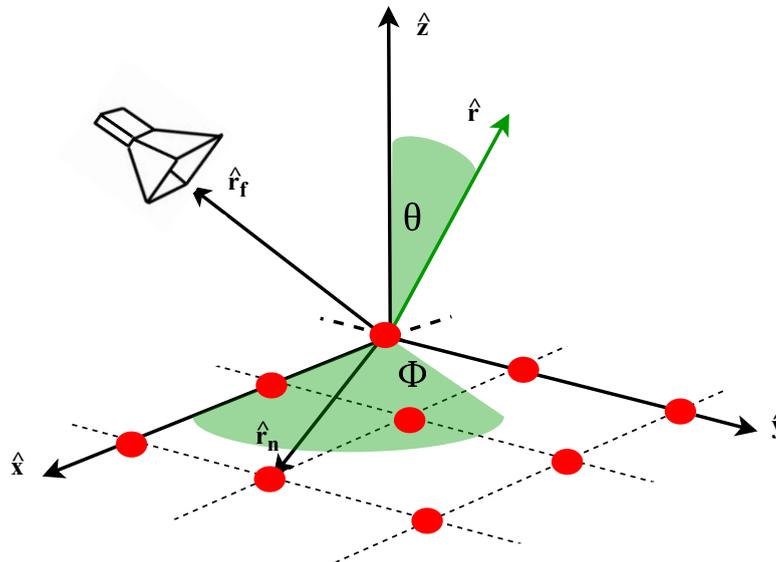


Figura 2.6: Configuración espacial de un *reflectarray*.

Una ventaja muy relevante de los *reflectarrays* impresos es la sencillez del mecanismo necesario para desplegar la antena a bordo de un satélite, aún con tamaños elevados de apertura (en torno a 10 metros). Además, con un número elevado de ele-

mentos reflectivos el *reflectarray* es capaz de ajustar la fase para conseguir haces muy estrechos o incluso, empleando varios alimentadores, generar haces múltiples. Respecto a la tecnología, es posible emplear este tipo de antenas en microondas y bandas submilimétricas.

Por otro lado, actualmente el *reflectarray* no puede competir contra el reflector parabólico en cuanto a ancho de banda. Concretamente en el caso de *reflectarrays* impresos, el ancho de banda total se ve limitado por el ancho de banda de cada elemento microstrip individual, y la variación de la fase espacial en cada elemento (el desfase adicional introducido por cada elemento estaría optimizado para una única frecuencia).

Se pueden seguir distintos caminos para analizar una antena *reflectarray*: calcular el diagrama de la antena usando la teoría de *arrays*, brevemente comentada en la sección 2.2, o, calcularlo en base a los campos tangenciales en la apertura del *reflectarray*. Dado que al calcular el diagrama de radiación de la componente copolar, ambas estrategias arrojan resultados similares, [3], para este proyecto se comentará y hará uso exclusivamente de la primera de ellas.

Se considera un escenario como el que se presenta en la Figura 2.6, siendo \bar{r}_f y \bar{r}_n las posiciones del alimentador y del elemento n -ésimo en el espacio. En este caso, el campo radiado por el conjunto se calcula siguiendo la misma expresión que la de un *array* convencional, siguiendo la expresiones 2.4 y 2.5. Las corrientes de excitación w_n vienen dadas por el campo incidente y las propiedades de cada elemento. Aproximando la función del patrón de radiación de la antena alimentadora mediante el modelo coseno-q, y teniendo en cuenta la distancia euclídea entre el alimentador y cada elemento, se obtiene la iluminación en la apertura como:

$$w_n = \frac{\cos^q \theta_{f,n}}{|\bar{r}_n - \bar{r}_f|} \cdot e^{-jk \cdot |\bar{r}_n - \bar{r}_f|} \cdot |\Gamma_n| \cdot e^{j \cdot \phi_n} \quad (2.8)$$

siendo $\Gamma_n \in \mathcal{C}$ el coeficiente de reflexión de cada elemento

2.3.- Síntesis de *arrays*

La síntesis de *arrays* es un problema que trata de determinar los parámetros de un sistema o agrupación de antenas que producirán un patrón de radiación que se aproxime en mayor medida al patrón deseado. En la literatura, se pueden encontrar estrategias y metodologías muy diferentes para obtener estos parámetros, en función

de las especificaciones de partida (dirección de los nulos, forma del diagrama, el SLL o directividad) y de las simplificaciones o suposiciones realizadas. En el caso de las agrupaciones lineales o reticulares, por ejemplo, el problema suele reducirse a encontrar las posiciones y las corrientes de excitación de cada elemento. La práctica más extendida simplifica este problema asumiendo que el espaciado entre elementos es uniforme, y que la fase de las corrientes de excitación no es una variable de diseño. Los primeros planteamientos al problema de síntesis fueron presentados por Schelkunoff, Dolph-Chebyshev, Woodward Lawson o Taylor. Estas técnicas clásicas se basan en la búsqueda de un vector de excitación para cumplir con los requisitos de síntesis para arrays lineales periódicos.

Por otra parte, las técnicas de optimización se implementan de forma que exploten los distintos grados de libertad proporcionados, para reducir el esfuerzo en la búsqueda de la solución óptima dentro del espacio de soluciones. Los problemas de optimización siguen generalmente la formulación que sigue:

$$\begin{aligned} & \arg \min_x f(x) & (2.9) \\ & \text{sujeto } x \text{ a una serie de restricciones} \end{aligned}$$

Las técnicas de optimización convencionales, como pueden ser el método de Newton, mínimos cuadrados o de gradiente conjugado, requieren que la función objetivo (o función de ajuste) sea definida de forma analítica, es decir, requiere un modelado preciso de la agrupación. En este tipo de procedimientos, el planteamiento se basa en la reducción del error entre el diagrama de radiación objetivo y el producido por la distribución de corriente calculada.

En los últimos años, ha ido creciendo la popularidad de algoritmos de optimización probabilísticos, que buscan la solución mediante eventos aleatorios partiendo de una población de soluciones inicial. Estos métodos pueden dividirse en métodos evolutivos, como por ejemplo los GA, y métodos de Optimización por Enjambre de Partículas (PSO). Si bien estos algoritmos se consideran actualmente muy adecuados para evitar soluciones locales, al tratar con *arrays* de un número considerable de elementos, los tiempos de computación acaban por ser prohibitivos.

2.4.- *Compressive sensing* y deconvolución dispersa

Compressive Sensing (CS) es una técnica de procesamiento de señal que permite muestrear y reconstruir de forma eficiente una señal continua, explotando su dispersión inherente. De esta forma, es posible reducir el número de muestras muy por debajo del criterio de Nyquist sin que esto afecte a la reconstrucción de la señal. Ese proceso de reconstrucción de la señal es la llamada deconvolución dispersa.

Se supone una señal discreta $x \in \mathcal{R}^n$ y un vector de muestras $y \in \mathcal{R}^m$ que guarda una relación lineal con x mediante la matriz $A \in \mathcal{R}^{m \times n}$. Si el número de muestras m es igual a n , la decodificación se resuelve mediante un sencillo sistema lineal de ecuaciones, $\bar{x} = A^{-1} \cdot y$. En muchas aplicaciones, es mucho más ventajoso almacenar o recoger un menor número de muestras, siempre y cuando la señal x siga siendo recuperable.

Cuando $m < n$, el sistema lineal $A \cdot x = y$ es un sistema indeterminado y permite un número infinito de soluciones, a no ser que se impongan ciertas condiciones. Si se conoce que las medidas y provienen de una señal con una gran dispersión, o dicho de otro modo, con un número muy pequeño de componentes no nulos, entonces se puede realizar la recuperación buscando la señal x más dispersa posible entre aquellas que producen las muestras y .

$$\arg \min_x \|x\|_0 : A \cdot x = y \quad (2.10)$$

donde la norma \mathcal{L}_0 se calcula como el número de elementos no nulos en x . Sin embargo, el modelo expresado en la ecuación 2.10 resulta intratable, computacionalmente hablando. En [4] y [5], queda demostrado que si el vector deseado es suficientemente disperso, la minimización de la norma \mathcal{L}_0 puede ser reemplazada por la norma \mathcal{L}_1 , calculada como $\|x\|_1 = \sum_n |x_n|$. El problema, expresado en 2.11, es un problema convexo y de fácil resolución mediante algoritmos como el del punto interior o el de Newton.

$$\arg \min_x \|x\|_1 : A \cdot x = y \quad (2.11)$$

Si una señal $u \in \mathcal{R}^m$ no es dispersa, pero sí comprimible en la base ortonormal Φ , y por tanto, $u = \Phi \cdot x$, siendo x de naturaleza dispersa, es posible tomar m muestras, o proyecciones, que cumplen la expresión $y = (A \cdot \Phi^{-1}) \cdot u$. Para recuperar de forma correcta la señal u , la base Φ deberá cumplir una serie de condiciones que no se tratarán en este trabajo. Por simplicidad, se asumirá directamente que $\Phi = I$, es decir, la

señal a recuperar es ya de naturaleza dispersa.

2.4.1.- Deconvolución dispersa y síntesis de *arrays*

Vistos los conceptos básicos en materia de deconvolución dispersa, la relación con la síntesis de agrupaciones dispersas de antenas es directa, [6]. Se supone una señal discreta deseada E , el patrón de radiación objetivo representado por un conjunto de muestras, y unos coeficientes w que se suponen dispersos, relacionados de forma lineal mediante la matriz de *steering* G .

La analogía entre estos tres parámetros y los vectores x e y y la matriz A , respectivamente, de la sección 2.4 es evidente. El problema, visto desde el punto de vista de la síntesis de arrays dispersos, se reformula a partir de la expresión 2.11 como:

$$\arg \min_w \|w\|_1 : G \cdot w = E \quad (2.12)$$

La expresión 2.12 muestra la sintaxis básica para este problema, aunque pueden existir otras variantes dependiendo de los requisitos que se impongan sobre el campo radiado. En el capítulo 3, se desarrollarán dos opciones igualmente válidas basadas en esta sintaxis. Sin embargo, en este punto ya se puede establecer una pequeña diferencia, según los datos iniciales o requisitos impuestos y la estrategia de diseño tomada. Esta diferencia se explica brevemente en la siguiente sección.

2.4.2.- *Arrays* irregulares, dispersos o “raleados”. Una cuestión de nomenclatura

En la literatura, parece existir cierta confusión en cuanto a la nomenclatura de este tipo de agrupaciones de antenas. Según el autor al que se acuda, este tipo de agrupaciones irregulares puede llevar el nombre de *array* disperso, o *sparse array* en inglés, y el *array* “raleado” o *thinned array*.

La diferencia entre ambos viene dada, únicamente, por la manera de acometer el problema: un *thinned array* puede calcularse partiendo de un *array* regular ya sintetizado según unas especificaciones, y eliminando posteriormente aquellos elementos que no influyan de manera crítica sobre las características de radiación; un *sparse array* es diseñado desde cero tratando de cumplir dichas especificaciones con el mínimo número de elementos posible, añadiendo elementos y modificando sus posiciones hasta que el

resultado es tolerable. Cada estrategia requiere, evidentemente, algoritmos y formulaciones matemáticas diferentes, aunque se llegue a soluciones similares.

Teniendo esto en cuenta, y dado que a lo largo del proyecto se ha seguido como criterio de trabajo la segunda premisa, de ahora en adelante se hablará exclusivamente de *arrays* dispersos (*sparse*).



3. Metodología y primeros resultados

Este capítulo recoge la metodología de trabajo seguida tras la especificación de los objetivos del proyecto. En cada apartado, se tendrán en cuenta distintas condiciones, partiendo del caso más sencillo de síntesis de diagramas de radiación hasta llegar a la síntesis de *arrays* dispersos.

3.1.- Sistemas de coordenadas y representación gráfica

En este apartado, se realizarán una serie de aclaraciones en cuanto a los diagramas de radiación y la representación gráfica de los mismos. Si bien la representación puede realizarse tanto a partir del campo eléctrico como del magnético, ya que en la región FF se derivan uno directamente del otro, normalmente se hablará de campo eléctrico. En ocasiones, puede ser necesaria la representación de la fase del campo \vec{E} , pero en principio se empleará exclusivamente la representación de la amplitud.

Por otra parte, al tratar con diagramas se puede hablar de dos formatos diferenciados: diagramas absolutos o relativos. Los primeros representan los campos o densidad de potencia para una potencia entregada a la antena y a una distancia constante; los segundos se normalizan respecto al máximo valor que toma la función representada. Vistos los objetivos del proyecto, se optará por tratar en todo momento con diagramas relativos, ya que contienen información suficiente acerca de cómo se distribuye la potencia radiada en las distintas direcciones angulares del espacio. Además, se empleará la escala logarítmica (dB), coincidiendo, por tanto, los diagramas de campo (E) y de potencia (S):

$$10 \cdot \log_{10} \frac{S}{S_{max}} = 20 \cdot \log_{10} \frac{E}{E_{max}} \quad (3.1)$$

Desde el punto de vista de la representación gráfica, se pueden realizar diagramas tridimensionales, bidimensionales, o representar exclusivamente cortes de posición angular constante (cortes $\theta = cte.$ y $\phi = cte.$). Los sistemas de coordenadas que se emplean para representar gráficamente un diagrama de radiación son el espacio de coordenadas esféricas (θ, ϕ) y el espacio UV. Las coordenadas u y v , calculadas según las expresiones 3.2 y 3.3, son los cosenos directores de la dirección considerada respecto a los ejes x e

y , y se emplean si la antena se encuentra posicionada en el plano XY.

$$u = \sin \theta \cdot \cos \phi \quad (3.2)$$

$$v = \sin \theta \cdot \sin \phi \quad (3.3)$$

Si bien el cálculo de los diagramas de radiación se realizará en función de las distintas direcciones angulares (θ, ϕ) del espacio, para la representación de los resultados se empleará también el espacio UV, de uso habitual en la literatura. En general, se tratará de ofrecer información suficiente pero no excesiva, evitando las representaciones tridimensionales y acudiendo a representaciones bidimensionales en el espacio UV o a cortes en los planos principales. En cuanto a los cálculos, se trabajará con los rangos $\theta \in [0^\circ, 90^\circ]$ y $\phi \in [0^\circ, 360^\circ]$ con una granularidad de 3° en ambos casos, para ofrecer un ajuste fino sin elevar demasiado el costo computacional.

3.2.- Síntesis de *arrays* mediante optimización

La optimización es la selección, según un criterio predefinido, del mejor elemento dentro de un conjunto de elementos permitidos. En el caso más simple, el problema de optimización consiste en minimizar o maximizar una función (función objetivo o función de coste), eligiendo diferentes valores de entrada de dicho conjunto y evaluando dicha función. Para resolver este tipo de problemas, se hace uso de diferentes tipos de algoritmos, como pueden ser los métodos iterativos.

En cuanto a las variables de entrada, existen varias opciones; la solución más sencilla consiste en obtener directamente las alimentaciones de cada elemento de la agrupación. Dichas alimentaciones tendrían la forma $w_n = a_n \cdot e^{j \cdot \psi_n}$, siendo a_n la amplitud y ψ_n la fase. Para la síntesis de *arrays* activos, éste será el planteamiento óptimo, ya que la optimización simultánea de la amplitud y la fase proporcionará más control sobre el diagrama.

Pero, ¿cómo modelar la función de coste para sintetizar *arrays*? Ante el problema de síntesis, existen varios planteamientos, algunos más evidentes que otros:

- Sintetizar directamente a partir de un diagrama de radiación objetivo, o
- Sintetizar a partir de información incompleta como puede ser la directividad o el nivel de lóbulos secundarios, o unos gálibos superiores e inferiores en los que

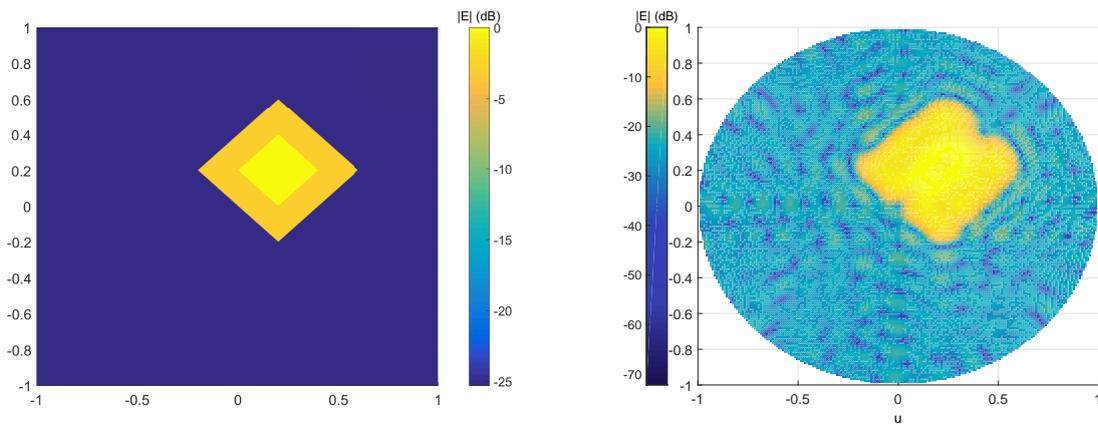
debe estar confinado el diagrama sintetizado.

En las siguientes secciones, se recogen los resultados obtenidos para cada planteamiento, empleando como valores de entrada las partes real e imaginaria de las excitaciones de cada elemento.

3.2.1.- Síntesis basada en diagramas objetivo

La formulación más básica del problema de síntesis parte de la especificación de un diagrama objetivo, E_{target} , definido como un vector columna formado por las muestras del campo en cada dirección de observación (θ_m, ϕ_m) . Como se había presentado en el Capítulo 2, el campo de un *array* puede expresarse en función de una matriz de desfases (matriz de *steering*) y las alimentaciones o corrientes de excitación de cada elemento, según la expresión 2.4. Ahora bien, el problema de síntesis se puede reducir a la búsqueda de aquellas excitaciones w que minimicen el error cuadrático entre el patrón que se genera empleando dichas excitaciones y aquel definido como objetivo, llegándose así a la expresión 3.4.

$$\arg \min_w \|E_{target} - G \cdot w\| \quad (3.4)$$



(a) Objetivo.

(b) Sintetizado.

Figura 3.1: Patrón de radiación en forma de diamante.

Con el objetivo de validar esta sintaxis, se ha generado un conjunto de diagramas objetivo y se ha empleado la expresión 3.4 como función objetivo del algoritmo de opti-

mización para obtener las alimentaciones idóneas. Dado que los Jacobianos y Hessianos de esta función son difíciles de obtener de forma analítica, el algoritmo empleado para esta operación es el de Quasi-Newton, alternativa al método de Newton cuando los Jacobianos no están disponibles o son costosos computacionalmente.

En la Figura 3.1, se compara uno de estos diagramas objetivo generados con el diagrama obtenido mediante el proceso de optimización. Se ha partido de una retícula rectangular de 16×16 elementos, equiespaciados a una distancia de media longitud de onda. El patrón a sintetizar se ha definido a partir de una región de amplitud máxima en forma de diamante, el lóbulo principal, y un valor máximo de lóbulos secundarios (SLL) de -25 dB .

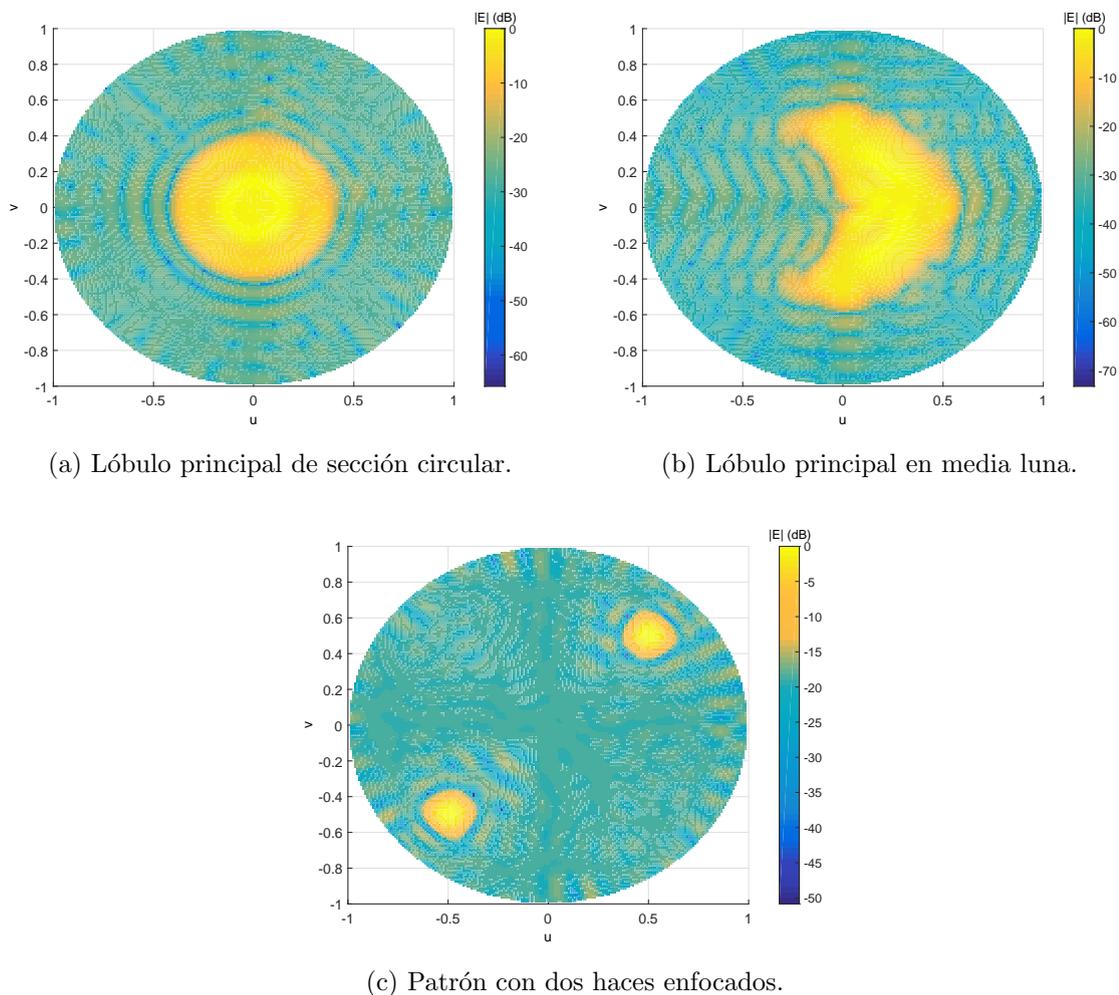


Figura 3.2: Patrones sintetizados a partir de 256 elementos.

En el resto de ejemplos, se ha seguido la misma premisa, estableciendo como diagramas de radiación patrones en forma circular, de media luna y un patrón con dos haces enfocados. Como se puede observar, el empleo de un número tan elevado de elementos permite obtener casi cualquier diagrama, permitiendo enfocar zonas muy concretas del espacio.

3.2.2.- Síntesis basada en máscaras

En muchas ocasiones, en lugar de disponer de un diagrama de radiación, ya sea a través de su expresión analítica o de un conjunto de muestras, se especifican las características de radiación a partir de una máscara o gálibo. El diagrama sintetizado deberá entonces mantenerse dentro de los límites fijados por dicha máscara, tal y como los que se muestran en la Figura 3.3.

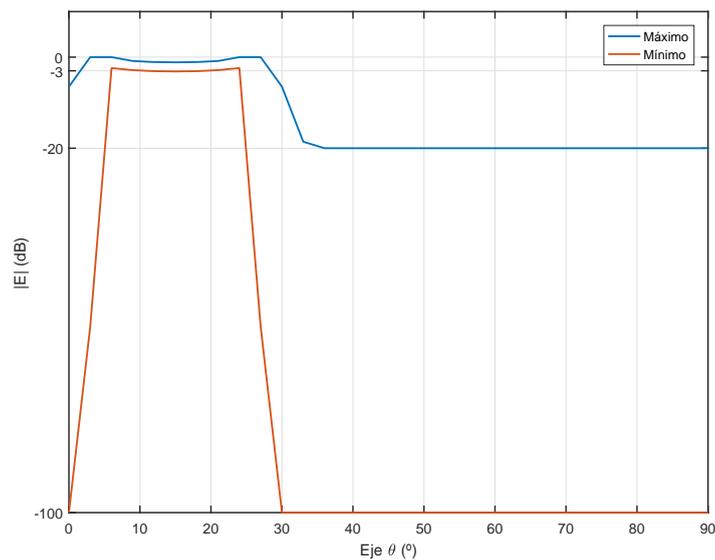


Figura 3.3: Ejemplo de especificación de los gálibos inferior y superior.

La función de coste f a minimizar se puede definir a partir de expresiones como la expresión 3.5, donde $c^2(\theta_i, \phi_j)$ es un factor de peso para priorizar ciertas posiciones angulares, como podría ser el lóbulo principal, y $E(\theta_i, \phi_j)$ es el campo tal y como se había calculado hasta ahora, según la expresión 2.4. Otra posible función de coste se describe mediante la expresión 3.6. Ambas funciones se han empleado indistintamente a lo largo del proyecto.

$$\arg \min_w \sum_{i,j} c^2(\theta_i, \phi_j) [(G_{max}^2(\theta_i, \phi_j) - |E(\theta_i, \phi_j)|^2) \cdot (G_{min}^2(\theta_i, \phi_j) - |E(\theta_i, \phi_j)|^2) + |G_{max}^2(\theta_i, \phi_j) - |E(\theta_i, \phi_j)|^2| \cdot |G_{min}^2(\theta_i, \phi_j) - |E(\theta_i, \phi_j)|^2|] \quad (3.5)$$

$$\arg \min_w \sum_{i,j} (|E(\theta_i, \phi_j)|^2 - G_{max}^2(\theta_i, \phi_j)) + (G_{min}^2(\theta_i, \phi_j) - |E(\theta_i, \phi_j)|^2) + |G_{max}^2(\theta_i, \phi_j) - |E(\theta_i, \phi_j)|^2| + |G_{min}^2(\theta_i, \phi_j) - |E(\theta_i, \phi_j)|^2| \quad (3.6)$$

A continuación, se presentan los resultados obtenidos al realizar la síntesis de tres máscaras de radiación diferentes, partiendo de dos configuraciones regulares de *arrays*, tal y como las que se muestran en la Figura 3.4. En cada configuración, se ha empleado un número $N = 256$ de elementos, a una distancia de media longitud de onda. De esta forma, se pretende demostrar que el método de optimización converge en soluciones óptimas independientemente de la estructura empleada.

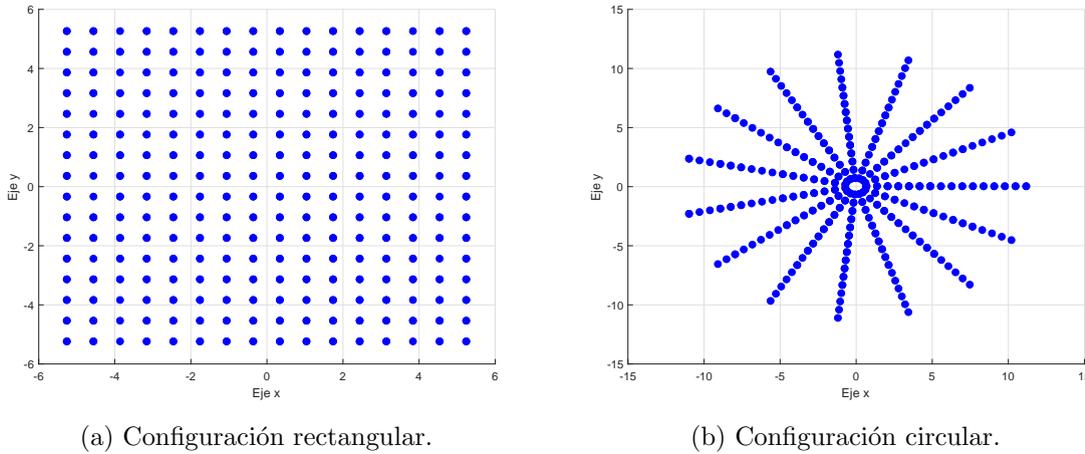


Figura 3.4: Disposiciones regulares de 16×16 elementos.

La primera máscara de radiación propuesta consiste en un lóbulo principal simétrico centrado en las coordenadas $(u, v) = (0, 0.25)$. Se admite un rizado en dicho lóbulo de 3 dB , y un nivel de lóbulos secundarios entre -100 dB y -20 dB . En las Figuras 3.5, 3.6 y 3.7, se encuentran los resultados obtenidos para cada disposición considerada. Como

se puede comprobar, en ninguna de las posiciones angulares consideradas se superan los límites impuestos por la máscara objetivo, ya sean límites inferiores o superiores. El diagrama sintetizado en ambos casos se ajusta de manera óptima a dichas máscaras.

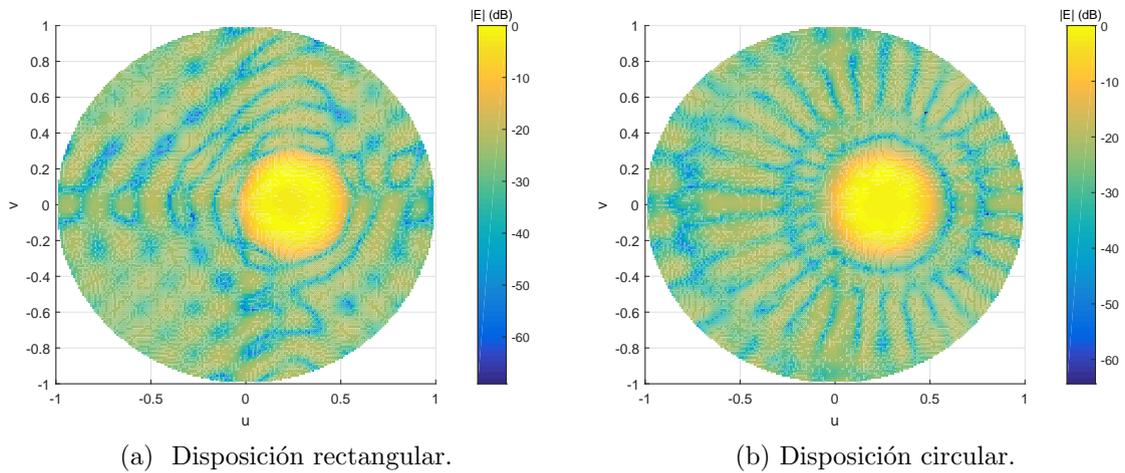


Figura 3.5: Representación en el espacio UV de los resultados para el primer gálibo objetivo.

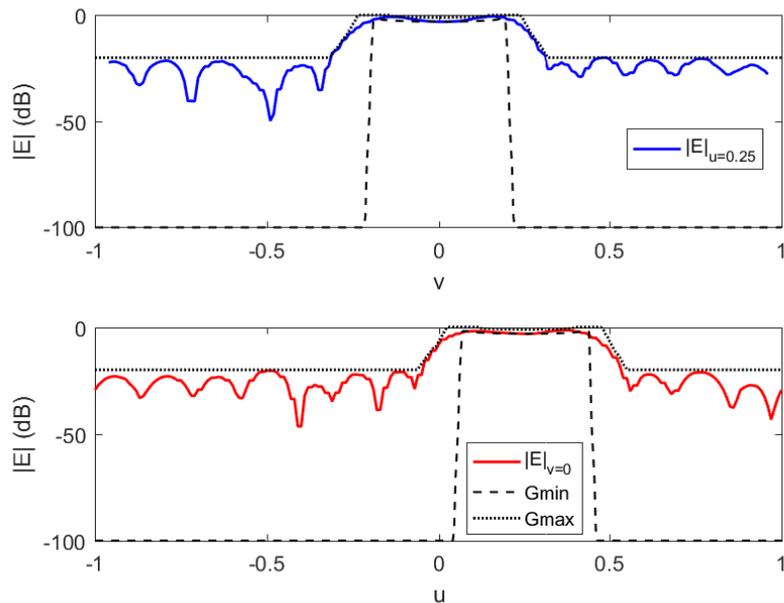


Figura 3.6: Cortes en el espacio UV. Disposición rectangular.

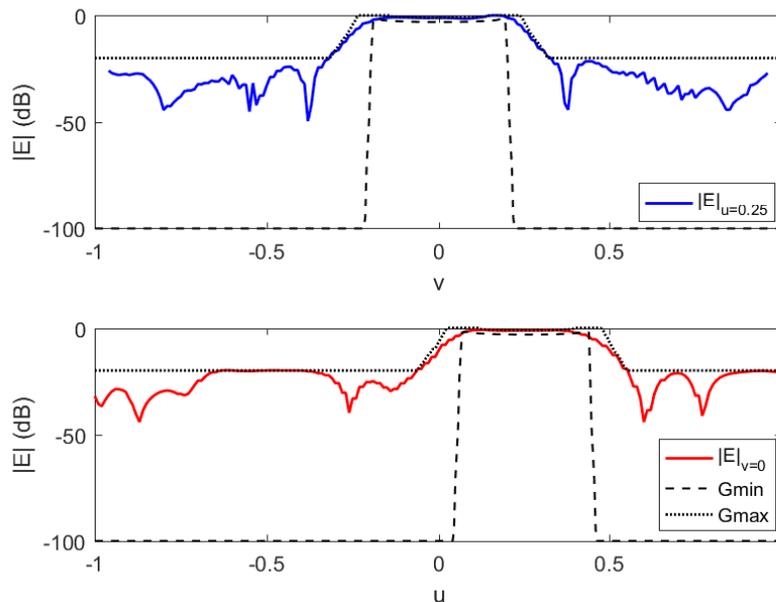


Figura 3.7: Cortes en el espacio UV. Disposición circular.

La siguiente máscara se ha generado achatando ligeramente el lóbulo principal en una de las direcciones del espacio, por lo que el haz deja de ser simétrico. El algoritmo, sin embargo, sigue proporcionando resultados satisfactorios, y para cada configuración el diagrama cumple los límites establecidos. Los resultados se presentan en las Figuras 3.8, 3.9 y 3.10.

Dado que en la representación el diagrama obtenido parece superar en ciertos puntos la máscara de radiación G_{max} , se ha calculado el nivel de lóbulos secundarios para las dos disposiciones propuestas. Este nivel se ha medido en el corte $v = 0$, en el que el haz principal es más estrecho. En el caso de la disposición rectangular, el nivel SLL tiene un valor de 22.2 dB y en el caso de la circular, de 21.5 dB . Si bien no se supera realmente la máscara objetivo, sí es cierto que la solución empieza a degradarse, para el número de elementos seleccionado.

Por último, en el tercer gálibo se ha estrechado el lóbulo de forma mucho más acusada, aunque en dirección opuesta al caso anterior. Esto último apenas influye en el proceso de optimización, pero se incluye este caso para demostrar que el método se puede generalizar a cualquier máscara. Los resultados se presentan en las Figuras 3.11, 3.12 y 3.13.

En los resultados, se aprecia como al estrechar el haz, las agrupaciones circulares

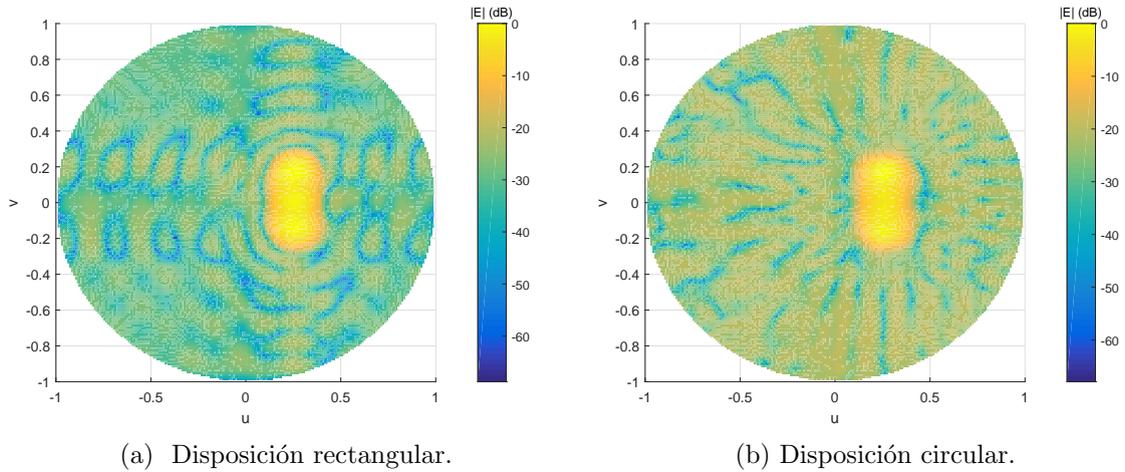


Figura 3.8: Representación en el espacio UV de los resultados para el segundo gálbo objetivo.

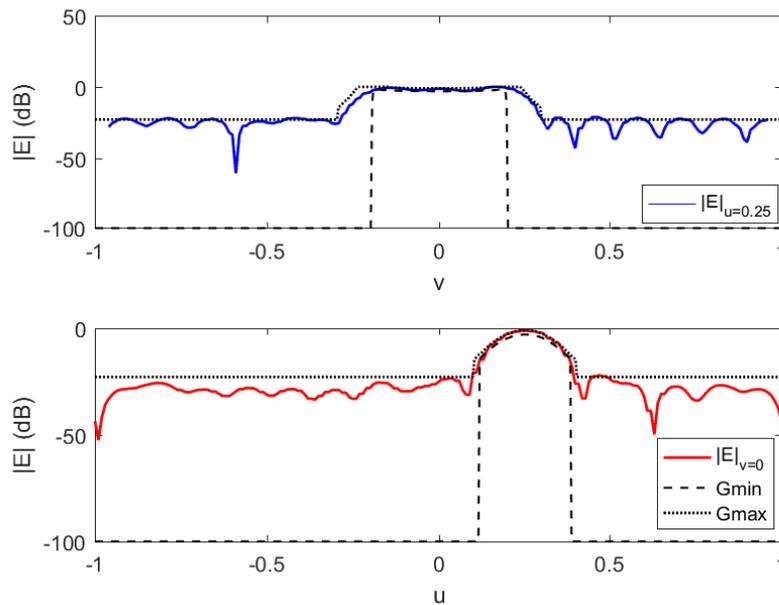


Figura 3.9: Cortes en el espacio UV. Disposición rectangular.

dejan de aportar soluciones que cumplan de forma estricta los límites impuestos por la máscara. Para visualizar mejor este comportamiento errado, se ha calculado una función de “error”, de valor nulo en los puntos en los que el campo esté acotado por la máscara, y de valor la diferencia entre dicho campo y las máscaras inferior o superior,

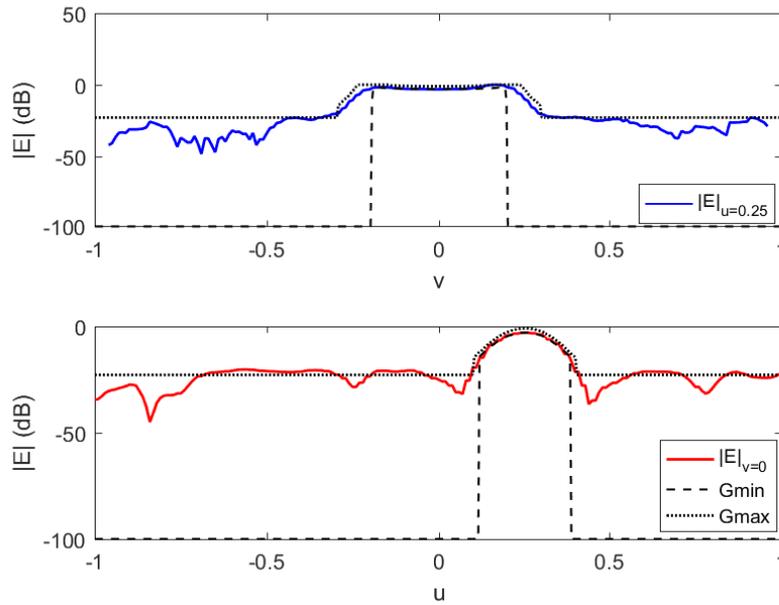


Figura 3.10: Cortes en el espacio UV. Disposición circular.

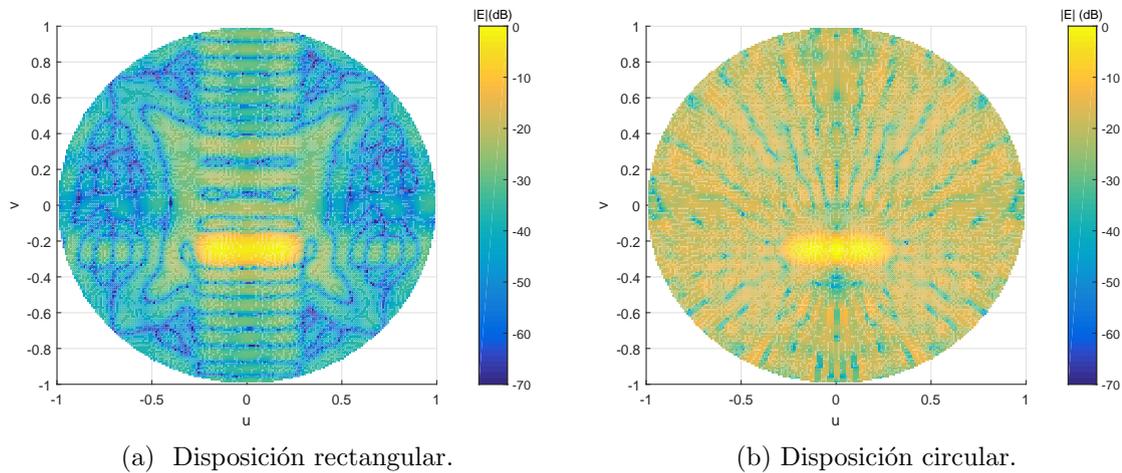


Figura 3.11: Representación en el espacio UV de los resultados para el tercer gálibo objetivo.

según sea el caso, en el resto de puntos. Esta función del “error” se ha representado en el espacio UV, y puede estudiarse en la Figura 3.14.

Dada la relación entre el número de elementos, y en consecuencia el tamaño de la apertura, y el ancho de haz, aumentar el número de elementos parece una buena opción

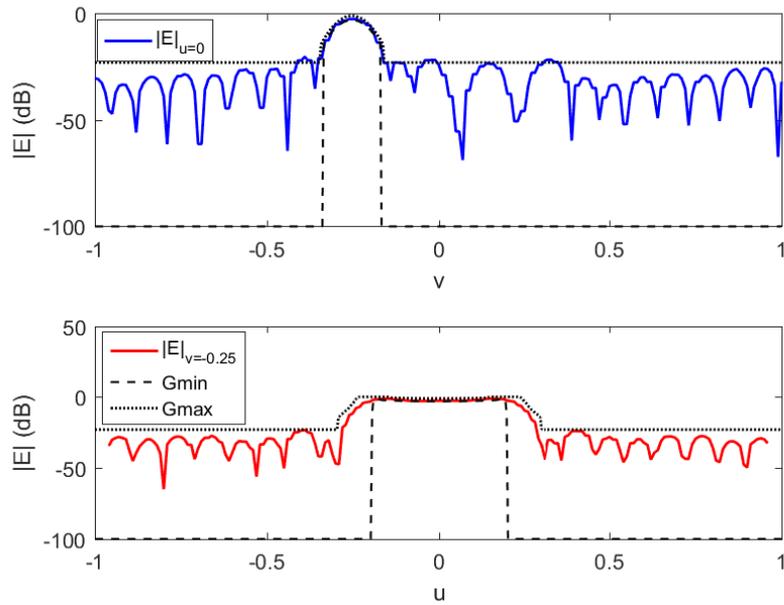


Figura 3.12: Cortes en el espacio UV. Disposición rectangular.

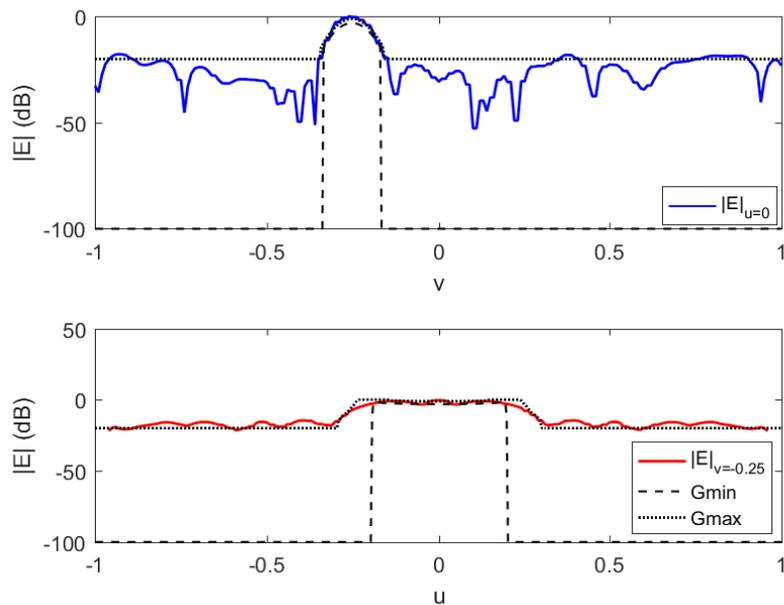


Figura 3.13: Cortes en el espacio UV. Disposición circular.

a la hora de conseguir resultados más satisfactorios. La Figura 3.15 pone en evidencia esta relación. Es decir, en el caso de que se trate con gálbos complejos, una agrupación

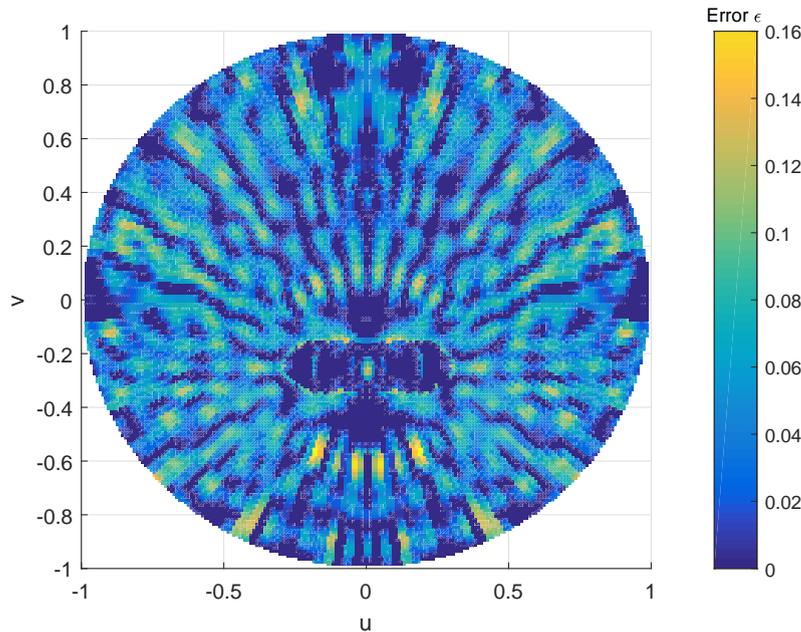


Figura 3.14: Representación del error en el espacio UV al emplear la disposición circular.

circular arrojará resultados tan satisfactorios como los de una agrupación rectangular, pero a expensas de emplear un mayor número de elementos. Este aumento en el número de elementos de la agrupación se traducirá, además, en un aumento en el tiempo de computación.

Pero, ¿y si la máscara seleccionada impone dos lóbulos principales en lugar de uno? La lógica advierte que resultará mucho más difícil conseguir agrupaciones que radien con dos lóbulos independientes y mantenga el nivel de lóbulos secundarios o la relación delante/atrás (F/B) intactos. Se ha generado una última máscara de radiación, con dos lóbulos principales de igual ancho de haz, y se ha tratado de sintetizar un diagrama que cumpla dicha máscara. Para reducir el coste computacional, se ha escogido un mallado rectangular de 256 elementos. Los resultados se recogen en las Figuras 3.16 y 3.17.

Como puede apreciarse, el diagrama sintetizado cumple con todos los límites impuestos por las máscaras de radiación. El algoritmo de optimización es capaz de sintetizar diagramas a partir de máscaras de complejidad moderada, con la única desventaja de aumentar considerablemente el número de iteraciones necesarias y, por tanto, el tiempo de computación.

Antes de finalizar esta sección, se incluye una pequeña aclaración para el lector: en

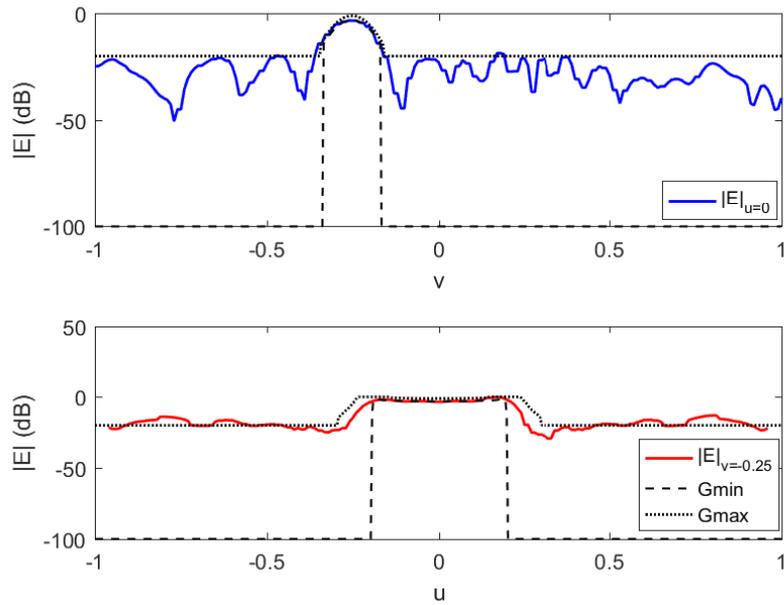
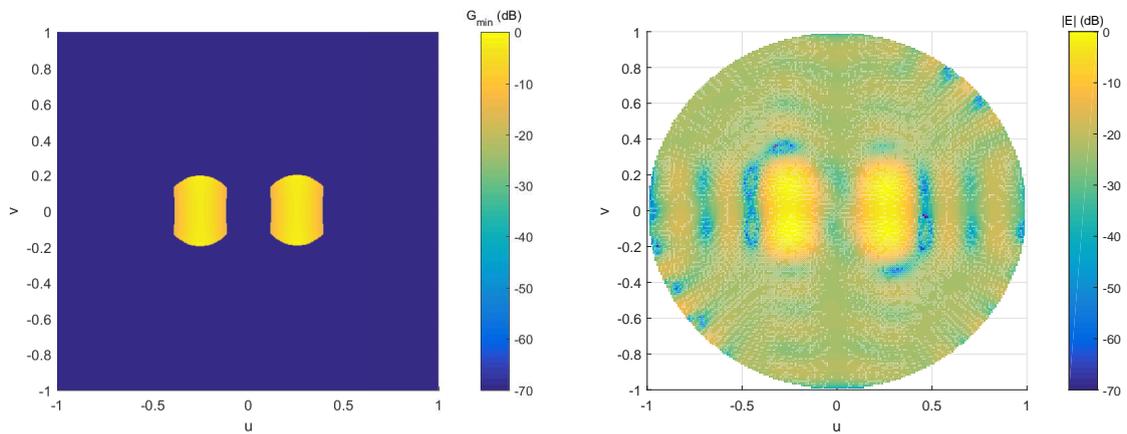


Figura 3.15: Cortes en el espacio UV. Disposición circular $N = 20 \times 20$.



(a) Límite superior del gálibo multihaz objetivo.

(b) Diagrama sintetizado.

Figura 3.16: Comparativa en el espacio UV del objetivo y el resultado del diagrama multihaz.

adelante, todos los ejemplos de síntesis se realizarán a partir de una especificación de máscara de radiación. Por otra parte, se ha demostrado en esta sección que la estructura geométrica del *array* no condiciona la búsqueda y obtención de una solución óptima. Por tanto, en secciones posteriores se trabajará exclusivamente con agrupaciones rec-

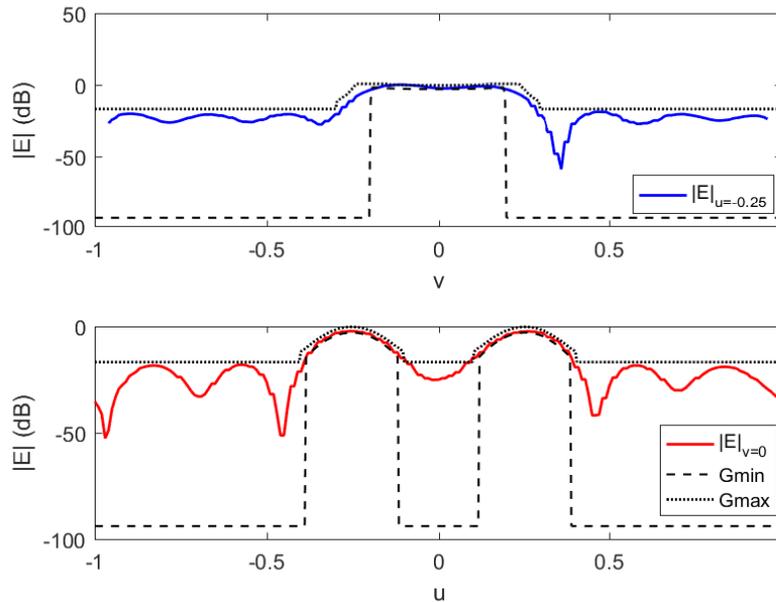


Figura 3.17: Cortes en el espacio UV para el diagrama multihaz.

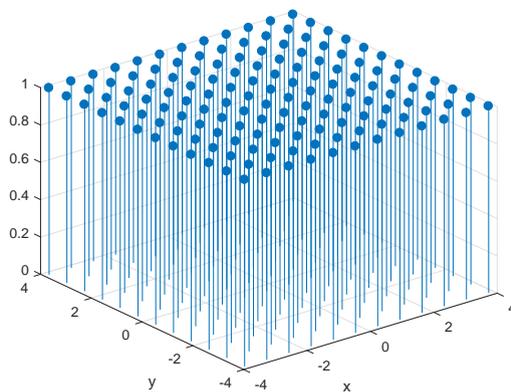
tangulares, o en caso de trabajar con las posiciones de los elementos, con agrupaciones irregulares. Por tanto, se realizará la síntesis basada en agrupaciones reticulares de 16×16 elementos distanciados media longitud de onda, exceptuando los casos en que se indique lo contrario.

3.3.- Síntesis de fase

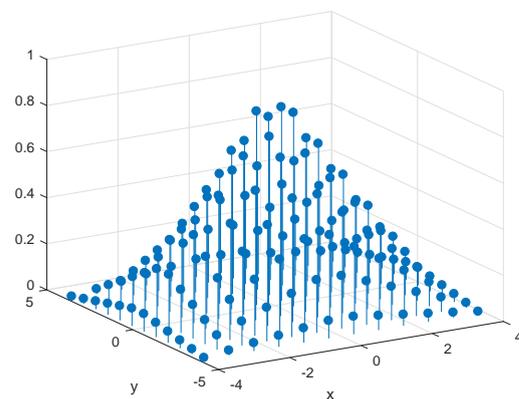
Llevando un paso más allá el proceso de optimización, y con la vista dirigida hacia la síntesis de *reflectarrays*, se busca fijar la amplitud a_n de las excitaciones w_n y sintetizar diagramas exclusivamente en función de la fase $e^{j\psi_n}$. Se proponen leyes de excitación con tendencias suaves y cónicas, alimentaciones con *taper*: las excitaciones de amplitud simétricas y decrecientes del centro de la agrupación a los bordes se emplean para reducir el nivel de lóbulos secundarios a expensas de ensanchar el lóbulo principal y perder ligeramente la directividad. Este comportamiento es completamente análogo al que se produciría en Procesado de Señal al realizar un enventanado temporal de una señal y aplicar la Transformada de Fourier.

Algunas de las opciones más empleadas son las excitaciones triangulares o las que siguen distribuciones gaussianas o de Chebychev, por dar algunos ejemplos. En la Figura

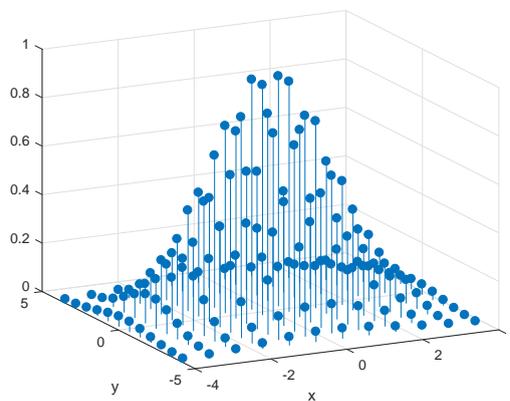
3.18, se recogen las distribuciones consideradas para verificar el correcto funcionamiento de este método de diseño. A partir de dichas distribuciones de amplitud a_n , se optimizarán las fases necesarias para sintetizar dos diagramas de radiación, que cumplan con las restricciones impuestas por los gálibos 1 y 3 ya empleados en la sección 3.2.2.



(a) Distribución uniforme.



(b) Distribución triangular.



(c) Distribución gaussiana.

Figura 3.18: Ejemplo de distribuciones de amplitud empleadas.

Los resultados para el gálibo básico, el gálibo nº 1, se recogen en la Tabla 3.1 y las Figuras 3.19, 3.20, 3.21 y 3.22. En la Tabla 3.1, se han recogido, para cada distribución de amplitud estudiada, los niveles de lóbulos secundarios en cada corte principal en el espacio UV.

Si bien el uso de coeficientes con amplitud uniforme disminuye el ancho del haz, el gálibo nº 1 exige un nivel de directividad bastante bajo, en torno a los 7.3 dB. Con este

Ley de excitación	SLL _{u=0.25}	SLL _{v=0}
Uniforme	14.6 dB	11.9 dB
Triangular	16.7 dB	19.0 dB
Gaussiana	20.0 dB	19.9 dB

Tabla 3.1: Comparativa del nivel SLL según la excitación de amplitud empleada. Gálbo objetivo nº 1.

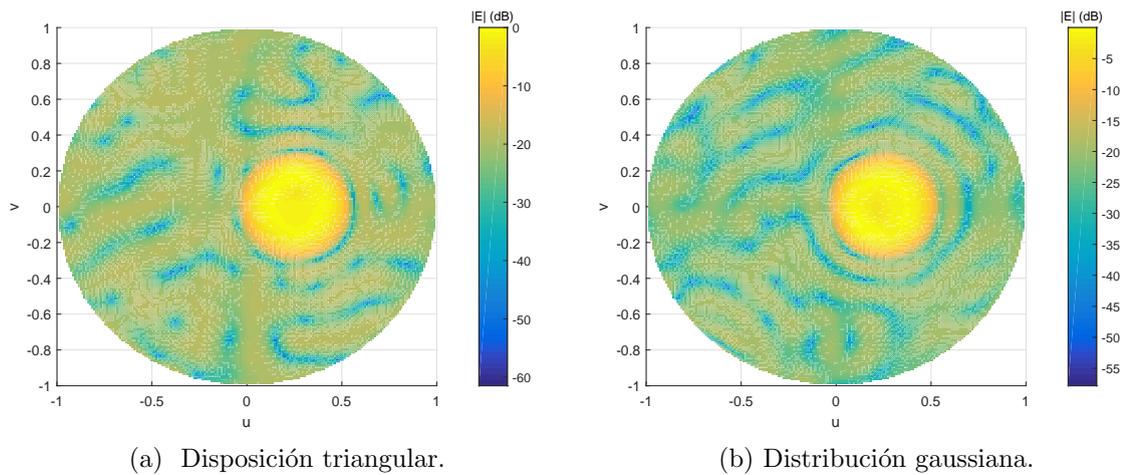


Figura 3.19: Representación en el espacio UV de los resultados para el gálbo nº 1.

Figura 3.20: Cortes en el espacio UV. Distribución uniforme.

requisito tan poco exigente, ninguna distribución ofrece ventajas respecto a las demás, y de hecho, en las representaciones de los cortes UV no se pueden apreciar diferencias en cuanto a anchos de haz.

Por otro lado, y como se había anticipado, las distribuciones que evolucionan de forma suave desde el centro hasta los bordes de la agrupación proporcionan mejores resultados en cuanto a niveles SLL. En la Tabla 3.1 se aprecia con claridad como la única distribución que ofrece el nivel de lóbulos exigido, 20 dB, es la distribución gaussiana. En el caso contrario se encuentra la distribución uniforme, que genera unos lóbulos con niveles inadmisibles, al menos para la configuración geométrica escogida. Así pues, el empleo de distribuciones de amplitud uniforme no parece ser muy recomendable, pues en la mayoría de los casos, el nivel SLL no cumple las especificaciones de la máscara.

En cuanto a la máscara nº 3, los requisitos de radiación son más exigentes, ya que

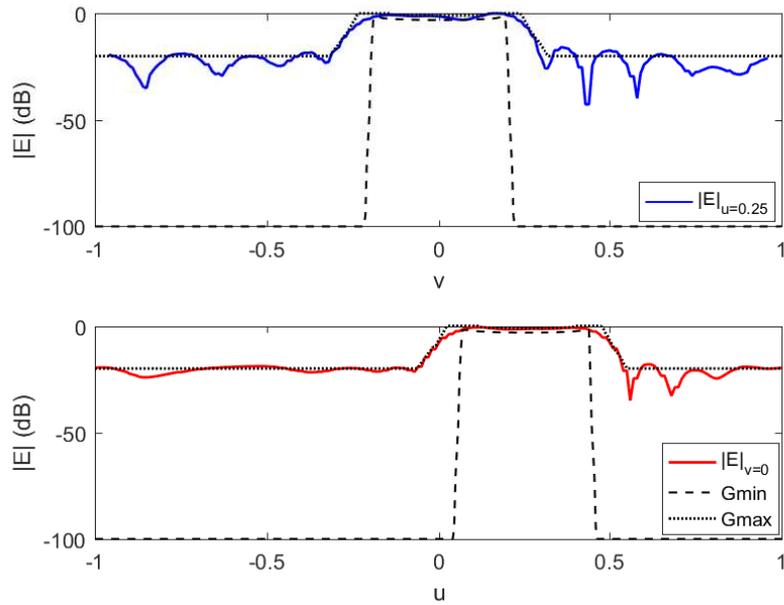


Figura 3.21: Cortes en el espacio UV. Distribución triangular.

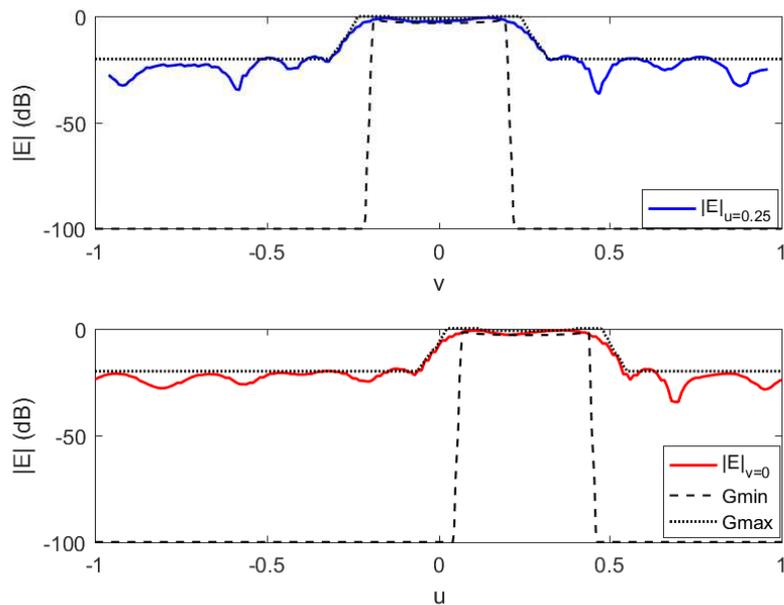


Figura 3.22: Cortes en el espacio UV. Distribución gaussiana.

se ha estrechado el lóbulo principal hasta conseguir una directividad de 20.5 dB. Los resultados obtenidos mediante optimización se recogen en la Tabla 3.2. Se han generado

dos mallados diferentes: el primero igual que en ejemplos anteriores, con 256 elementos, mientras que en el segundo se ha aumentado el número hasta 25×25 elementos.

	Nº elementos	SLL _{u=0}	SLL _{v=-0.25}	Tiempo
Uniforme	16 × 16	16.7	15.3	6' 34"
	25 × 25	18.5	16.0	48' 5"
Triangular	16 × 16	16.9	15.4	13' 15"
	25 × 25	18.7	18.2	22' 33"
Gaussiana	16 × 16	15.0	12.7	13' 15"
	25 × 25	20.4	17.5	33' 10"

Tabla 3.2: Comparativa del nivel SLL según la excitación de amplitud empleada.
Gálíbo nº 3.

Ninguno de los arrays diseñados empleando síntesis exclusiva de fase cumple con las restricciones y objetivos impuestos en cuanto a nivel SLL, aunque sí se cumplen los criterios de ancho de haz y directividad. Por otro lado, aunque el aumento del tiempo cómputo es completamente perceptible, no parece suponer un problema tan serio como se había supuesto inicialmente.

El problema de la síntesis con control exclusivo sobre fase se debe a la eliminación de un grado de libertad al no considerar el módulo de las excitaciones w como una variable de diseño. Además, es fácil que los algoritmos de optimización convencionales caigan en soluciones no óptimas, ya que el problema de síntesis se formula mediante funciones con muchos mínimos locales. La combinación de ambas situaciones desemboca en soluciones que no se adecúan a los objetivos preestablecidos, al menos para la configuración geométrica considerada.

Para solventar la primera dificultad, se deben buscar medios que ofrezcan mayores grados de libertad, sin aumentar el número de elementos de la agrupación, pues esto aumentaría no sólo el tiempo de cómputo total, sino también el peso y coste. Respecto al problema de los mínimos locales, se propone emplear un algoritmo de optimización global, como puede ser un algoritmo genético (GA). En el apartado 3.3.1, se explora esta posible solución.

3.3.1.- Síntesis de fase mediante GA

Los algoritmos genéticos GA se clasifican dentro de los métodos de búsqueda ciega, y tienen un carácter probabilístico. Se inspiran en la teoría evolutiva de las especies, donde los individuos de una población van cruzándose y sólo sobreviven los más aptos, [7].

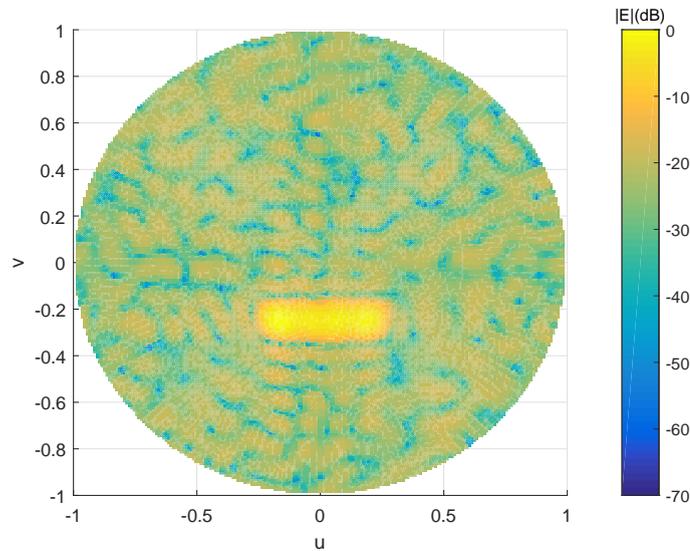
Desde el punto de vista de la optimización, se establece una analogía entre la población y el espacio de soluciones para el problema a tratar. El algoritmo va seleccionando de forma sesgada las soluciones más aptas, según una función de evaluación o función objetivo, y las cruza y somete a ciertas transformaciones (análogas a las mutaciones) para producir nuevas soluciones. Tras varias generaciones, o iteraciones, se obtendrá el conjunto con las mejores soluciones.

En el problema de síntesis de fase, la población inicial es una matriz cuyas filas representan la fase de cada elemento del *array*, [8]. Para cada vector fila de la matriz se evalúa la función de coste, que estará definida por la expresión 3.5 o 3.6. El algoritmo selecciona el 50 % que cumpla mejor los objetivos, en este caso, el 50 % que minimice en mayor medida la función. Los vectores seleccionados, los padres, se cruzan para obtener poblaciones nuevas, hijos; y se modifica alguno de los elementos de forma aleatoria para evitar mínimos locales.

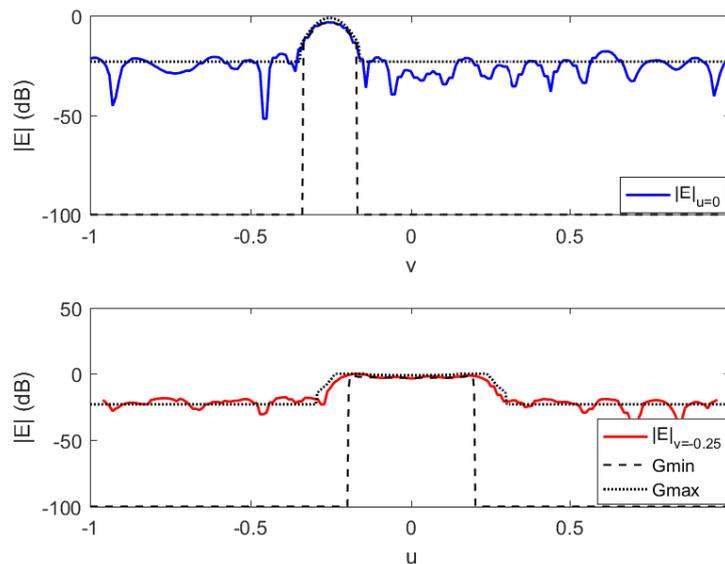
Los resultados representados en la Figura 3.23 corresponden a la síntesis con control exclusivo sobre fase mediante un algoritmo genético, y a partir de una malla rectangular de 16×16 elementos, distanciados media longitud de onda y con una excitación uniforme en amplitud.

El algoritmo GA permite asegurar que la solución sea óptima, evitando el riesgo de caer en un mínimo local. Como se puede comprobar, el diagrama sintetizado queda acotado por los gálidos inferior y superior en la mayor parte de posiciones de observación. Además, calculando los niveles SLL en cada corte principal de la antena, los cortes $u = 0$ y $v = -0.25$, se han obtenido un valor de 20 dB y 21 dB, respectivamente.

Se puede afirmar, por tanto, que los algoritmos genéticos proporcionan una alternativa válida a tener en cuenta a la hora de tratar con la fase como única variable de diseño en la síntesis de *arrays*. Sin embargo, cabe destacar el aumento del tiempo de computación derivado del uso de un algoritmo de carácter probabilístico en comparación con los algoritmos convencionales. Dado que en este caso el número de variables no era elevado, $N = 256$, el tiempo de convergencia no resultó completamente intratable. Ante un mayor número de variables de diseño, es posible emplear lo que se conoce como métodos híbridos. Éstos se basan en algoritmos estocásticos, como los GA, para obtener un punto inicial cuasi-óptimo en el espacio de soluciones, y en algoritmos de optimización locales, como el de Quasi-Newton, para afinar dicha solución.



(a) Representación 2D.



(b) Cortes UV.

Figura 3.23: Resultados para la síntesis exclusiva de fase mediante GA.

3.4.- Síntesis de posiciones

Hasta el momento se han sintetizado arrays de tipo regular, ya sea con distribuciones circulares como rectangulares. En este apartado, se propone una optimización más

global o completa, en la que se optimizarán también las posiciones de los elementos del *array*. Se estará hablando, por tanto, de síntesis de agrupaciones irregulares.

Evidentemente, es necesario establecer una serie de restricciones para que los resultados de este proceso sean prácticamente realizables, y no exclusivamente de índole teórica. Estas restricciones limitarán la mínima distancia a la que deben encontrarse los elementos, para evitar que no se apilen unos sobre otros. Teniendo en cuenta que la matriz de *steering*, definida mediante la expresión 2.3, depende de las posiciones angulares de observación y las coordenadas de cada elemento, el problema de síntesis quedaría enunciado como:

$$\begin{aligned} \arg \min_{w,r} f(G_{min}, G_{max}, G(r) \cdot w) \\ \text{s.t } r_i, r_j \in \mathcal{R}^3 \mid \min d(r_i, r_j) > l \end{aligned} \quad (3.7)$$

En la formulación propuesta, la función f que debe minimizarse correspondería a una de las dos expresiones anteriormente comentadas en 3.2.2, y el parámetro l sería la mínima distancia permitida entre elementos. En un primer momento, se ha escogido un valor de 0.7 longitudes de onda, pero dependiendo de la frecuencia de trabajo del *array* a diseñar y del tipo de antenas empleadas, habría que aumentar dicha distancia. Por otro lado, hay que tener en cuenta que en este apartado se definen las posiciones r_n de cada elemento como $[x_n \ y_n \ 0]^T$, es decir, la coordenada z no será tomada como variable de diseño, pues se están diseñando *arrays* bidimensionales.

Se recogen en las Figuras 3.24 y 3.25 los resultados obtenidos en el proceso de síntesis de diagramas que cumplan las especificaciones del gálibo n° 1 y n° 3, respectivamente. Para ambos ejemplos de síntesis, se ha utilizado como punto inicial en la optimización la topología empleada hasta ahora, con estructura rectangular $N_x \times N_y$. Sin embargo, se ha optado por reducir el número total de elementos, para comprobar el comportamiento del algoritmo.

Se ha incluido en la representación la distribución geométrica de los elementos, según las posiciones optimizadas por el algoritmo del punto interior. Los métodos de punto interior se ajustan mejor a problemas de optimización con restricciones y de gran escala o altos grados de libertad, o dicho de otro modo, con muchas variables de diseño.

Además, en la Figura 3.26, se ha representado el error en el espacio UV, calculado del mismo modo que en la sección 3.2.2. Como se puede ver, en la mayor parte del

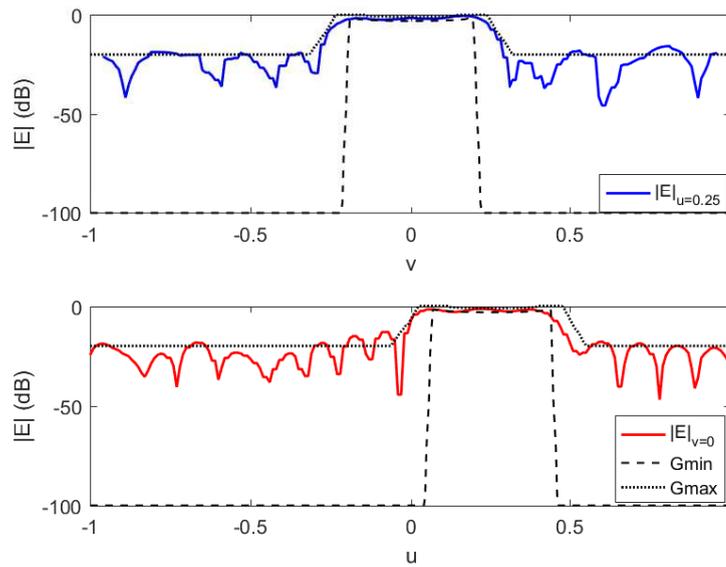
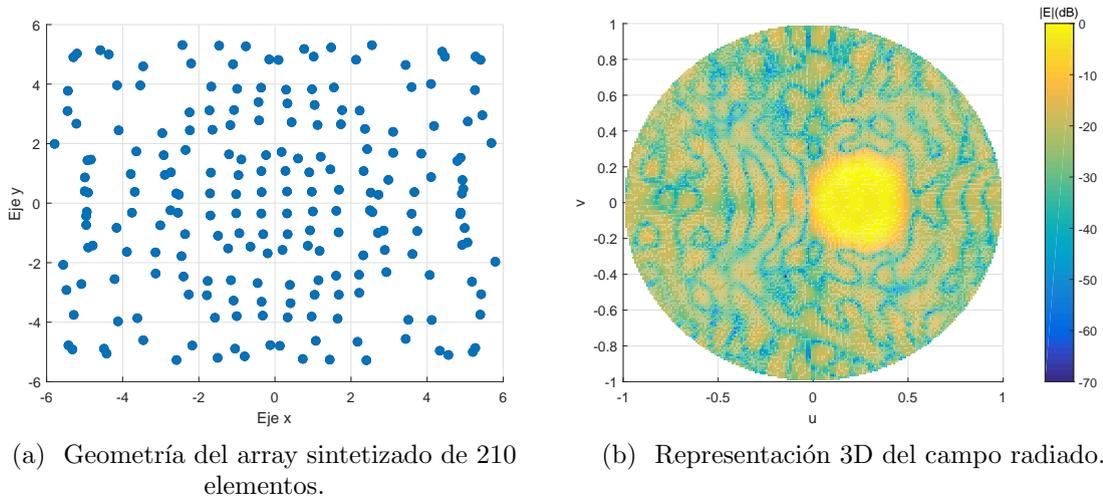
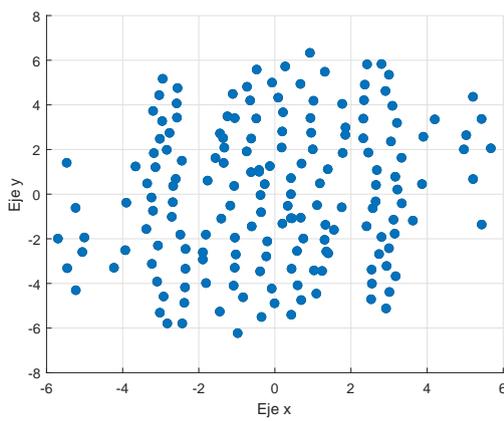


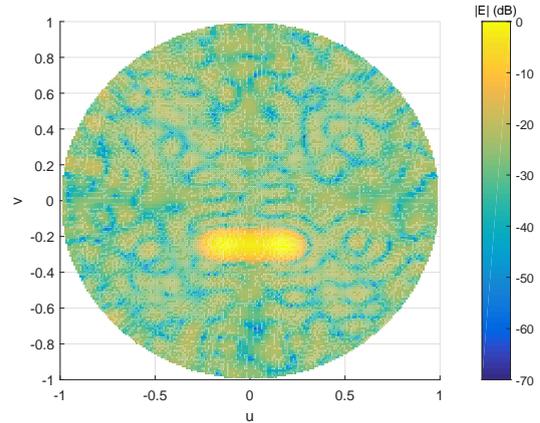
Figura 3.24: Resultados obtenidos para síntesis de un array disperso en base al gálbo n^o1.

espacio el diagrama sintetizado se ajusta perfectamente a los límites establecidos por las cotas superior e inferior.

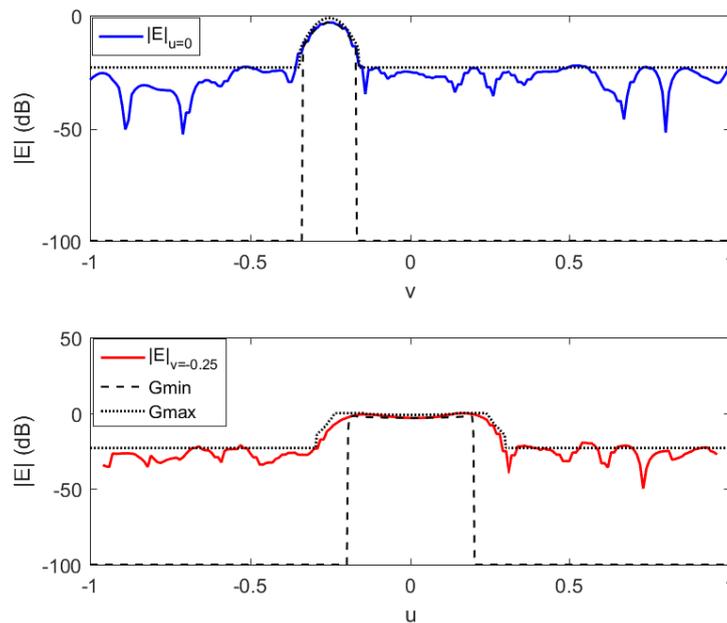
Como se puede apreciar, los grados de libertad adicionales que suponen la consideración de las posiciones como variable de optimización resultan en la obtención de resultados muy satisfactorios. Es posible conseguir antenas con un comportamiento es-



(a) Geometría del array sintetizado de 169 elementos.



(b) Representación 3D del campo radiado.



(c) Cortes en el espacio UV.

Figura 3.25: Resultados obtenidos para síntesis de un array disperso en base al gálibo $n^{\circ}3$.

pecífico con un número de elementos menor del que se requeriría en el caso de emplear configuraciones regulares. Por tanto, a la hora de disminuir el tamaño o peso de un *array*, el cambio hacia configuraciones irregulares puede ser una estrategia a tener en cuenta.

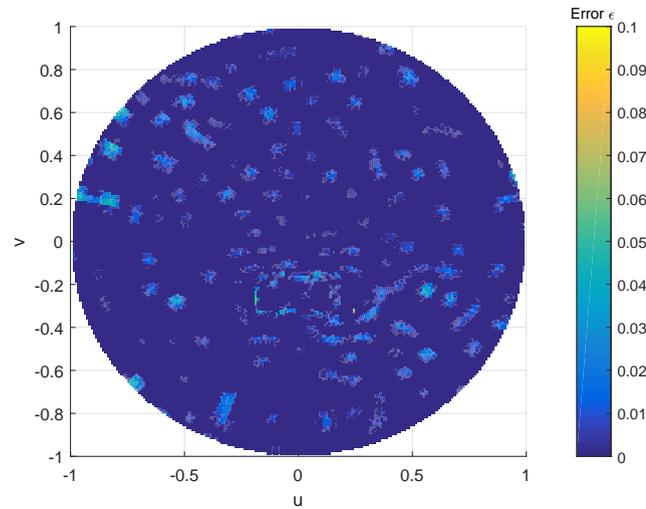


Figura 3.26: Representación del error en el espacio UV al utilizar una disposición irregular. Gálibo nº 3.

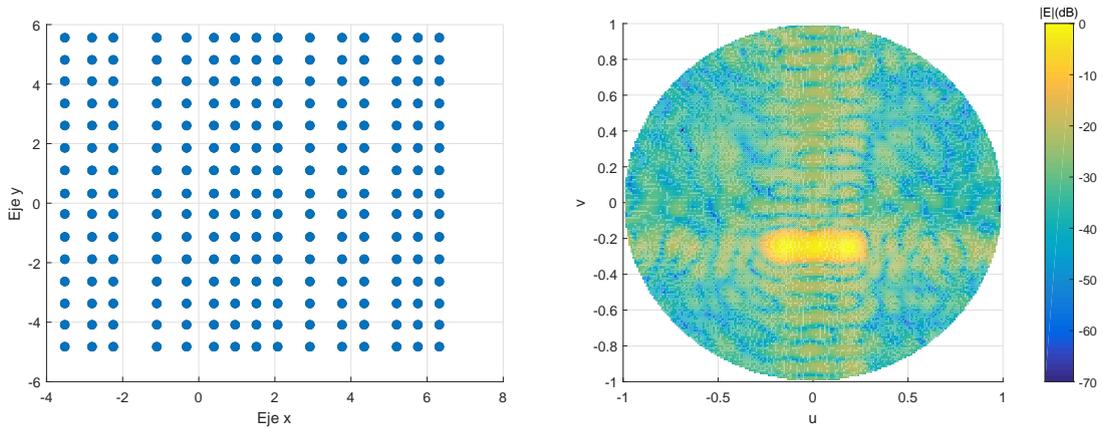
3.4.1.- Factibilidad de fabricación

Aun teniendo en cuenta restricciones respecto a la mínima distancia permisible entre dos elementos cualesquiera, existen ciertos problemas derivados del proceso de fabricación. En ciertos casos, no es posible ofrecer la precisión suficiente como para disponer cada elemento exactamente en su posición óptima.

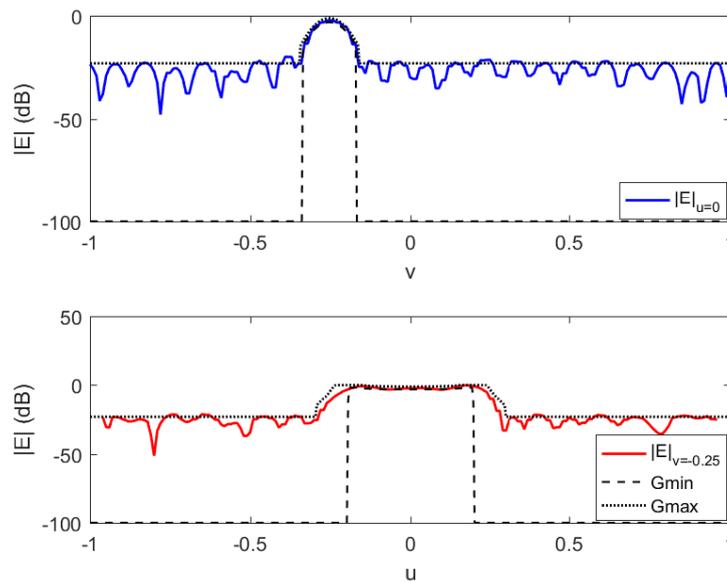
Con el objetivo de ofrecer una mayor factibilidad de fabricación desde la misma fase de diseño, se ha restringido la variabilidad de las posiciones de cada elemento. Se parte de construcciones reticulares de $N_x \times N_y$ elementos y se llevará a cabo un movimiento de las filas o las columnas; es decir, todos los elementos de una fila se moverán arriba y abajo al unísono, y del mismo modo se moverán a derecha o izquierda todos los elementos de una misma columna.

A continuación, se recogen los resultados obtenidos para la síntesis de *arrays* con restricciones en la variabilidad de los elementos. Se ha realizado un único experimento, con el gálibo con haz más estrecho, el gálibo nº 3. En la Figura 3.27, se recoge la representación bidimensional y los cortes principales del campo radiado, así como la configuración final del *array*.

Como es lógico, considerar restricciones adicionales reduce el grado de libertad ganado al tomar las posiciones como elemento de diseño, si bien con un número de elementos menor que la agrupación original de la sección 3.2.2, se pueden conseguir resultados



(a) Configuración cuasi-irregular de 225 elementos. (b) Representación 3D del campo radiado.



(c) Cortes en el espacio UV.

Figura 3.27: Resultados de síntesis con restricciones .

igualmente satisfactorios. Además, la geometría de la configuración sintetizada se acerca bastante a una malla rectangular, pero con distancias variables entre columnas y filas. Esta geometría, que podría decirse de carácter cuasi-regular o aperiódico según la literatura, facilitará el proceso de fabricación notablemente a la vez que reduce el número de elementos.

3.5.- Síntesis con condiciones adicionales

El problema de síntesis puede hacerse más complejo, y tener en cuenta en el diseño otros factores que de normal suelen obviarse hasta después del proceso de fabricación y de pruebas. Considerar algunas condiciones adicionales ya en la misma fase de diseño, podría permitir el ahorro de tiempo y coste final.

3.5.1.- Condiciones de campo cercano

A la hora de diseñar un sistema de antenas para comunicaciones a larga distancia, suelen cuidarse los aspectos de radiación en la región FF, mientras que no se llegan a considerar las posibles condiciones de radiación en el entorno cercano a la antena. Incluso en el momento de testar la antena fabricada, se ignoran muchos efectos en campo NF, ya que la antena se analiza de forma completamente aislada. En la fase siguiente, en la que se comprueba el correcto funcionamiento en el entorno real, pueden aparecer efectos indeseados debido a los posibles obstáculos presentes en el escenario.

Así pues, se ha considerado conveniente incluir un término de condiciones en campo cercano NF para simular las distintas características del entorno de utilización. Un ejemplo, en el caso de las comunicaciones vía satélite, puede ser la obstrucción del campo de visión por parte de uno de los paneles solares a bordo. Para simular dichas condiciones, se intenta forzar un nulo en el plano definido por este panel, a la que se denominará zona de sombra. El algoritmo de optimización deberá trabajar sobre el problema formulado mediante la expresión 3.8, donde la función f impondrá las condiciones sobre el diagrama en campo lejano a partir de las máscaras, y G_{NF} es la matriz de *steering* de campo cercano calculada según la expresión 2.7.

$$\arg \min_w f(w) + \xi \|G_{NF} \cdot w\|_2 \quad (3.8)$$

Es lógico suponer que al forzar esta condición adicional, la aproximación del diagrama sintetizado a los gálbos propuestos resulte más inexacta que en los casos anteriores. Para conocer hasta qué punto la solución se malogra al incluir esta condición adicional, se considerarán tres casos diferentes en la síntesis del diagrama, según el grado de obstaculización que suponga el objeto. Se parte de la organización habitual, con 16×16 elementos dispuestos de forma rectangular, y a una distancia de 0.7 longitudes

de onda. La máscara de radiación que se tratará de cumplir será similar a las empleadas anteriormente, con un valor de SLL de 20 dB como máximo permisible y un lóbulo centrado en el punto $(u, v) = (0, -0.25)$. El objeto se ha situado en el plano $z_0 = 30\lambda$, para asegurar condiciones de campo cercano.

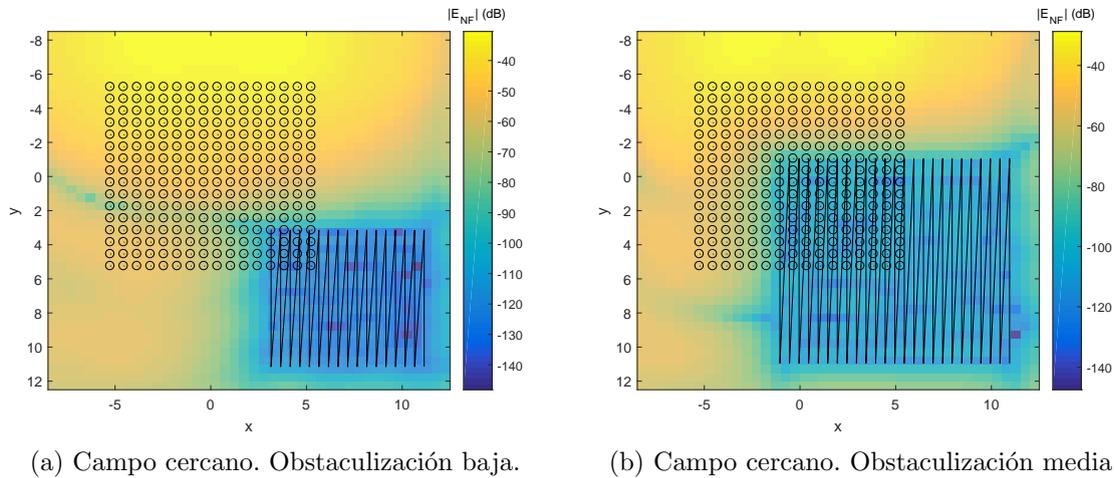


Figura 3.28: Campo cercano en el plano del obstáculo.

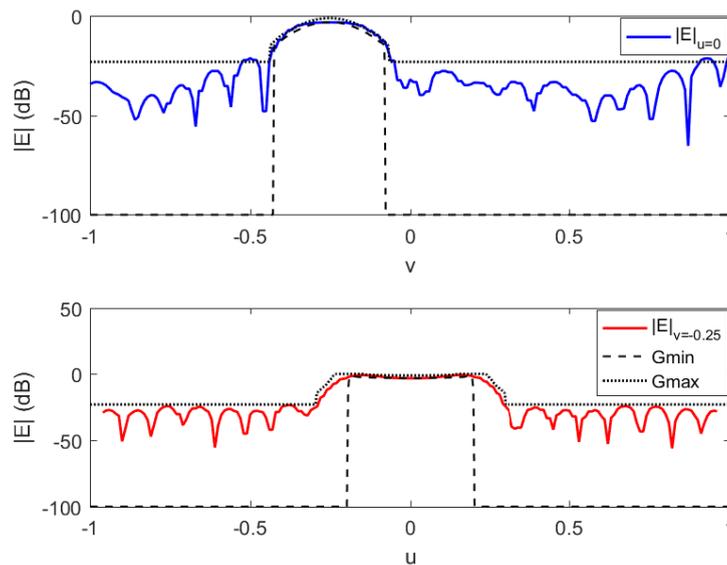
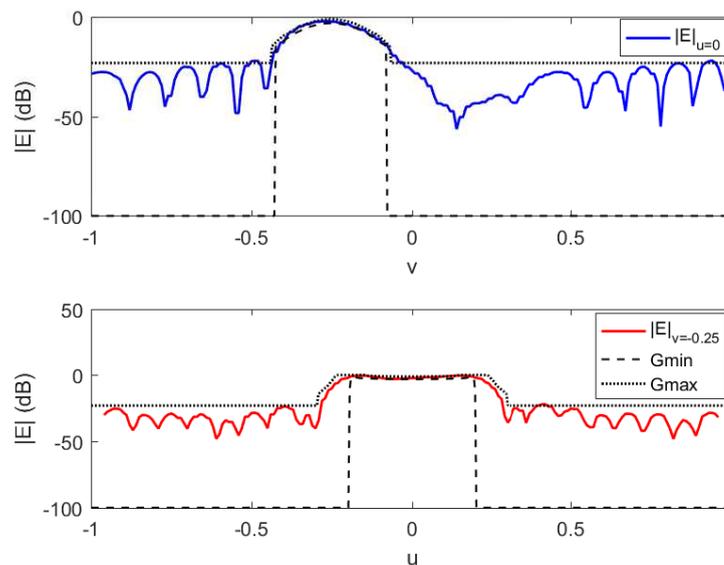


Figura 3.29: Diagrama de radiación en campo lejano.



(b) Cortes UV en campo lejano. Obstaculización media.

Figura 3.29: Diagrama de radiación en campo lejano.

En las Figuras 3.28 y 3.29, se recogen los resultados para los casos en que el nivel de obstrucción sea bajo o medio. En las representaciones del campo cercano, en el mismo plano en que se encuentra el objeto simulado, se ha incluido también la representación de los elementos del *array* y una rejilla en la posición en la que se encuentra dicho objeto.

Evidentemente, cuanto más se introduzca el objeto hacia el campo de visión directa del *array*, peores resultados se van a obtener en cuanto a diagramas de radiación y restricciones impuestas por las máscaras. Evidentemente, a la hora del montaje y puesta en marcha, la lógica evitará obstaculizar en la medida de lo posible el campo de visión.

3.6.- Síntesis de *arrays* dispersos

Finalmente, se llega al objetivo original de este proyecto, el diseño de agrupaciones dispersas. En la sección 2.4.1, se había planteado la formulación más básica para la síntesis de este tipo de *arrays*. Partiendo de dicha formulación, se presentan dos opciones. En el primer caso, derivado directamente de la expresión 2.12, se busca el vector de pesos, w , que minimice la norma y mantenga al mismo tiempo un cierto nivel de “error” permisible. En [9], [10] y [11], se pueden ver los resultados que esta estrategia

aporta para diferentes aplicaciones y restricciones impuestas.

$$\begin{aligned} & \text{mín } \|w\|_1 \\ & \text{s.t. } f(w) < \alpha \end{aligned} \tag{3.9}$$

En la expresión 3.9, la norma \mathcal{L}_1 se emplea como aproximación de la norma \mathcal{L}_0 , tal y como se explicó en el capítulo 2, y α es la restricción que se impone sobre la función de coste para asegurar que se cumplen los requisitos de radiación. Esta función de coste, de nuevo, puede modelarse directamente como la norma de la diferencia entre el patrón sintetizado y el deseado, como en la sección 3.2.1; o a partir de máscaras, como en la sección 3.2.2. Como en las secciones anteriores, se seguirá trabajando en base a gálibos.

Sin embargo, el parámetro de “error” α puede ser difícil de estimar, ya que dependería, entre otras cosas, del número de posiciones angulares (θ, ϕ) y el número de elementos del *array*. Para solventar este problema, se recurre a una segunda formulación, más sencilla e igualmente válida:

$$\arg \text{mín}_w f(w) + \xi \|w\|_1 \tag{3.10}$$

Por tanto, a las expresiones 3.5 o 3.6, identificadas como la función $f(w)$ en la expresión 3.10, se añade un término adicional de dispersión $\xi \cdot \|w\|_1$, donde ξ es un coeficiente empleado para conceder mayor o menor peso a este término.

Aún se puede dar un paso adicional, y modificar ligeramente la expresión 3.10 para asegurar que la norma \mathcal{L}_1 penaliza todos los coeficientes no nulos por igual. Para aumentar la dispersión de la solución, y conseguir una aproximación a la minimización de la norma \mathcal{L}_0 , se pueden añadir términos de peso a los coeficientes w_n para penalizar de forma más contundente los valores pequeños, [12]. Esta acción se puede realizar aprovechando que los métodos de optimización empleados son iterativos y, por tanto, se puede transformar la expresión 3.10 en un problema de minimización reponderada a cada iteración:

$$\text{mín } f(w) + \xi \sum_n \delta_m^{(i)} \cdot |w_n^{(i)}| \quad (3.11)$$

El vector $w^{(i)}$ contiene la estimación de los coeficientes de peso o alimentación de la iteración actual i , y $\delta_m^{(i)}$ se calcula en función de las estimaciones de la iteración anterior como $\delta_m^{(i)} = (|w_n^{(i-1)}| + \gamma)^{-1}$, siendo $\gamma > 0$ un valor empleado para aportar estabilidad ligeramente menor que el mínimo valor de peso deseado.

Esta reponderación se traduce en una mayor penalización para las localizaciones activas con valores de coeficientes bajos, ya que generan términos de peso elevados; por el contrario, los coeficientes de peso elevado dan lugar a términos de reponderado bajos y, por tanto, en iteraciones siguientes se mantendrán más o menos estables.

A continuación, se mostrarán algunos ejemplos generados para verificar esta estrategia de diseño. Sin embargo, es importante realizar primero una pequeña aclaración. Al emplear la norma \mathcal{L}_1 en lugar de la \mathcal{L}_0 , el solución final no será dispersa como tal, es decir, no habrá valores de w completamente nulos. Es necesario, por tanto, emplear un umbral o un límite de activación, a partir del cual se conservará o desactivará cada elemento. Este límite queda a elección del diseñador, y no debe ser muy elevado, o se malograrían las características de radiación. Para los ejemplos que se verán a continuación, se han empleado umbrales del 4 % respecto al máximo valor de w .

Con el objetivo de realizar una comparativa fiable respecto a la síntesis de *arrays* densos, la máscara de radiación empleada será idéntica a una de las que se emplearon en secciones anteriores, la denominada “Gálibo n°2” en la sección 3.2.2. La configuración inicial de la que se parte es la misma que en secciones anteriores, un mallado rectangular de 16×16 elementos, separados 0.7λ en cada dirección.

Además, se tendrán en cuenta distintos valores para el parámetro de ponderado ξ , empezando por valores modestos e incrementándolo paulatinamente, para comprobar hasta qué punto tiene influencia en la dispersión de la solución final sin perder las propiedades de radiación. La comparativa en base a estos valores se recoge en la Tabla 3.3.

En el primer experimento realizado, se tomó un valor bastante reducido para el parámetro de ponderado, $\xi = 10^{-6}$. Los resultados para el umbral escogido se pueden observar en las Figuras 3.30 y 3.31. En la primera, se ha representado el campo radiado en el corte principal $\phi = 0^\circ$ al considerar todos los pesos optimizados, frente al caso de

desactivar aquellos que no superasen el umbral.

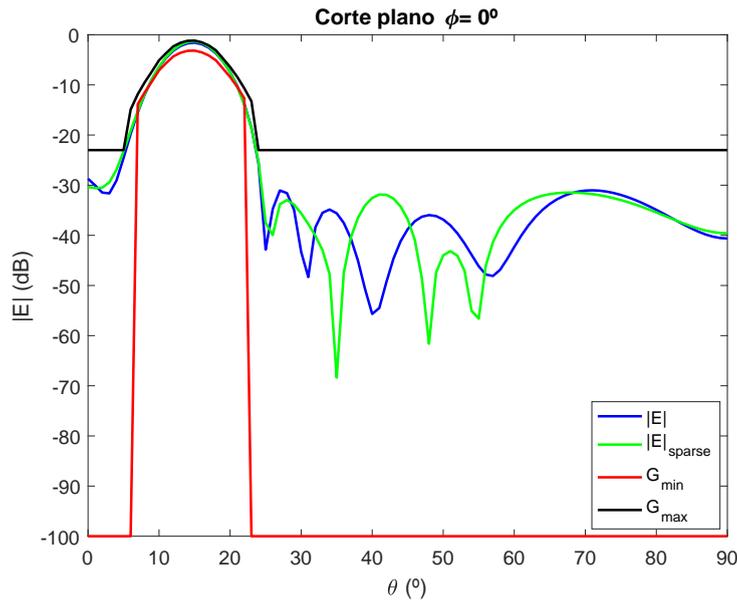


Figura 3.30: Corte en el plano $\phi = 0^\circ$ para $\xi = 10^{-6}$ y un umbral del 4 %.

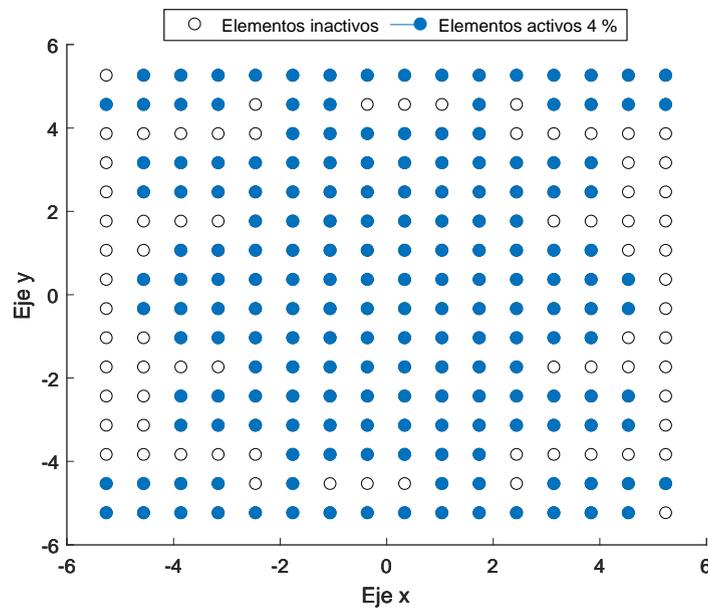


Figura 3.31: Configuración dispersa considerando $\xi = 10^{-6}$ y un umbral del 4 %.

En la Figura 3.31, se puede comprobar que el número de elementos inicial, 256 elementos, se ha visto reducido hasta los 184 elementos. Es decir, para este parámetro

de ponderado tan bajo, la reducción es aproximadamente del 30 %. Evidentemente, al emplear umbrales más elevados, el número de elementos activos finales se reduce significativamente. Por ejemplo, para un umbral del 10 %, quedarían menos del 35 % de los elementos originales, tal y como se puede observar en la Figura 3.32. Sin embargo, como se comentó antes, una elección demasiado optimista del umbral deriva en la deformación del diagrama de radiación original y, en muchos casos, se dejan de cumplir las máscaras impuestas.

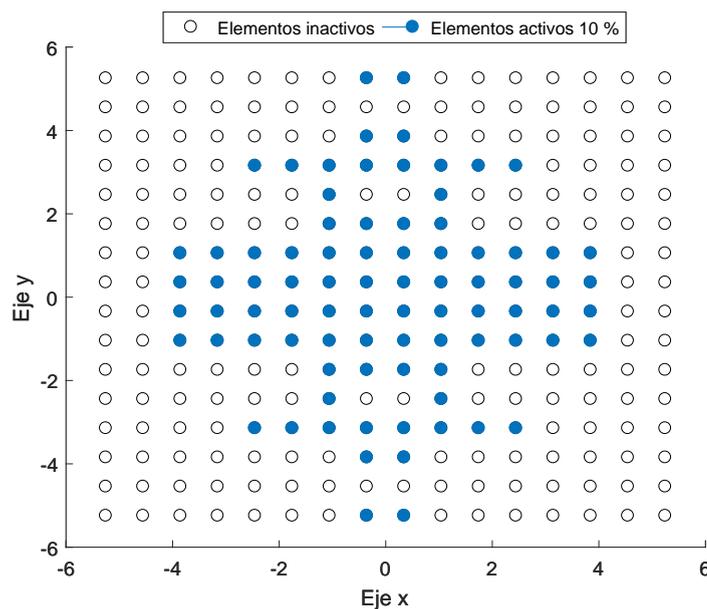


Figura 3.32: Configuración dispersa considerando $\xi = 10^{-6}$ y un umbral del 10 %.

Con el objetivo de ofrecer una pequeña comparativa, se ha calculado el nivel SLL para los distintos valores del parámetro ξ considerados. En la Tabla 3.3, se recogen los resultados, calculados para cada corte en el espacio UV, así como el número de elementos activos de la agrupación final. Como era de esperar, el número de elementos que ofrecen una contribución relevante al patrón sintetizado se va reduciendo al aumentar el valor de ξ . En el caso más extremo, en el que se considera un valor de $\xi = 10^{-2}$, el número de elementos finales es menor que la mitad de la agrupación original. Sin embargo, esto conlleva una penalización en las características de radiación, apreciada en la reducción progresiva de los niveles SLL en cada corte, llegándose hasta el punto de dejar de cumplir las máscaras. En la Figura 3.33, se puede comprobar esta afirmación con mayor claridad.

Como se puede observar, la última elección del parámetro de dispersión conlleva

ξ	Num. elementos	SLL _{u=0.25}	SLL _{v=0}
10^{-6}	184	32.4 dB	26.8 dB
$5 \cdot 10^{-6}$	156	30.3 dB	25.7 dB
$5 \cdot 10^{-4}$	124	23 dB	22.9 dB
10^{-2}	105	20 dB	19.4 dB

Tabla 3.3: Comparativa de los resultados obtenidos según el valor de ξ .

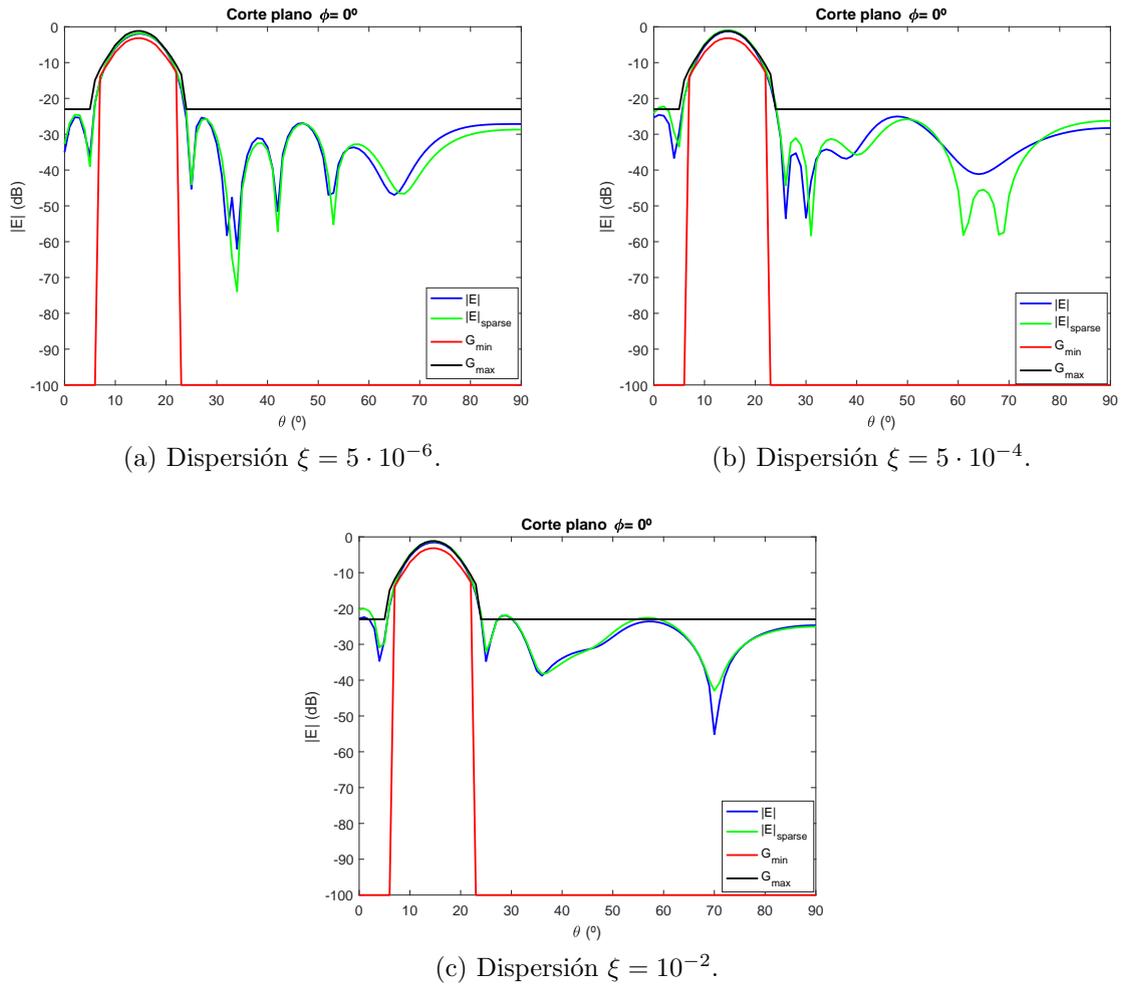


Figura 3.33: Comparativa del corte en el plano $\phi = 0^\circ$ para diferentes valores de ξ .

la superación del gálibo superior por parte de los lóbulos secundarios. Si bien se ven superados en apenas 1 dB, se puede predecir que para valores superiores de ξ , las soluciones sintetizadas no presentarán las características deseadas en cuanto a radiación. Sin embargo, no se puede generalizar un límite para este valor ξ , pues dependerá

en gran medida del valor que tome el término $f(w)$ de la expresión 3.10 y esta, a su vez, del número de muestras angulares tomadas del campo sintetizado y el número de elementos del *array* inicial, entre otras.

4. Aplicación a un caso real

En este capítulo, se recogen las consideraciones de diseño y los resultados obtenidos en un último ejemplo, en el que convergerán todas las condiciones o restricciones vistas en el Capítulo 3. El ejemplo servirá para simular la síntesis de un *reflectarray* para dar cobertura desde un satélite a una zona geográfica concreta. Se tratará no sólo de dar el mayor grado de libertad posible en el proceso de diseño, sino también simular las condiciones reales del entorno de la antena para que el ejemplo resulte veraz y robusto. Por tanto, se tratará de cumplir tanto las condiciones de radiación en zona FF como en la zona NF y las condiciones de dispersión.

4.1.- Escenario propuesto

Se pretende simular parcialmente el comportamiento de la antena en el entorno real del satélite. Para ello, se ha escogido realizar el diseño de un *reflectarray* de geometría irregular que proporcione cobertura a la superficie de la Tierra desde un Satélite de órbita Geostacionaria (GEO). En la Figura 4.1, se muestra el esquema con la geometría del escenario. Para proporcionar la cobertura deseada, manteniendo el nivel de potencia radiada uniforme en toda la superficie terrestre, el satélite GEO debe transmitir con un patrón de radiación que presente un lóbulo único, para no perder potencia por radiación en direcciones indeseadas, y de sección circular.

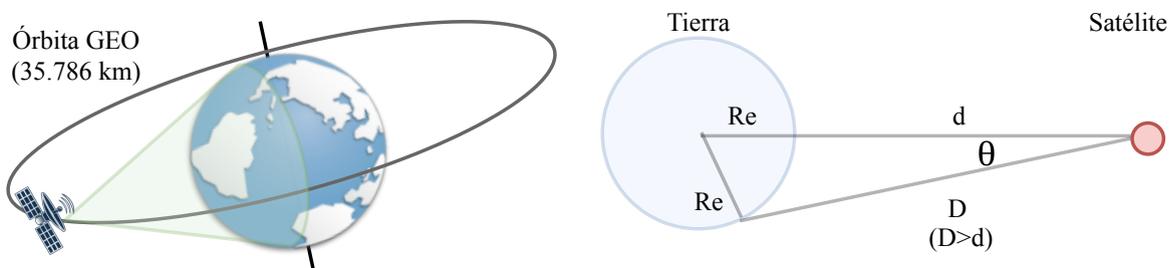


Figura 4.1: Esquema del escenario propuesto.

La difusión vía satélite se realiza, por lo general, en la banda Ku, que comprende frecuencias de 12 a 18 GHz, aproximadamente. Para el ejemplo propuesto se empleará una frecuencia de 12.5 GHz, que corresponde a una longitud de onda λ de 2.4 cm. Si

bien en todo momento los cálculos de las posiciones se realizan en términos de longitudes de onda, se ha calculado el valor de λ para no perder de vista las dimensiones reales, tanto para evitar superponer elementos como para delimitar la superficie total de la antena.

4.1.1.- Máscara de radiación objetivo

Las máscaras de radiación o gálibos empleados como ejemplo en el Capítulo 3 son ejemplos realistas de los requisitos que se suelen pedir para el diseño de *arrays* o reflectores para aplicaciones espaciales. Concretamente, será el gálibo nº 1 el que permita cubrir la superficie de la Tierra de manera uniforme. El gálibo objetivo impone un único lóbulo principal, centrado en la dirección de radiación ($\phi_0 = 0^\circ, \theta_0 = 15^\circ$). Por otro lado, el Nivel de Lóbulos Secundarios (SLL) se limita a un valor máximo de 20 dB. Además, presenta una cierta disminución de la ganancia del haz principal desde los extremos al centro, para ajustarse mejor a las pérdidas de propagación debido a la superficie curva terrestre, y proporcionar en conjunto, dicha cobertura uniforme.

4.1.2.- Modelado de los elementos del *array*

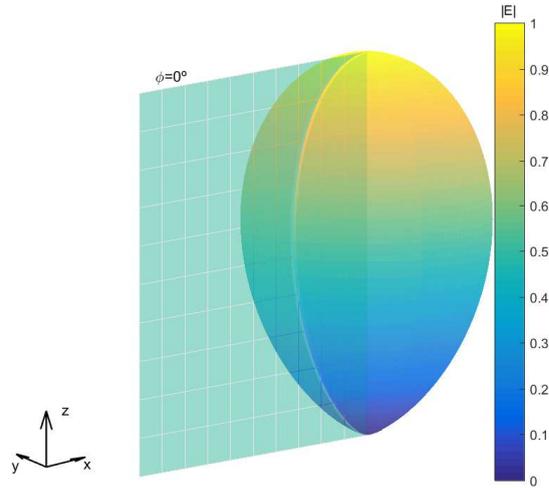
Hasta el momento, se han considerado los elementos de la agrupación como fuentes puntuales, es decir, antenas isotrópicas. Sin embargo, este modelado resulta demasiado idealizado y no puede proporcionar diseños robustos. Para mejorar los resultados de la optimización, la mejor baza consiste en considerar en el proceso de diseño el campo radiado por cada elemento de la antena.

En este caso, se ha supuesto un diseño con tecnología *microstrip*, o tecnología impresa, por lo que el campo radiado E_0 por cada elemento puede simplificarse mediante un modelo de radiación tipo coseno, tal y como se ve en la expresión 4.1, donde $p \in \mathcal{R}$.

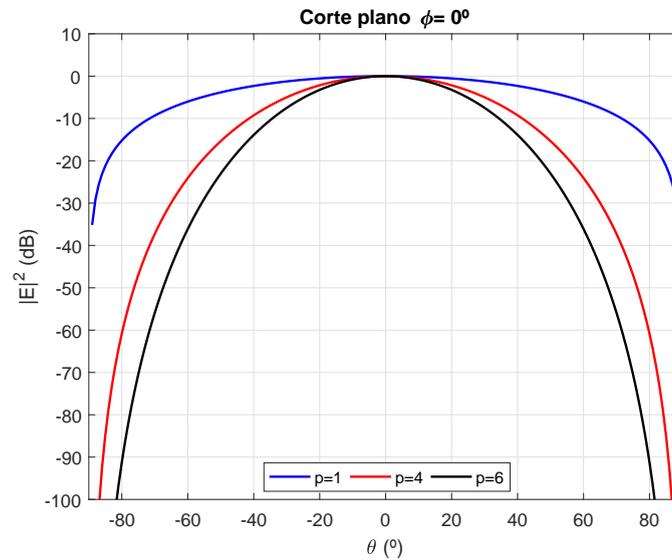
$$E_0 = \frac{e^{-jkr}}{r} \cos^p \theta \quad (4.1)$$

En la Figura 4.2, se puede visualizar la forma que toma el diagrama al emplear este modelo. Como se puede comprobar, el DR presenta simetría de revolución y por tanto se puede definir perfectamente en base a uno de sus cortes con ϕ constante. En la Figura 4.2b, se ha representado uno de estos cortes, $\phi = 0^\circ$, según los diferentes valores de p . Por otro lado, en la Figura 4.3 se representan los cortes principales del campo

radiado por un *array* de 16×16 elementos, en el caso de presentar éstos un un patrón de radiación tipo coseno, frente al uso de fuentes isotrópicas ideales.



(a) Representación tridimensional.



(b) Corte principal $\phi = 0^\circ$.

Figura 4.2: Diagrama de radiación de los elementos del *array*.

Para simular los parches *microstrip* se ha escogido un valor $p = 2$, ya que estas antenas se caracterizan por presentar diagramas muy omnidireccionales y con baja directividad. En cuanto al tamaño medio de cada elemento, se ha elegido un valor de

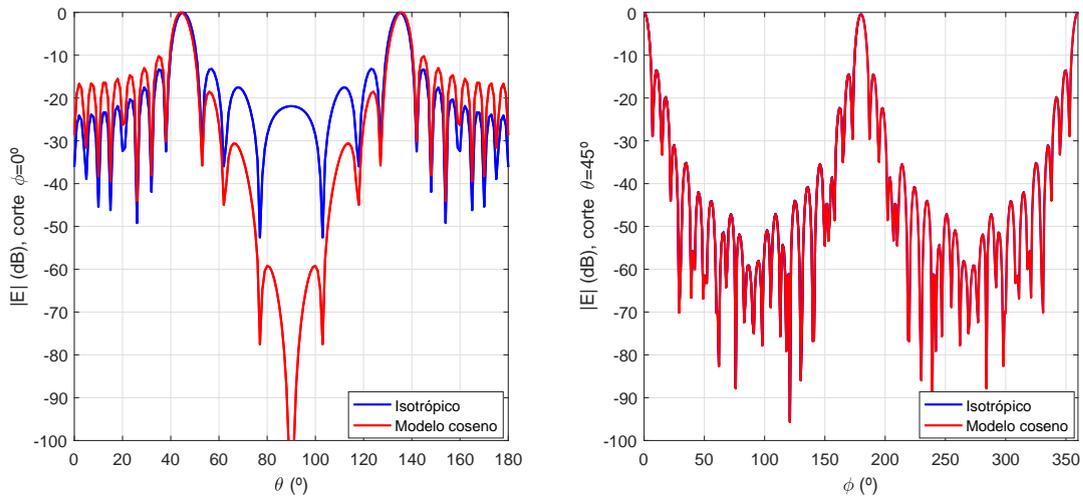


Figura 4.3: Comparativa del DR en función del tipo de elemento empleado.

0.5λ , que correspondería a 1.2 cm para la frecuencia de trabajo escogida. Este valor vendrá a ser el que imponga la primera restricción a la hora de optimizar las posiciones de cada elemento.

4.1.3.- Modelado y posicionamiento del alimentador

La configuración empleada para el ejemplo propuesto sigue la estructura geométrica comentada en la sección 2.2.2. Se recuerda que en un *reflectarray*, las corrientes de excitación w vienen dadas por el campo incidente radiado desde un alimentador, tal y como se expresaba en 2.8. Por simplicidad, el patrón de radiación del alimentador, típicamente una antena de bocina, se puede modelar con una distribución en amplitud de tipo coseno- q , con un valor de q elevado, $q \geq 12$ por ejemplo, para simular un diagrama de tipo pincel. En cuanto a los coeficientes de reflexión Γ_n de cada elemento, existen dos opciones:

- Suponer que los elementos son conductores perfectos, en cuyo caso se simplifica el valor de cada Γ_n a 1.
- Simular el coeficiente de reflexión en el caso de incidir las ondas de forma oblicua, según las coordenadas de cada elemento, a partir de una simplificación de tipo $\Gamma_n = \cos \theta_{inc}$.

Con la intención de modelar el problema de la manera más realista posible, se ha

escogido la segunda opción. En la Figura 4.4, se puede observar un ejemplo de las corrientes de excitación generadas por este modelo, habiendo empleado un alimentador situado en la posición $[-1.5\lambda, 0, -10.0\lambda]$ y un valor de $q = 12$, y una configuración geométrica de 16×16 elementos distanciados 0.7 longitudes de onda.

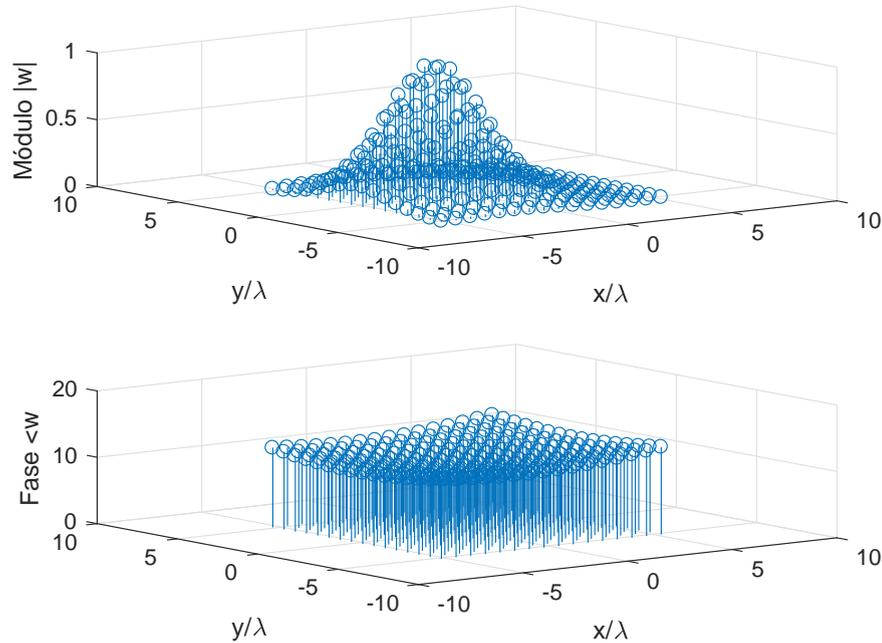


Figura 4.4: Ejemplo de la distribución en amplitud y fase de las corrientes de alimentación w .

Evidentemente, la posición de este alimentador puede tomarse como variable de diseño a tener en cuenta en la optimización. Mediante un método de optimización híbrida, en el que se combinan las propiedades de los algoritmos genéticos y los algoritmos de optimización local, se ha realizado una búsqueda de la posición óptima para la antena alimentadora. Para modelar la bocina, se ha escogido un valor $q = 28$, que produce un *taper* o rebajamiento en la amplitud de las alimentaciones w de -33 dB.

Teniendo en cuenta que el máximo de radiación de la máscara se encuentra centrado en la posición angular ($\phi_0 = 0^\circ, \theta_0 = 15^\circ$), y variando ligeramente la granularidad para refinar la solución final mediante el algoritmo de Quasi-Newton, se ha llegado a la solución recogida en la Tabla 4.1. Como se puede comprobar, el centro de fase del alimentador no se encuentra centrado en la superficie del array, sino ligeramente desplazado hacia el primer cuadrante. En la Figura 4.5, se puede ver el fase del campo

Algoritmo	Muestreo angular del DR	Tiempo de optimización (s)	Posición final (λ)
GA	$\Delta\phi = 5^\circ$ $\Delta\theta = 3^\circ$	71.06	[3.4908, 3.2275, 9.1319]
Quasi-Newton	$\Delta\phi = 2^\circ$ $\Delta\theta = 1^\circ$	2.79	[3.5732, 3.361, 8.3442]

Tabla 4.1: Resultados para obtener un máximo en radiación en ($\phi_0 = 0^\circ, \theta_0 = 15^\circ$).

incidente para la configuración optimizada.

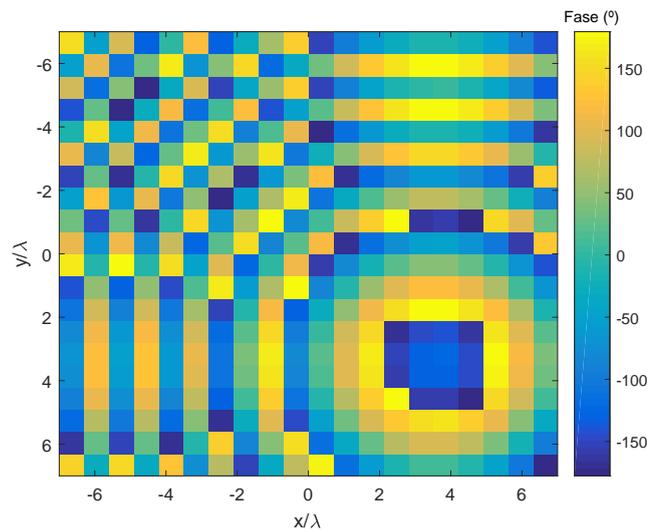


Figura 4.5: Fase del campo incidente en el *reflectarray*.

4.1.4.- Condiciones en campo cercano NF

En el capítulo 3, se había tratado con condiciones en la región de campo cercano, NF, para simular situaciones en las que existieran obstáculos que provocaran nulos de radiación en determinada zona. La motivación principal para emplear estas condiciones en el diseño del *reflectarray* es conseguir un diseño más robusto, que tenga en cuenta la existencia de obstáculos como las placas solares. Si bien a la hora de realizar el montaje del satélite se intenta evitar la obstaculización de los componentes de comunicaciones, en muchos casos no es posible evitar pequeñas zonas de sombra.

En la sección 3.5.1, se incluye un término adicional para minimizar el campo en región NF en un plano de observación z_0 . Sin embargo, las placas solares de los satélites

no son planos perfectos, sino que presentan un cierto grosor que habrá que modelar para robustecer el diseño final. Por tanto, las condiciones NF representadas mediante la expresión 3.8 deberán ser ampliadas para modelar un volumen, y no un plano como hasta ahora.

En la Figura 4.6, se puede encontrar una representación esquemática de la localización del panel solar respecto del *array*. Se ha considerado una placa de espesor de una λ , a una distancia $z_0 = 25\lambda$ de la agrupación, que proyectará una pequeña zona de sombra con una superficie de aproximadamente 50 cm^2 . El panel, con una superficie total de 470 cm^2 para la frecuencia de trabajo, se ha colocado en la esquina superior izquierda del *array*, para no obstaculizar de forma comprometedora la dirección de máxima radiación.

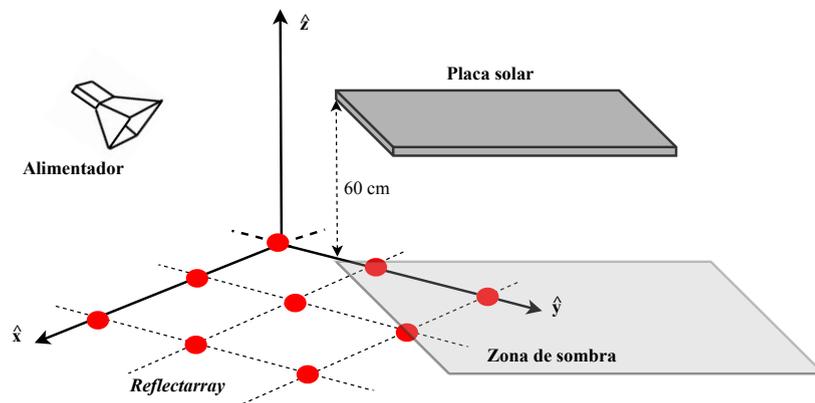


Figura 4.6: Esquema de la configuración inicial del array y la placa.

4.1.5.- Resumen de las consideraciones de diseño

A continuación, se resumen en la Tabla 4.2 los requisitos de diseño y las consideraciones iniciales tomadas para el diseño realizado.

La expresión 4.2 muestra la complejidad del problema final planteado, para el cual el método deberá encontrar la solución óptima. En las restricciones impuestas al movimiento de los elementos se incluye, además de la restricción en la distancia mínima, una restricción para evitar que la superficie total del array supere los 2 m^2 . Para ello se ha realizado una aproximación de la agrupación a un círculo, en cuyo interior de-

Frecuencia	12.5 GHz	Longitud de onda λ	0.24 cm
Configuración inicial	Rectangular	Nº elementos iniciales	20 × 20
Posición alimentador	[3.57 λ , 3.36 λ , 8.34 λ]	Distancia d= dx = dy	0.7 λ
Superficie total máxima (m²)		≤ 2	
Tamaño elemento	0.5 λ	Posición panel solar	$x_{panel} \in [-12.65\lambda, -3.65\lambda]$ $y_{panel} \in [3.65\lambda, 12.65\lambda]$ $z_{panel} \in [25\lambda, 26\lambda]$
Dirección máx. radiación	($\phi_0 = 0^\circ, \theta_0 = 15^\circ$)	SLL_{max} (dB)	20

Tabla 4.2: Requisitos y consideraciones de diseño para la síntesis de un *reflectarray*.

berán confinarse todos los elementos. La máxima distancia entre un par de elementos se asocia al diámetro de la agrupación, y estará acotado por la expresión incluida en 4.2, derivada a partir de $A = \pi \cdot (\frac{D}{2})^2 \leq 2$. En cuanto a los parámetros de peso ξ_1 y ξ_2 , se han escogido los valores 10^{-6} y $5 \cdot 10^{-5}$, respectivamente.

$$\begin{aligned} \arg \min_{w,r} \sum_{i,j} c^2(\theta_i, \phi_j) & [(G_{max}^2(\theta_i, \phi_j) - |E(\theta_i, \phi_j)|^2) \cdot (G_{min}^2(\theta_i, \phi_j) - |E(\theta_i, \phi_j)|^2) \\ & + |G_{max}^2(\theta_i, \phi_j) - |E(\theta_i, \phi_j)|^2| \cdot |G_{min}^2(\theta_i, \phi_j) - |E(\theta_i, \phi_j)|^2|] \\ & + \xi_1 \|G_{NF} \cdot w\|_2 + \xi_2 \sum_n \frac{|w_n^{(i)}|}{(|w_n^{(i-1)}| + \gamma)} \\ \text{s.t } r_i, r_j \in \mathcal{R}^3 & \{ \min d(r_i, r_j) \geq 0.5\lambda, \max d(r_i, r_j) \leq \frac{1}{\lambda} \cdot \sqrt{\frac{8}{\pi}} \} \quad (4.2) \\ & \text{y } |w_n| = f(r_{feed}, r_n) \quad (4.3) \end{aligned}$$

Para evitar caer en mínimos locales se ha optado por emplear un método híbrido. En primer lugar, un algoritmo genético, GA, buscará una solución global para un ajuste grueso del patrón de radiación, con una granularidad de 7°. Esto permitirá acotar el espacio de soluciones; la solución que este algoritmo proporcione se empleará como punto inicial para el optimizador local, que en este caso será el del punto interior, idóneo para trabajar con restricciones. El optimizador local iterará empleando un ajuste fino, con una granularidad de 3°, hasta la convergencia en la solución dispersa óptima.

4.2.- Análisis de los resultados obtenidos

En este apartado, se recogen los resultados obtenidos tras la optimización del *reflectarray*, según el escenario propuesto en la sección 4.1. En las Figuras 4.7 y 4.8, se puede observar como el diagrama de radiación se encuentra perfectamente acotado en

gálibos. De hecho, la representación del “error” en la Figura 4.9, tal y como se había calculado en el Capítulo 3, permite visualizar el bajo número de posiciones angulares en las que los límites impuestos son violados.

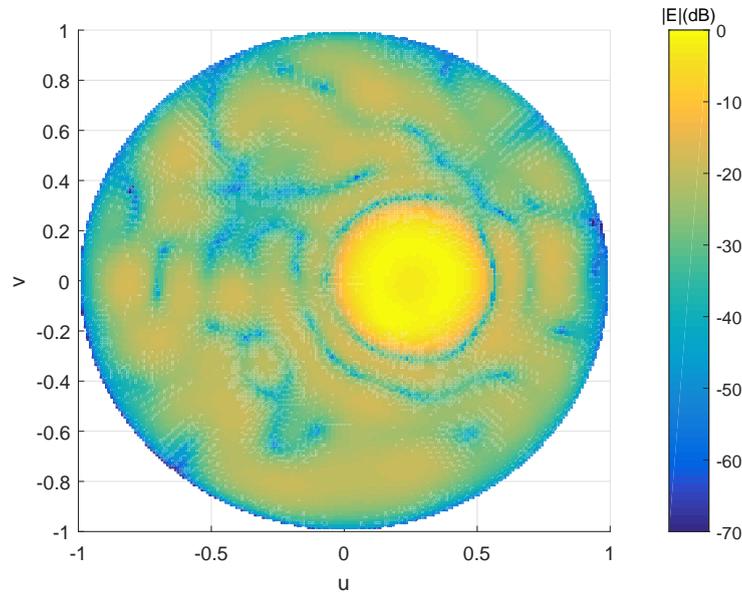


Figura 4.7: Campo radiado en el espacio UV.

Por otro lado, se representa el campo radiado en el plano de observación $z_0 = 26\lambda$, dentro de la región NF. Para facilitar la observación, se ha superpuesto un cuadrado enmarcando los límites de la placa solar simulada, además de la representación de la configuración final del *array*. El valor del campo en el área de la placa ha sido minimizado hasta $40 - -60 \text{ dB}$ por debajo del máximo. A pesar de que los resultados son muy prometedores, es necesario recalcar que habría que emplear un programa de simulación electromagnética para verificar que los efectos de la placa pueden modelizarse completamente mediante un nulo.

En cuanto a la dispersión de la solución, el número de elementos final es de 226 elementos, es decir, se ha visto reducido en un 43 %. Esta reducción resulta bastante importante, teniendo en cuenta que la elección para el coeficiente de ponderado ξ_1 de la expresión 4.2 ha sido bastante modesta. Aun así, resulta coherente teniendo en cuenta la elevada ganancia de la antena alimentadora ($q = 28$). Por otro lado, al estudiar la configuración irregular del *array*, se puede comprobar como los elementos más alejados del alimentador apenas se han visto desplazados respecto su posición inicial, mientras que los más cercanos han sido desplazados a sus posiciones óptimas. Esto hace pensar

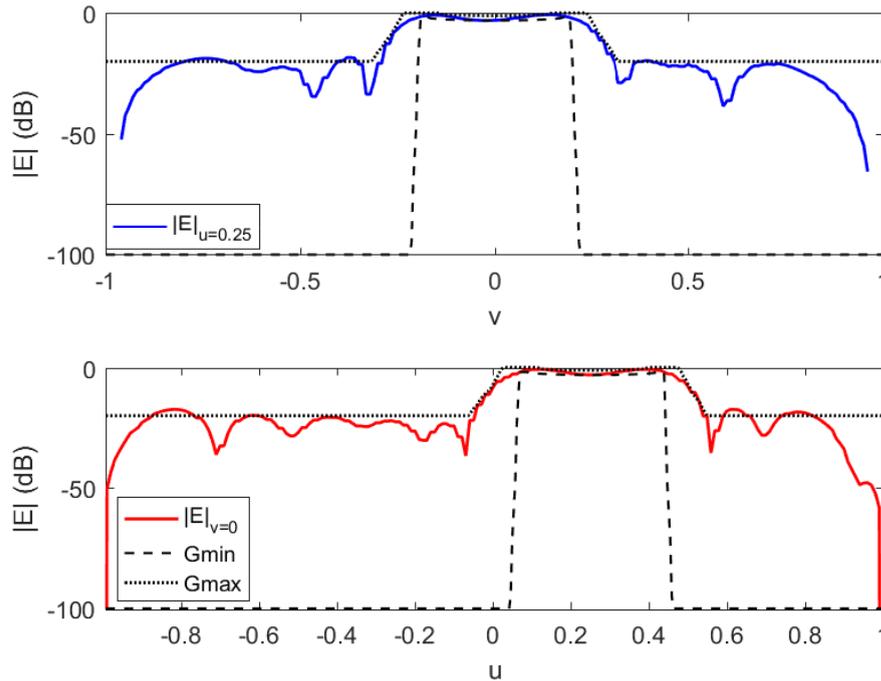


Figura 4.8: Cortes principales en el espacio UV.

que si se aplicara un umbral mayor, el *array* estaría formado exclusivamente por estos elementos, al tener mayor relevancia en el FA, y sin que esto afectara en gran medida a las características de radiación.

Es cierto que el hecho de sintetizar *reflectarrays* dispersos no tiene tanta influencia en la reducción del coste y peso total como un *array* convencional, ya que en este caso no se requieren redes de alimentación asociadas a cada elemento, sino que la alimentación viene dada de forma conjunta por una única antena alimentadora. Aun así, la reducción observada tanto en el número de elementos como en la superficie total del plano del array, de 0.128 m^2 , permite suponer un ahorro interesante en espacio, peso y coste final.

La elección de *reflectarrays* como ejemplo final de aplicación real ha sido motivada por el interés en comprobar y demostrar el alcance de la metodología propuesta, a través de un diseño de complejidad elevada. Gracias a los resultados obtenidos se puede extraer que la estrategia de diseño propuesta proporciona excelentes resultados para cualquier configuración geométrica y características impuestas sobre la agrupación de antenas.

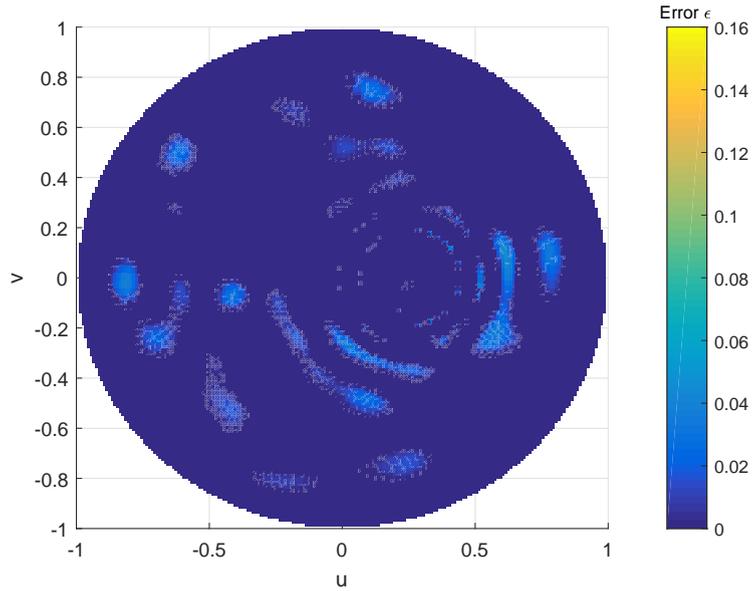


Figura 4.9: Representación del error en el espacio UV.

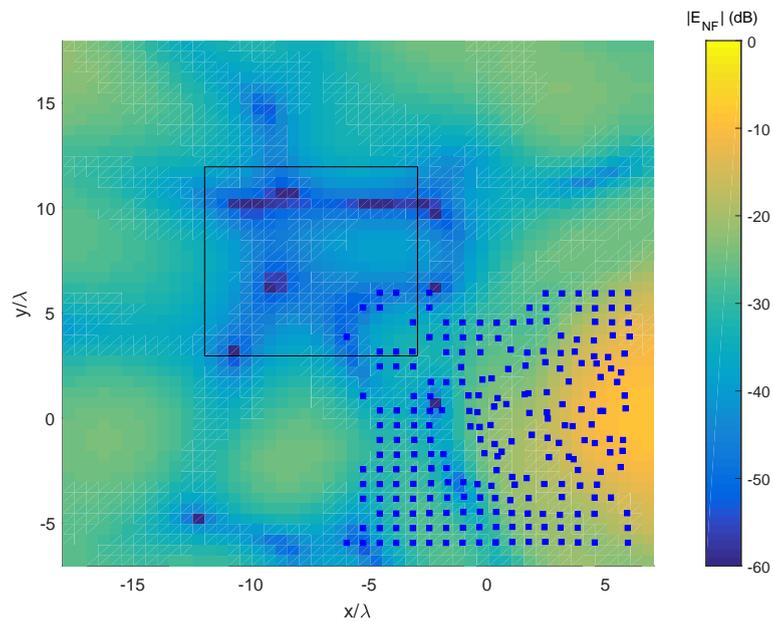


Figura 4.10: Campo radiado en el plano de observación $z_0 = 26\lambda$, en la región NF.



5. Conclusiones y líneas futuras

Este capítulo recoge las principales conclusiones a las que se ha llegado durante la realización del trabajo. En primer lugar, se comentarán brevemente las conclusiones extraídas en cuanto a cumplimiento de los objetivos propuestos, y se realizará una valoración crítica de las principales dificultades a las que se ha tenido que hacer frente, y los posibles puntos de fallo de la metodología propuesta. Por último, se propondrá una serie de puntos de mejora que explorar para seguir avanzando en esta línea de trabajo.

5.1.- Conclusiones principales

La síntesis de agrupaciones de antenas dispersas, ya sea a partir de un diagrama de radiación objetivo o de información incompleta, no es un problema trivial. En la mayor parte de los casos, y a pesar de realizar suposiciones que simplifiquen el modelo a diseñar, la tarea resulta computacionalmente muy costosa, y en muchos casos es difícil asegurar que la solución a la que se ha llegado sea la óptima.

En este TFM se ha desarrollado una metodología de diseño que permite minimizar el coste de fabricación, espacio y peso del conjunto, de modo que las prestaciones finales apenas se vean deterioradas. A continuación, se realiza un pequeño repaso de los objetivos propuestos para el presente proyecto, y se analizan los logros obtenidos en relación a éstos.

- *Estudiar la estrategia a seguir para ofrecer un mayor grado de libertad en el diseño de arrays, respecto a los métodos de síntesis tradicionales.* En las primeras metodologías propuestas en la literatura, la síntesis de *arrays* se hace frente considerando estructuras geométricas rígidas, y fijando en muchos casos la amplitud de las excitaciones a un valor constante. Esto quiere decir que la síntesis se reducía a la búsqueda de las fases óptimas para conseguir máximos o nulos de radiación en las posiciones deseadas. Por otro lado, al introducir el concepto de *arrays* aperiódicos, se centró el interés en la optimización de las distancias intra-fila e intra-columna de los elementos.

Dado que las estrategias de diseño basadas en algoritmos de optimización se benefician al aumentar los grados de libertad, en este TFM se propone utilizar tanto

las posiciones en el plano del array como las alimentaciones w como variables de diseño. Si bien es cierto que la complejidad computacional y el espacio de soluciones aumentan, esta optimización conjunta de todas las variables proporciona una flexibilidad adicional indiscutible.

- *Estudiar la posibilidad de incluir condiciones adicionales al escenario ideal que se supone en el proceso de síntesis, de forma que se ofrezcan diseños más robustos.* El problema de muchas estrategias de diseño y métodos de síntesis es la idealización del escenario considerado. En la mayoría de los casos, se ignora la influencia del entorno de la antena sobre las propiedades de radiación de ésta y por tanto, los resultados obtenidos en simulación difieren de los resultados medidos en el laboratorio. Al incluir la posibilidad de simular condiciones adicionales, como pueden ser las condiciones en campo cercano, se pretende evitar iteraciones innecesarias en la fase de diseño. De esta manera, se reduce el tiempo y coste total del proceso de fabricación de la antena.
- *Desarrollar una metodología de diseño de agrupaciones dispersas de antenas en base a diferentes variables.* Se ha elaborado una metodología de diseño genérica, que puede emplearse de forma eficiente para la síntesis de *arrays* con diferentes geometrías (rectangular, circular o incluso irregular), mediante la optimización de las alimentaciones o la de las fases exclusivamente, y la optimización de las posiciones. Si bien la estrategia se ha evaluado exclusivamente para la síntesis de agrupaciones planas, se puede emplear de igual modo para diseñar agrupaciones tridimensionales, según el tipo de aplicación considerada. Del mismo modo, al ser una metodología basada en algoritmos de optimización, la síntesis es independiente del diagrama requerido, por lo que es completamente válida para la síntesis de diagramas multihaz.

En cuanto a la dispersión de las soluciones, está estrechamente relacionada con las exigencias de las máscaras de radiación objetivo. Cuanto más compleja sea una máscara, más dificultades tendrá el algoritmo para reducir el número de elementos de forma significativa. En los ejemplos realizados en el Capítulo 3, se alcanzan tasas de reducción en torno al 30 y el 40 %. Por otro lado, incluir la posición de los elementos como variable ha resultado ser una estrategia muy eficiente a la hora de aumentar la dispersión de la solución final.

- *Evaluar la estrategia de diseño ideada partiendo de un escenario que simule una aplicación real de comunicaciones vía satélite. Analizar el desempeño de la rutina desarrollada para identificar fuentes de errores y posibles líneas futuras de mejora.* Se han escogido las aplicaciones espaciales por ser las más exigentes en cuanto a requisitos se refiere, para demostrar la potencia de la estrategia propuesta. El diseño final ha presentado unas prestaciones excelentes en cuanto a radiación, a la vez que se ha visto reducido el número de elementos. Además, al tratarse del diseño de un *reflectarray*, y no de un *array* convencional, se elimina todo coste y peso asociado a las redes de alimentación, ya que éstas son reemplazadas por una bocina alimentadora correctamente posicionada.

5.2.- Comentario crítico

A lo largo del proyecto se ha demostrado la potencia que pueden aportar los algoritmos de optimización a la hora de resolver problemas de síntesis de *arrays*. Ya sea para configuraciones regulares como irregulares, o para síntesis con control exclusivo sobre la fase, los algoritmos de optimización resultan ser una apuesta segura: si el diagrama objetivo es sintetizable, podrán calcular la solución óptima o sub-óptima. Sin embargo, siendo el campo radiado por la agrupación dependiente de tantas variables (frecuencia, amplitud y peso de las fuentes radiantes, número y posición de las mismas...) resulta muy difícil determinar si la solución presentada es realmente la solución óptima. A pesar de ello, en la práctica, si se cumplen las especificaciones y requisitos de diseño, ésto no resulta realmente crítico.

La primera dificultad encontrada a la hora de realizar una nueva optimización es la elección de un punto inicial para el algoritmo. En el caso de algoritmos de optimización local, como pueden ser el algoritmo de Quasi-Newton y el algoritmo del punto interior, la convergencia depende en gran medida de esta elección y ésta, por tanto, no puede ser aleatoria. Este problema resulta especialmente acusado en el caso de problemas de optimización sin restricciones, en el que el espacio de soluciones no se encuentra completamente acotado y la búsqueda de la solución puede resultar, en la mayor parte de casos, infructuosa.

Otra limitación de los algoritmos mencionados, y asociada también a la elección de este punto inicial, es la convergencia hacia un mínimo local. En muchos casos, puede ocurrir que el algoritmo resuelva en una solución sub-óptima, o un mínimo local, evitando así el cumplimiento de los objetivos establecidos. Ante este problema, existen

dos soluciones: comprobar que el algoritmo siempre converge en la misma solución, aún escogiendo diferentes puntos de inicio, o emplear un algoritmo de optimización global, como puede ser uno de carácter probabilístico (GA o PSO, por ejemplo).

Determinar qué solución es más correcta no es sencillo. El planteamiento escogido en este TFM propone el uso combinado de dos tipos de algoritmos: el genético, de carácter global, y el de Quasi-Newton y el punto interior, de carácter local. Esta metodología híbrida se presenta como solución a los dos problemas mencionados, permitiendo la búsqueda del mejor punto inicial para el algoritmo de optimización local. De esta forma, también se pretende reducir el coste computacional total.

En cuanto a las limitaciones de diseño, cabe destacar que en todo momento se ha ignorado la polarización del campo. Para los ejemplos de síntesis mostrados en los Capítulos 3 y 4, se ha trabajado exclusivamente con la componente copolar del campo radiado. Si bien es cierto que el Factor de Array (FA) no es una función vectorial, y no aporta información acerca de la polarización, el vector de polarización del campo radiado total depende de los elementos que conforman la agrupación y por tanto, puede ser susceptible de incluir en la optimización. Especialmente crítico resulta este problema a la hora de sintetizar antenas para satélites, donde un requisito clave es que la polarización sea circular. Incluir un término en la función de coste relacionado con las características de radiación para una segunda componente de polarización, llamada componente contrapolar en muchos casos, puede ser un buen punto de partida para la mejora de la metodología presentada.

Por último, el proceso de fabricación de antenas conlleva la aparición de imperfecciones no controladas durante la fase de diseño debidas a la imprecisión de la máquina de impresión. Especialmente en el caso de contar las posiciones de los elementos como variables de diseño, y teniendo en cuenta la gran influencia de éstas sobre los desfases entre las ondas electromagnéticas radiadas, una pequeña desviación respecto a la posición original puede influir notablemente en las características de radiación. Por esta razón, hubiera sido interesante fabricar y medir en la cámara anecoica un pequeño prototipo, y verificar hasta qué punto se producen desviaciones en las prestaciones finales del *array*.

En conclusión, y a pesar de las limitaciones comentadas, se puede confirmar la flexibilidad y potencia de la estrategia de diseño aquí presentada. A partir de unas cotas o límites de ganancia dados es posible sintetizar una agrupación independientemente de la geometría y las características de los elementos radiantes. Por otro lado, se ha

comprobado que los resultados en cuanto a reducción en el número final de elementos son muy satisfactorios, consiguiéndose tasas de reducción de hasta el 40 % en algunos casos. Esta reducción vendrá asociada con una disminución del coste final, así como del peso del *array*, objetivo principal de este proyecto.

5.3.- Líneas de trabajo futuro

La síntesis de agrupaciones dispersas es una línea de investigación relativamente nueva, y que genera un gran interés en el mundo de las comunicaciones. Ya sea en el caso de antenas a bordo de satélites y aeronaves o antenas inteligentes final es una constante siempre presente durante las fases de diseño y fabricación. El mismo nivel de interés se centra también en la reducción del tamaño y el peso del conjunto de la agrupación.

A continuación, se proponen algunas líneas para mejorar el método de diseño propuesto en este trabajo.

1. Incluir aspectos de polarización del campo radiado. Si bien la polarización del *array* depende exclusivamente de la polarización del campo radiado por cada elemento, y no del factor de *array* en sí, puede ser interesante ampliar los modelos de radiación de las antenas elementales para incluir información sobre la polarización. Esto puede ser especialmente crítico para el caso de antenas para aplicaciones espaciales, donde la polarización debe ser circular y, por tanto, deben existir dos componentes ortogonales e idénticas en amplitud.
2. Incluir aspectos adicionales como el acoplo entre elementos. En este trabajo se ha calculado el DR de un *array* suponiendo que cada elemento radiante se encontraba aislado en el espacio. En un entorno real, la influencia de cada elemento sobre el resto puede influir sobre las características de radiación, por lo que incluir estos efectos puede aumentar la robustez del método y reducir la diferencia entre los resultados simulados y las medidas obtenidas del modelo fabricado.
3. En el presente proyecto, se ha supuesto que los elementos del *array* son idénticos. Sin embargo, el empleo de elementos distintos presenta el potencial para mejorar significativamente el diseño final. Del mismo modo que para el diseño de los *reflectarrays*, se juega con el tamaño, entre otros parámetros, para obtener el desfase necesario en cada elemento, puede ser interesante extender esta premisa

al diseño de *arrays* dispersos convencionales. Es decir, sería posible reducir aún más el número de elementos de la agrupación. Desde el punto de vista de la optimización, el uso de varios tipos de elementos se corresponde con un grado de libertad adicional que hay que explotar.

Referencias

- [1] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. Wiley, 1982, vol. 1.
- [2] P. P. Nayeri, F. Yang, and A. Elsherbeni, *Reflectarray Antennas: Theory, Designs, and Applications*, 2018.
- [3] P. Nayeri, A. Z. Elsherbeni, and F. Yang, “Radiation analysis approaches for reflectarray antennas [antenna designer’s notebook],” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 55, no. 1, pp. 127–134, 2013.
- [4] E. J. Candes, J. Romberg, and T. Tao, “Robust uncertainty principles: exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 52, no. 2, pp. 489–509, 2006.
- [5] D. Donoho, “For most large underdetermined systems of equations, the minimal l_1 -norm near-solution approximates the sparsest near-solution,” 2004.
- [6] L. Carin, “On the relationship between compressive sensing and random sensor arrays,” vol. 51, pp. 72–81, 2009.
- [7] P. Bajpai and M. Kumar, “Genetic algorithm - an approach to solve global optimization problems,” vol. 1, no. 2, pp. 199–206, 2010.
- [8] F. J. Ares-Pena, J. A. Rodriguez-Gonzalez, E. Villanueva-Lopez, and S. R. Renegarajan, “Genetic algorithms in the design and optimization of antenna array patterns,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 3, pp. 506–510, 1999.
- [9] M. B. Hawes and W. Liu, “Compressive sensing-based approach to the design of linear robust sparse antenna arrays with physical size constraint,” *IET Microwaves, Antennas Propagation*, vol. 8, no. 10, pp. 736–746, 2014.
- [10] B. Zhang, W. Liu, and X. Gou, “Compressive sensing based sparse antenna array design for directional modulation,” *IET Microwaves, Antennas Propagation*, vol. 11, no. 5, pp. 634–641, 2017.

- [11] Y. Liu, P. You, C. Zhu, X. Tan, and Q. H. Liu, “Synthesis of sparse or thinned linear and planar arrays generating reconfigurable multiple real patterns by iterative linear programming,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 155, pp. 27–38, 2016.
- [12] E. J. Candès, M. B. Wakin, and S. P. Boyd, “Enhancing sparsity by reweighted l1 minimization,” vol. 14, pp. 877–905, 2007.

Anexos

Cifras de mérito

El diagrama de radiación de una antena se define como una función matemática que representa las propiedades de radiación en la zona de campo lejano como función de las coordenadas angulares. En general, el diagrama de radiación de una antena suele representarse mediante cortes del diagrama tridimensional, para θ o ϕ constante.

Según la forma en que radie la antena, se puede diferenciar entre diagramas isotrópicos, omnidireccionales, directivos, etc. Las antenas isotrópicas se definen como fuentes puntuales ficticias que radian energía de forma uniforme en todas las direcciones del espacio. Físicamente, este tipo de antenas no existen, ya que siempre existen ciertas direcciones en las que la radiación resulta más eficiente que en otras. Se utilizan como referencia para analizar las propiedades de radiación de una antena.

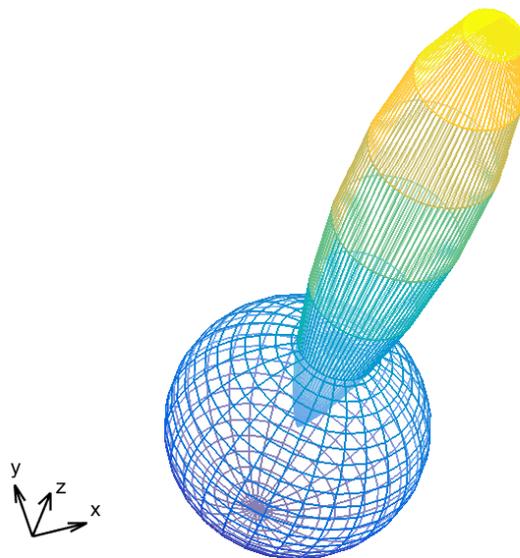


Figura 1: Antenas directivas vs. isotrópicas.

A continuación, se comentan brevemente algunas definiciones típicas relacionadas con el diagrama de radiación de una antena:

Lóbulo. Porción del diagrama delimitada por regiones de radiación más débil. En función del valor y la dirección del lóbulo, se puede realizar una clasificación en lóbulo principal o secundarios, y dentro de estos últimos, lóbulos laterales o lóbulo posterior.

Haz o lóbulo principal. Contiene la radiación de máxima radiación. En algunas antenas, como las antenas multihaz, pueden existir más de un lóbulo principal.

Lóbulos secundarios. Máximos relativos, de valor inferior al principal. Los lóbulos secundarios representan la radiación en direcciones no deseadas, y deben ser minimizados. En general, son los lóbulos laterales, lóbulos secundarios adyacentes al principal, los que toman los mayores valores.

Nivel de lóbulos secundarios, SLL. Cociente en dB entre el valor máximo del lóbulo principal y el máximo del lóbulo secundario.

Relación delante-atrás, (F/B) Cociente en dB entre la intensidad de radiación en la dirección de máxima radiación y el de la misma dirección y sentido opuesto.

Ancho de haz a -3 dB. Margen angular de las direcciones en las que el diagrama de radiación toma el valor de la mitad del máximo. También es posible definir el ancho de haz entre ceros, que sería el intervalo entre dos ceros adyacentes al máximo. El ancho de haz es una importante cifra de mérito, y normalmente es necesario alcanzar un compromiso entre este valor y el nivel de lóbulos secundarios, ya que ambos guardan relación.

Directividad. Cociente entre la intensidad de radiación en la dirección de máxima radiación $U(\theta_0, \phi_0)$ y la intensidad de radiación de una antena isótropa que radiase la misma potencia total P_{rad} . Se calcula a partir de la expresión:

$$D_0 = \frac{U(\theta_0, \phi_0)}{U_{iso}} = 4\pi \cdot \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (1)$$

Este concepto representa la magnitud en que la antena “refuerza” la intensidad de radiación en una dirección respecto a la que radiaría si fuera isotrópica. Está relacionada directamente con el ancho de haz, pues al estrechar el haz, la directividad aumenta.

Cuando se trata con antenas con directividad muy alta, se suele realizar una aproximación a partir de los anchos de haz a -3 dB en los planos principales:

$$D_0 = \frac{4\pi}{BW_{1r} \cdot BW_{2r}} \quad (2)$$

siendo BW la anchura de haz en radianes

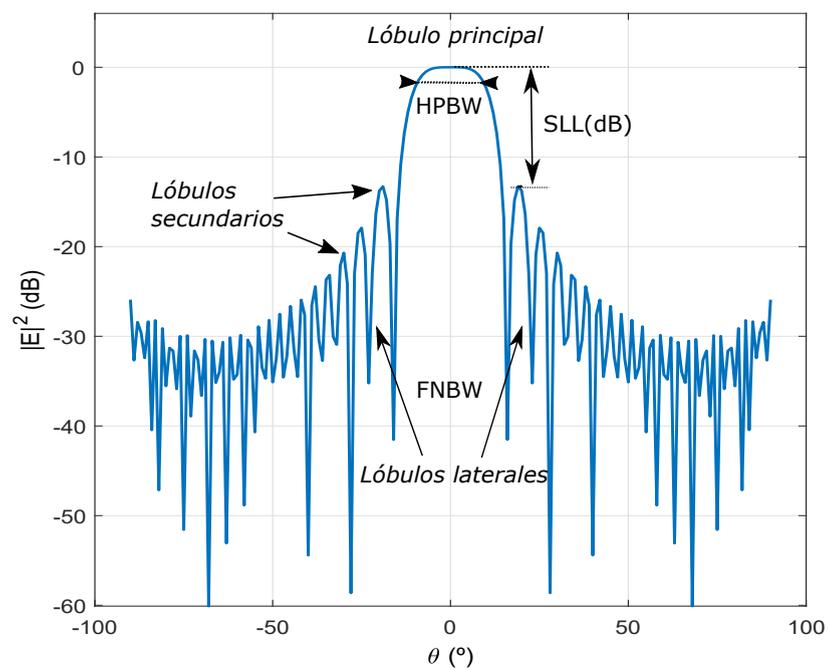


Figura 2: Parámetros del diagrama de radiación.