

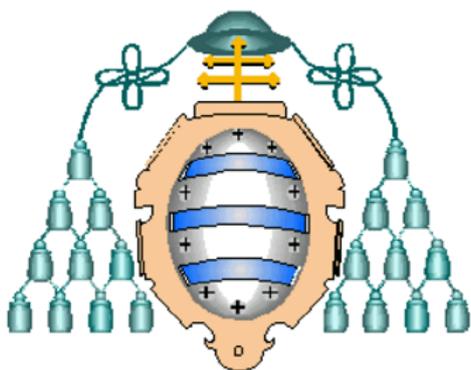
UNIVERSIDAD DE OVIEDO

**MASTER EN TECNOLOGÍAS DE LA INFORMACIÓN Y
COMUNICACIONES EN REDES MÓVILES - TICRM**

TESIS DE MASTER

**ANALISIS DEL CAMPO CERCANO EN REFLECTARRAYS
PARA SU USO COMO SONDAS EN SISTEMAS
DE MEDIDA DE RANGO COMPACTO**

**DANIEL RODRÍGUEZ PRADO
JULIO 2012**



UNIVERSIDAD DE OVIEDO

**MASTER EN TECNOLOGÍAS DE LA INFORMACIÓN Y
COMUNICACIONES EN REDES MÓVILES - TICRM**

TESIS DE MASTER

**ANALISIS DEL CAMPO CERCANO EN REFLECTARRAYS
PARA SU USO COMO SONDAS EN SISTEMAS
DE MEDIDA DE RANGO COMPACTO**

**DANIEL RODRÍGUEZ PRADO
JULIO 2012**

TUTOR: MANUEL ARREBOLA BAENA

El tutor

El alumno

Índice de contenidos

Índice de contenidos	i
Índice de figuras	iii
Índice de tablas	vi
1 Introducción	1
1.1 Motivación	1
1.2 Objetivos	2
1.3 Estructura de la memoria	3
2 Sistemas CATR y reflectarrays	4
2.1 Introducción	4
2.2 Compact Antenna Test Ranges	4
2.2.1 Introducción	4
2.2.2 Estado del arte	7
2.3 Reflectarrays	8
2.3.1 Introducción	8
2.3.2 Estado del arte	11
3 Definición y diseño de un sistema reflectarray descentrado	15
3.1 Introducción	15
3.2 Geometría del sistema parabólico equivalente	15
3.2.1 Descripción	15
3.2.2 Definición de los parámetros principales del reflectarray	16
3.3 Diseño de reflectarrays de haz pincel	19
4 Cálculo de la zona quieta de un reflectarray	22
4.1 Introducción y objetivo	22
4.2 Cálculo del campo radiado por el reflectarray	23
4.2.1 Descripción del problema	23
4.2.2 Campo radiado por un parche del reflectarray	24
4.2.3 Obtención del campo cercano del reflectarray	26
4.3 Validación del programa desarrollado	28
4.3.1 Tablas resumen de validación	29
4.3.2 Discusión sobre los resultados de la validación	30
4.4 Cálculo de la zona quieta	32
4.5 Comparación con un reflector parabólico equivalente	33
4.6 Medidas del campo cercano de un reflectarray	36

5	Estudio paramétrico de la zona quieta	44
5.1	Introducción	44
5.2	Tamaño de la abertura D	45
5.3	Relación F/D	46
5.4	Clearance C	47
5.5	Periodicidad del reflectarray	48
5.6	Táper de iluminación	50
6	Diseño de un reflectarray para su uso en sistemas CATR	52
6.1	Introducción	52
6.2	Estudio de la celda	53
6.2.1	Consideraciones previas	53
6.2.2	Substratos a analizar	54
6.2.3	Diseño de la celda de dos capas	57
6.3	Geometría de la antena	58
6.4	Caracterización de la bocina	58
6.5	Resultados	60
6.6	Conclusiones	66
7	Conclusiones y líneas futuras	68
7.1	Conclusiones	68
7.2	Líneas futuras de trabajo	69
7.3	Publicaciones	70
A	Caracterización de bocinas con SABOR	71
A.1	Introducción	71
A.2	Obtención del factor q	71
	Bibliografía	81

Índice de figuras

1.1	Ejemplo de rango de campo lejano exterior	2
2.1	Esquema de un sistema CATR.	4
2.2	Diferentes rangos de medida. (a) Rango de campo lejano. (b) Rango de campo cercano. (c) Rango compacto.	5
2.3	Algunas contribuciones que distorsionan la zona quieta en un rango compacto.	7
2.4	Prototipo del primer reflectarray diseñado	9
2.5	Algunos elementos que pueden conformar un reflectarray.	10
3.1	Esquema del reflectarray y del sistema parabólico equivalente.	16
3.2	Condición de Targonski para minimizar el desvío de haz.	19
3.3	Ejemplo de distribuciones de fase relativas a un reflectarray rectangular. (a) Distribución de fase incidente proveniente de la fuente. (b) Distribución de fase progresiva para que el haz apunte en la dirección $(15.8^\circ, 0)$. (c) Fases objetivo que deben introducir los elementos del reflectarray para obtener el desfase progresivo mostrado en (b).	20
3.4	Diagrama de radiación del reflectarray con una distribución de fase progresiva en su superficie (Figura 3.3(b)). (a) Componente copolar. (b) Componente contrapolar. (c) Vista 3D de la componente copolar.	21
4.1	Planos donde se calculará el campo eléctrico.	23
4.2	Plano XY mallado.	23
4.3	Zonas de radiación de una antena con longitud lineal máxima T	25
4.4	Vector de posición relativa.	26
4.5	Punto de vista del parche.	26
4.6	Comparación de las fases simuladas para la componente \hat{z} de la polarización Y a 5 m. de distancia. (a) Programa desarrollado. (b) GRASP9. (c) Diferencia.	30
4.7	Amplitud relativa de las componentes para la polarización X a 1 m. del centro del reflectarray. (a) Componente \hat{x} . (b) Componente \hat{y} . (c) Componente \hat{z}	31
4.8	Diferencia de fases de la componente \hat{x} y polarización X a 1 m. del centro del reflectarray. (a) En todo el plano. (b) Cortes principales de la representación mostrada en (a).	32
4.9	Ejemplos de zona quieta. (a) En amplitud. (b) En fase.	33
4.10	Comparación de la amplitud del campo cercano entre un reflectarray y el reflector parabólico equivalente a 2 m. del centro del reflectarray. (a) Amplitud del campo cercano radiado por el reflectarray y (b) por el reflector parabólico. (c) Corte en el plano asimétrico y (d) simétrico.	34
4.11	Comparación de la fase del campo cercano entre un reflectarray y el reflector parabólico equivalente a 2 m del centro del reflectarray. (a) Fase del campo cercano radiado por el reflectarray y (b) por el reflector parabólico. (c) Corte en el plano asimétrico y (d) simétrico.	35

4.12	Comparación de la amplitud del campo cercano entre un reflectarray y el reflector parabólico equivalente a 3 m. del centro del reflectarray. (a) Amplitud del campo cercano radiado por el reflectarray y (b) por el reflector parabólico. (c) Corte en el plano asimétrico y (d) simétrico.	36
4.13	Comparación de la fase del campo cercano entre un reflectarray y el reflector parabólico equivalente a 3 m del centro del reflectarray. (a) Fase del campo cercano radiado por el reflectarray y (b) por el reflector parabólico. (c) Corte en el plano asimétrico y (d) simétrico.	37
4.14	Fotos del sistema empleado en la medida del reflectarray.	38
4.15	Para un plano a 391 mm. del centro del reflectarray, comparación de la amplitud y fase entre la (a), (b) simulación con celdas ideales; (c), (d) simulación con parches reales; y (e), (f) medidas.	40
4.16	Para un plano a 391 mm. del centro del reflectarray, cortes principales comparando simulaciones y medidas de la amplitud. (a) Corte en el plano asimétrico. (b) Ampliación del anterior. (c) Corte en el plano simétrico. (d) Ampliación del anterior.	40
4.17	Para un plano a 391 mm. del centro del reflectarray, cortes principales comparando simulaciones y medidas de la fase. (a) Corte en el plano asimétrico. (b) Ampliación del anterior. (c) Corte en el plano simétrico. (d) Ampliación del anterior.	41
4.18	Para un plano a 291 mm. del centro del reflectarray, comparación de la amplitud y fase entre la (a), (b) simulación con celdas ideales; (c), (d) simulación con parches reales; y (e), (f) medidas.	42
4.19	Para un plano a 291 mm. del centro del reflectarray, cortes principales comparando simulaciones y medidas de la amplitud. (a) Corte en el plano asimétrico. (b) Ampliación del anterior. (c) Corte en el plano simétrico. (d) Ampliación del anterior.	43
4.20	Para un plano a 291 mm. del centro del reflectarray, cortes principales comparando simulaciones y medidas de la fase. (a) Corte en el plano asimétrico. (b) Ampliación del anterior. (c) Corte en el plano simétrico. (d) Ampliación del anterior.	43
5.1	Tamaños de la zona quieta para varios tamaños de la abertura D en función de la distancia. En línea sólida: muestras obtenidas. En línea discontinua: tamaño medio para el D dado. (a) Polarización X. (b) Polarización Y.	45
5.2	Evolución del tamaño medio de la zona quieta con el tamaño de la abertura equivalente D para las dos polarizaciones.	46
5.3	Tamaños de la zona quieta para varios valores de la relación F/D en función de la distancia. En línea sólida: muestras obtenidas. En línea discontinua: tamaño medio para el F/D dado. (a) Polarización X. (b) Polarización Y.	46
5.4	Evolución del tamaño medio de la zona quieta con diferentes valores de la relación F/D para las dos polarizaciones.	47
5.5	Tamaños de la zona quieta para varios valores del <i>clearance</i> en función de la distancia. En línea sólida: muestras obtenidas. En línea discontinua: tamaño medio para el <i>clearance</i> dado. (a) Polarización X. (b) Polarización Y.	48
5.6	Evolución del tamaño medio de la zona quieta con diferentes valores del <i>clearance</i> para las dos polarizaciones.	48
5.7	Tamaños de la zona quieta para varios valores de la periodicidad en función de la distancia. En línea sólida: muestras obtenidas. En línea discontinua: tamaño medio para la periodicidad dada. (a) Polarización X. (b) Polarización Y.	49
5.8	Evolución del tamaño medio de la zona quieta con diferentes valores de la periodicidad para las dos polarizaciones.	49

5.9	Tamaños de la zona quieta para varios valores del táper en función de la distancia. En línea sólida: muestras obtenidas. En línea discontinua: tamaño medio para el táper dado. (a) Polarización X. (b) Polarización Y.	50
5.10	Evolución del tamaño medio de la zona quieta con diferentes valores del táper para las dos polarizaciones.	51
6.1	Celda unidad de un reflectarray de tres capas.	53
6.2	Análisis de la celda con incidencia oblicua. (a) El ángulo θ puede variar desde 0° hasta 40° – 50° para los parches más alejados respecto a la vertical con la bocina. (b) Zonas cubiertas para un análisis del ángulo de incidencia hasta $\varphi = \varphi_1 \leq 45^\circ$. Aunque el rayo incidente tenga un ángulo mayor de 45° , debido a la simetría, ya se ha tenido en cuenta en el análisis.	54
6.3	Ángulos de incidencia para un reflectarray. (a) En θ . (b) En φ	55
6.4	Análisis de la celda unidad para diferentes substratos a 10 GHz. (a) Rogers 4003. (b) Rogers 3003 de 30 mil. (c) Rogers 3003 de 60 mil. (d) Arlon 25N. (e) Arlon CuClad 233LX.	56
6.5	Análisis de la celda unidad para diferentes substratos a 35 GHz. (a) Rogers 4003. (b) Rogers 3003 de 30 mil. (c) Arlon 25N. (d) Arlon CuClad 233LX.	56
6.6	Análisis de la celda unidad de dos capas con Arlon CuClad 233LX de $\epsilon_r = 2.33$, $\tan \delta = 0.0013$ y espesor 31 mil. para varios ángulos de incidencia. (a) $\theta = 0^\circ, \varphi = 0^\circ$. (b) $\theta = 30^\circ, \varphi = 0^\circ$. (c) $\theta = 30^\circ, \varphi = 20^\circ$. (d) $\theta = 40^\circ, \varphi = 40^\circ$	57
6.7	(a) Soporte para antenas de tipo reflectarray. (b) Tamaño y márgenes de la placa del reflectarray.	59
6.8	Esquema de la bocina caracterizada.	60
6.9	Campo reflejado en la superficie del reflectarray. (a) Amplitud y (b) fase con celdas ideales. (c) Amplitud y (d) fase con parches reales. (e) Diferencia de amplitudes y (f) fases.	61
6.10	Campo cercano radiado por el reflectarray en un plano perpendicular a la dirección de apuntamiento a 35λ (0.3 m.) del centro del reflectarray. (a) Amplitud y (b) fase con celdas ideales. (c) Amplitud y (d) fase con parches reales. (e) Diferencia de amplitudes y (f) de fases.	62
6.11	Cortes principales del campo cercano en un plano a 23.3λ (0.2 m.) del centro del reflectarray. (a) Corte en amplitud en $y = 0$. (b) Corte en amplitud en $x = -14$ mm. (c) Corte en fase en $y = 0$. (d) Corte en fase en $x = -14$ mm.	63
6.12	Evolución del frente de fase del prototipo con parches reales a medida que se aleja de la antena. (a) 23.3λ (0.2 m.) (b) 35λ (0.3 m.) (c) 46.7λ (0.4 m.) (d) 58.3λ (0.5 m.) (e) 70λ (0.6 m.) (f) 81.7λ (0.7 m.) (g) 93.3λ (0.8 m.) (h) 105λ (0.9 m.)	64
6.13	Evolución de la zona quieta a lo largo del eje z en la dirección de propagación. (a) Corte en y en amplitud. (b) Corte en x en amplitud. (c) Corte en y en fase. (d) Corte en x en fase.	65
6.14	Comparación de la componente contrapolar entre (a) celdas ideales y (b) parches reales.	66
A.1	Diagrama de radiación dado por la función $\cos^q \theta$. (a) Unidades naturales. (b) Decibelios.	72
A.2	(a) Pantalla principal de SABOR con los parámetros de diseño de la bocina. (b) Configuración de las dimensiones de la bocina en SABOR.	72
A.3	Ventana para obtener anchos de haz en SABOR.	73

Índice de tablas

4.1	Valores máximos de la diferencia de amplitud y fase entre el programa desarrollado y GRASP9 para la polarización Y.	29
4.2	Valores máximos de la diferencia de amplitud y fase entre el programa desarrollado y GRASP9 para la polarización X.	30
4.3	Tamaño de la zona quieta a 2 m. del centro del reflectarray.	35
4.4	Tamaño de la zona quieta a 3 m. del centro del reflectarray.	36
4.5	Tamaño de la zona quieta para el campo medido y simulado para los dos cortes principales para el plano a 391 mm. del centro del reflectarray.	38
4.6	Tamaño de la zona quieta para el campo medido y simulado para los dos cortes principales para el plano a 291 mm. del centro del reflectarray. Datos en milímetros.	39
6.1	Tabla de sustratos disponibles o susceptibles de ser adquiridos.	55
6.2	Tabla resumen de la geometría de la antena.	59
6.3	Valor máximo de la componente contrapolar para varias distancias desde el centro del reflectarray.	66
A.1	Tabla de valores de q para varios ángulos θ	74

Capítulo 1

Introducción

1.1.— MOTIVACIÓN

Desde que Guglielmo Marconi realizase la que se considera la primera medida del diagrama de radiación de una antena en 1905 [1, 2], las técnicas en el ámbito de las medidas de antenas han evolucionado sustancialmente. Los primeros sistemas de medida eran los denominados rangos de campo lejano y se utilizaban en entornos exteriores debido a las grandes distancias necesarias para obtener los diagramas de radiación [3]. Evidentemente, la necesidad de emplear grandes equipos en exteriores y estar a merced de las inclemencias meteorológicas resultó en un creciente interés por realizar este tipo de medidas en un entorno cerrado y más controlado. Así, comenzó el uso de las cámaras anecoicas, habitaciones especiales cuyas paredes están recubiertas de materiales que absorben la radiación electromagnética. Sin embargo, solo podían ser medidas antenas que cumpliesen ciertas condiciones, teniendo que medir el resto en los rangos de campo lejano exteriores.

En la década de 1960 comenzaron las investigaciones en nuevos rangos de medida que solventasen esos inconvenientes, surgiendo los rangos de campo cercano y los rangos compactos [1–3]. Ambos sistemas presentaban inconvenientes. Por una parte, los rangos de campo cercano necesitaban aplicar algoritmos de alta carga computacional para obtener el campo lejano a partir de muestras del campo cercano. De hecho, el primer sistema de rango de campo cercano incluía un original ordenador analógico que aplicaba la transformada de Fourier para obtener el campo lejano [1]. Por otro lado, los rangos compactos pretendían reducir las grandes distancias involucradas en la medida de antenas mediante el uso de lentes. Los resultados obtenidos no fueron especialmente buenos [3]. El primero en obtener buenos resultados en rangos compactos fue Johnson [4], quién empleando un reflector parabólico comparó medidas realizadas en su rango compacto con medidas realizadas en rangos de campo lejano, obteniendo muy buena concordancia. A pesar de ello, y durante los siguientes años, su uso no se popularizó. No sería hasta la década de 1980, con la creciente necesidad de medir un gran número de antenas de tamaño medio y realizar medidas de RCS (*Radar Cross-Section*, o sección radar equivalente) en entornos seguros y controlados (i.e. cámaras anecoicas) que el uso de sistemas de rango compacto despegó. En la actualidad, los rangos exteriores de campo lejano han quedado relegados a casos puntuales y se suelen emplear rangos interiores en cámaras anecoicas, de campo lejano cuando es posible, de campo cercano o compactos.

Centrándose en rangos de interior, típicamente instalados en cámaras anecoicas para reducir el efecto pernicioso de las reflexiones, los rangos compactos (también conocidos como sistemas CATR, de *Compact Antenna Test Range* en inglés) presentan ciertas ventajas sobre los rangos de campo lejano y cercano. Los rangos de campo lejano solo se pueden utilizar para medir directamente el diagrama de radiación de una antena si la separación entre las antenas es suficientemente grande en relación a sus tamaños y la frecuencia de trabajo. Para antenas de tamaño medio y

grandes, no se suele poder emplear. En cuanto a los rangos de campo cercano, se requiere realizar un postprocesado de los datos medidos, que puede ser más o menos complejo. Además, según el tipo de instalación, puede que el campo lejano obtenido no sea válido en todas las direcciones.



Figura 1.1: Ejemplo de rango de campo lejano exterior¹.

Los rangos compactos o sistemas CATR permiten solventar estas deficiencias simulando las condiciones de campo lejano a una distancia mucho más pequeña. De esta manera, se puede medir directamente el diagrama de radiación de antenas que antes no era posible, o realizarlo de manera mucho más cómoda. Sin embargo, a pesar de ser ya una tecnología madura, presenta ciertos inconvenientes, especialmente para medidas en frecuencias altas, en la banda de frecuencias milimétricas y submilimétricas. Los reflectores parabólicos empleados en este tipo de sistemas resultan muy voluminosos, pesados y caros de fabricar, especialmente en altas frecuencias para las que se necesita un error de superficie muy pequeño [3].

Para superar estas dificultades, se propone el uso de reflectarrays como sustitutos de los reflectores parabólicos para bandas en altas frecuencias. Al estar basados en tecnología microstrip, los reflectarrays son antenas de bajo perfil, es decir, son baratas y fáciles de fabricar al mismo tiempo que mantienen buena concordancia entre simulaciones y medidas [5]. Además, ya se han construido y medido reflectarrays trabajando a 94 GHz. [6, 7], mostrando que se pueden conseguir errores de fabricación inferiores a $\pm 1 \mu\text{m}$., lo que proporciona un control preciso del campo reflejado.

1.2.— OBJETIVOS

La presente tesis de máster se engloba en un proyecto más amplio que tiene como objetivo el desarrollo de sondas basadas en antenas de tipo reflectarray para sistemas de medida en bandas milimétricas y sub-milimétricas. Esta tesis pretende ser el punto de partida para conseguir dicho objetivo. El primer objetivo de la tesis será pues la familiarización con los sistemas CATR y las antenas de tipo reflectarray mediante una revisión bibliográfica en ambos temas que permitan tener conocimientos acerca de la temática a investigar.

Una vez realizada la revisión bibliográfica pertinente, el segundo objetivo consistirá en el análisis geométrico del sistema a emplear. Éste es el clásico reflector descentrado, en el cual estará basado el reflectarray. A partir de los parámetros de diseño del reflector parabólico, habrá que definir el sistema de reflectarray descentrado, hallando el centro del reflectarray y, tomándolo como nuevo centro de coordenadas, encontrar sus dimensiones, número de elementos que lo componen, coordenadas del alimentador, etc. De esta manera, será posible el diseño y análisis de antenas tipo reflectarray empleando el *software* anterior a este trabajo.

Para su uso en sistemas CATR es necesario obtener el campo cercano del reflectarray. Por lo tanto, el segundo objetivo consistirá en extender el *software* para que, a partir del campo reflejado

¹Universidad de Sheffield, Reino Unido. <http://www.shef.ac.uk/eee/research/cr/buxton>

en la superficie del reflectarray, calcule el campo cercano en cualquier punto del espacio. Una vez obtenido el campo cercano radiado por el reflectarray, resulta fácil evaluar la zona quieta, sin más que obtener el campo cercano en planos paralelos entre sí y perpendiculares a la dirección de apuntamiento de la antena y ver en que rangos del campo cercano está definida la zona quieta. Además, se realizará una comparación del reflectarray con su reflector parabólico equivalente para comprobar sus similitudes y diferencias. También se mostrarán y se compararán las medidas de un prototipo con las simulaciones del mismo.

El siguiente objetivo consistirá en realizar un estudio paramétrico de la zona quieta en función de los parámetros de diseño de la antena. De esta manera, se podrán identificar aquellos parámetros que resultan de especial interés para controlar y optimizar el tamaño de dicha zona, y aquellos que no influyen y pueden ser tenidos en cuenta para otro tipo de optimizaciones.

Finalmente, se propondrá y mostrará el diseño de un reflectarray en banda Ka, para su futura fabricación y caracterización de zona quieta, con el futuro objetivo de validar el proceso de diseño de reflectarrays enfocados a su uso en sistemas de medida en rangos compactos.

1.3.— ESTRUCTURA DE LA MEMORIA

La presente tesis está dividida en siete capítulos y un apéndice, incluyendo este capítulo de introducción y uno final de conclusiones y líneas futuras de investigación.

En el capítulo dos se realiza una introducción tanto a los sistemas de rango compacto como a las antenas de tipo reflectarray, repasando brevemente su historia y evolución, así como sus principales características y aplicaciones. Al final de cada uno de estos dos apartados se realiza un estado del arte.

En el tercer capítulo se describe la geometría del problema, es decir, del sistema reflectarray-alimentador o del sistema parabólico equivalente. A partir de los parámetros de diseño del sistema reflector y mediante las propiedades matemáticas de la parábola, se llegará a una serie de resultados que proporcionan datos sobre el reflectarray. También se recoge el proceso de diseño de reflectarrays de haz de pincel, que serán los analizados en este trabajo.

El capítulo cuatro está dedicado a la obtención del campo cercano radiado por el reflectarray y a la evaluación de la zona quieta. Para ello, se realiza una descripción del problema y se plantea una solución al mismo, implementando un *software* eficiente que lo resuelva. Posteriormente se pasa a su validación empleando el *software* comercial Ticsa GRASP9 y se realiza una comparación con el campo cercano del reflector parabólico equivalente. Finalmente se muestran las medidas realizadas de campo cercano a un reflectarray y se comparan con las simulaciones de la antena.

En el capítulo cinco se realiza un estudio paramétrico de la zona quieta en función de los parámetros de diseño del sistema. De esta manera se pueden hallar aquellos parámetros que resulten críticos a la hora de diseñar un reflectarray enfocado a optimizar la zona quieta.

El capítulo seis describe el proceso de diseño de un reflectarray en banda Ka a 35 GHz. para la evaluación de su campo cercano. Se realiza un análisis de la celda unidad y se escoge la mejor topología. Además, se establece la geometría de la antena y se caracteriza convenientemente la bocina que alimentará el reflectarray. Posteriormente se caracterizará mediante simulaciones la zona quieta del reflectarray diseñado así como su componente contrapolar.

El último capítulo está dedicado a exponer las conclusiones del trabajo realizado así como describir las futuras líneas de investigación en el campo abierto por esta tesis de máster.

Finalmente, en el apéndice se describe en detalle el proceso de caracterización de bocinas para emplear en simulaciones de reflectarrays. Dicha caracterización se basa en encontrar un modelo $\cos^q(\theta)$ de la bocina que se ajuste a las características reales de la misma.

Capítulo 2

Sistemas CATR y reflectarrays

2.1.— INTRODUCCIÓN

En este capítulo se realizará una introducción al tema principal tratado en esta tesis. Primero se revisarán los principios de funcionamiento de los sistemas de medida de rango compacto y posteriormente se realizará un breve estado del arte en la materia. A continuación, se realizará un estudio similar para las antenas de tipo reflectarray.

2.2.— COMPACT ANTENNA TEST RANGES

2.2.1.— INTRODUCCIÓN

Los sistemas de medida de rango compacto (CATR por sus siglas en inglés) se han establecido como un sistema interior de medida muy versátil, capaz de medir antenas en un rango de 1 a 300 GHz. Los rangos compactos emplean uno o más reflectores para crear una región en la que el campo electromagnético se propaga como una onda plana, llamada zona quieta, en frente del reflector. Los sistemas CATR pueden ser usados tanto para medir antenas como secciones radar equivalentes, o RCS por sus siglas en inglés (*Radar Cross-Section*).

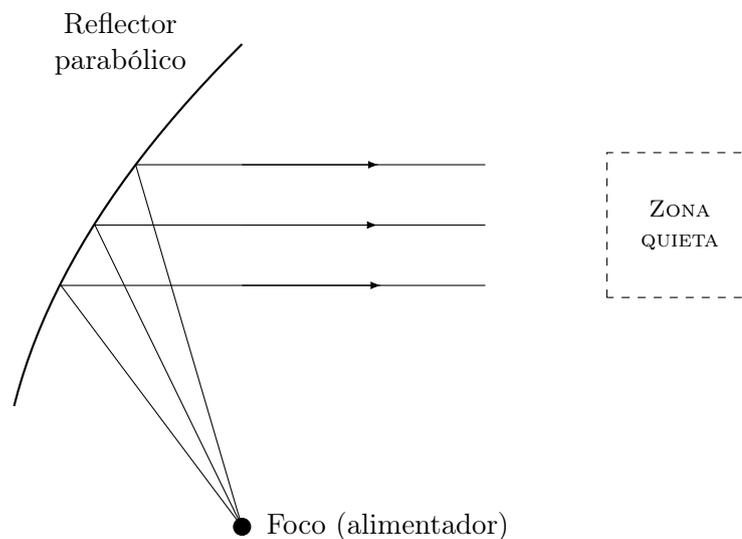


Figura 2.1: Esquema de un sistema CATR.

Los primeros intentos de crear un rango compacto datan de principios de la década de 1950 [3]. Se emplearon lentes, pero los resultados no fueron muy satisfactorios. El pionero del uso de reflectores en sistemas CATR fue Johnson, quién en 1967 solicitó una patente y describió el sistema en 1969 [4]. A pesar de que en los siguientes años se desarrollaron múltiples sistemas CATR empleando tanto lentes como reflectores [8–10] su uso no se popularizó entre la comunidad de medida de antenas y se siguió prefiriendo el uso de sistemas exteriores o interiores de campo lejano. No sería hasta la década de 1980, con la creciente necesidad de medir un gran número de antenas de tamaño medio y realizar medidas de RCS en entornos seguros y controlados (i.e. cámaras anecoicas) que el uso de sistemas CATR despegó.

2.2.1.1.— PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

El objetivo de un sistema de medida de antenas es simular el entorno de operación de la antena bajo medida (*Antenna Under Test*, o AUT por sus siglas en inglés) de forma que su diagrama de radiación pueda ser medido de la forma más realista posible. Esto se puede conseguir de tres maneras diferentes (cf. Figura 2.2) dependiendo de cómo se obtenga el diagrama de radiación de la AUT.

- El campo puede ser muestreado en el campo lejano de la AUT rotando la antena. Este sistema se denomina rango esférico en campo lejano (cf. Figura 2.2(a)) y puede implementarse en entornos exteriores e interiores en una cámara anecoica. La distancia entre la antena receptora y emisora tiene que ser suficientemente grande para aproximar la onda esférica por una onda localmente plana. Se suele emplear como distancia de campo lejano mínima $2D^2/\lambda + \lambda$ [11]. En entornos interiores, este rango está limitado por el tamaño de las antenas.
- El campo radiado puede ser muestreado en el campo cercano de la AUT (cf. Figura 2.2(b)), bien rotando la AUT o desplazando una sonda en una superficie. El campo medido tiene que ser transformado a campo lejano mediante la aplicación de un algoritmo NF–FF. Según la forma de la superficie de medida, este método se subdivide en sistemas de medida en campo cercano planos, cilíndricos y esféricos.
- El diagrama de radiación de la AUT puede ser obtenido mediante el uso de un reflector que transforme la onda esférica de la bocina alimentadora en un frente de ondas planas en frente del reflector. De esta forma, situando la AUT en la región de ondas planas y rotando la antena bajo medida se puede obtener su diagrama de radiación (cf. Figura 2.2(c)).

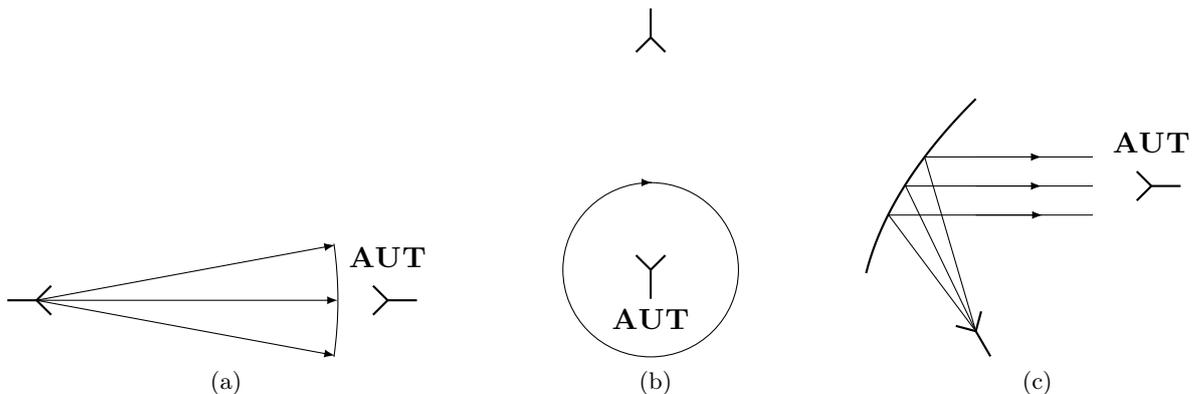


Figura 2.2: Diferentes rangos de medida. (a) Rango de campo lejano. (b) Rango de campo cercano. (c) Rango compacto.

2.2.1.2.— FACTORES LIMITANTES DE LOS RANGOS COMPACTOS

Anteriormente, al describir el funcionamiento de los sistemas CATR, se mencionó que transforman una onda esférica en una onda plana, idealmente con un campo cercano tal que la zona quieta tiene una fase y amplitud constantes en la sección transversal. Sin embargo, en la práctica esto no es así ya que existen una serie de factores que limitan el funcionamiento del sistema.

En un sistema CATR la fase suele permanecer más constante que la amplitud ya que el frente de fase se forma debido a las propiedades geométricas colimantes del reflector, mientras que la amplitud viene determinada por el diagrama de radiación del alimentador y por la difracción en los bordes. Algunos de los factores limitantes de los rangos compactos se mencionan a continuación.

- **Tamaño de la abertura:** el tamaño finito del reflector empleado limita la proporción de su superficie que genera una determinada zona quieta. Para un reflector descentrado típico, el diámetro de la zona quieta suele ser inferior al 33% del de la abertura. Es posible aumentar el tamaño mediante un diseño de doble reflector.
- **Táper de amplitud:** la zona quieta tiene un táper en amplitud debido a dos causas:
 - a) La distancia focal finita de la parábola.
 - b) Directividad del alimentador.

En el primer caso, el efecto de la distancia focal se debe al factor de esparcimiento¹ de la parábola y es mayor para F/D pequeñas. Se puede minimizar empleando una distancia focal grande o un sistema de doble reflector.

El táper de amplitud del alimentador es más problemático. Una fuente ideal tendría un táper constante en la sección principal del reflector y caería a cero fuera de ese área. Se pueden diseñar fuentes de estas características a una frecuencia, pero serían de banda estrecha. La mayoría de fuentes de banda ancha suelen tener un haz principal que se puede aproximar por uno de tipo gaussiano, lo que conlleva a sufrir dos consecuencias si se desea una amplitud constante:

- i) Alta iluminación en los bordes, causando difracción.
- ii) *Spillover* hacia la zona quieta.

Por ello, se necesita cierto compromiso y se acepta cierto táper en la zona quieta. Una solución al problema es emplear un sistema de doble reflector conformado que convierte el diagrama de radiación del alimentador en uno con amplitud más uniforme en la zona quieta.

- **Difracción en los bordes:** cuando una onda incide en el borde de un reflector se difracta y parte de la energía difractada cae en la zona quieta causando un rizado en amplitud. Para un determinado tamaño del reflector, la energía difractada es mayor para frecuencias bajas, lo que determina el límite inferior de funcionamiento del sistema. Existen varias posibles soluciones para reducir la difracción:
 - a) Reducir el nivel de campo en bordes del reflector.
 - b) Serrar el borde del reflector de forma que la energía difractada se disperse en muchas direcciones, reduciendo la amplitud de la energía difractada hacia la zona quieta.

¹**Factor de esparcimiento** (*spreading factor*): para una propagación en un medio isotrópico infinito, el factor de amplitud que tiene en cuenta la dispersión geométrica de la intensidad del campo. En la región de campo lejano de ondas planas, esféricas y cilíndricas, este factor es 1, $r^{-1/2}$ y r^{-1} , respectivamente, donde r es la distancia desde la fuente al punto de observación [12].

- c) Cambiar la forma del borde por un borde curvo tal que la energía difractada se reduce o elimina.
- **Precisión de la superficie del reflector:** el límite superior de operación de un sistema CATR viene dado por la precisión de la superficie del reflector. Distorsiones en su superficie distorsionarán el frente de ondas planas en la zona quieta. Suele ser deseable una precisión de 0.02λ [3], e incluso inferior a 0.01λ [13]. Hay dos fuentes de error: errores aleatorios debidos al proceso de fabricación y errores sistemáticos debidos a la mala colocación de las partes del reflector, a la estructura soporte y/o distorsiones térmicas.
 - **Spillover del alimentador:** parte de la energía del alimentador que no ilumina el reflector puede dirigirse hacia la zona quieta y debido a las cortas distancias involucradas, puede causar serias distorsiones. Se controla con un buen diseño del sistema y el empleo de protecciones absorbentes.
 - **Nivel de contrapolar en la zona quieta:** la radiación contrapolar puede ser generada por el alimentador y por el reflector en configuración *offset*. Es deseable minimizar esta componente de radiación. Para ello se pueden emplear bocinas corrugadas y sistemas de doble reflector que cumplan la condición de Mizugutch [14].
 - **Reflexiones en las paredes:** el techo, el suelo y las paredes que rodean las antenas pueden reflejar ondas hacia la zona quieta. La zona que está detrás de la zona quieta es la más importante, pues la energía que no es captada por la AUT tiene que ser absorbida. Aunque un sistema CATR no suele dispersar mucha energía más allá de los rayos colimados, también es conveniente recubrir de absorbente el resto de superficies.

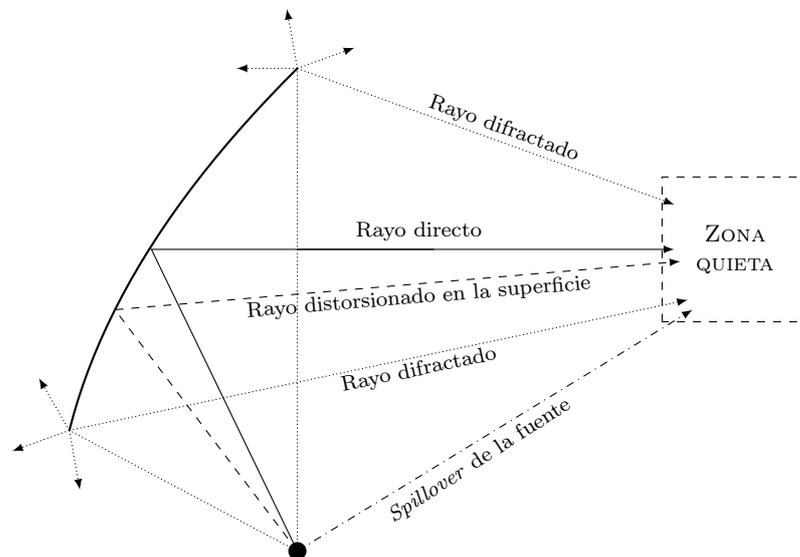


Figura 2.3: Algunas contribuciones que distorsionan la zona quieta en un rango compacto.

2.2.2.— ESTADO DEL ARTE

Tras las primeras pruebas de rangos compactos con lentes [3] y el primer sistema CATR basado en un reflector patentado por Johnson [4] consistente en un único reflector descentrado, se desarrollaron múltiples sistemas CATR basados en lentes y reflectores [8–10]. Con el fin de mejorar sus prestaciones y reducir la difracción, en [15] se exploró la posibilidad de reducirla curvando los bordes de los reflectores, aunque también cabe la posibilidad de serrar los bordes [16, 17] para dispersar en muchas direcciones la energía difractada.

Para aumentar el tamaño de la zona quieta, se estudiaron configuraciones de doble reflector cilíndrico [18], aunque no conseguían reducir significativamente los niveles de polarización cruzada [19]. El uso de configuraciones *Cassegrain* de doble reflector permite aumentar el tamaño de la zona quieta y reducir el nivel de polarización cruzada [19, 20]. Modificando la superficie del subreflector y/o reflector principal se puede conseguir una iluminación casi ideal del reflector principal, reduciendo el *spillover* hacia la zona quieta y aumentando su tamaño haciendo que la amplitud del campo transversal sea más constante [3, 21]. Para medidas en altas frecuencias, los rangos compactos necesitan de superficies muy precisas. Esto se puede conseguir construyendo los reflectores en base a paneles de alta precisión [22].

Todos estos avances permitieron mejorar en gran medida las características de los sistemas CATR. Sin embargo, resultaban voluminosos y costosos, especialmente en alta frecuencia. En [13] fueron introducidos los hologramas como una alternativa más barata a los sistemas CATR en alta frecuencia. De hecho, los sistemas CATR basados en hologramas se han erigido en una gran alternativa para su uso en bandas milimétricas y submilimétricas [13, 23–27]. Para el rango de terahercios se ha propuesto un sistema CATR basado en tres reflectores parabólicos [28, 29].

Debido a las limitaciones por difracción, los rangos compactos están seriamente limitados para ser utilizados a baja frecuencia. En [30, 31] se explora el uso de rangos compactos para realizar medidas en bandas bajas de frecuencia donde el tamaño de los reflectores se aproxima a $5 - 10\lambda$. El sistema CATR muestra serias limitaciones en cuanto a la localización de la zona quieta, que puede situarse en zonas inaccesibles para la AUT. A medida que baja la frecuencia, la zona quieta se acerca más al reflector. En [32] se sugiere el uso de un array activo en sustitución de los típicos reflectores parabólicos para generar una zona quieta en la banda de UHF.

Los análisis de reflectores parabólicos con bordes serrados para reducir la difracción suelen ser muy costosos computacionalmente si se emplean métodos de onda completa. Otros algoritmos más rápidos no ofrecen la precisión necesaria. En [33] se propone un algoritmo híbrido para el análisis de contornos arbitrarios en reflectores con el objetivo de optimizar el rizado de la zona quieta en amplitud y fase.

2.3.— REFLECTARRAYS

2.3.1.— INTRODUCCIÓN

Un reflectarray es una antena que consiste típicamente en una superficie plana reflectiva que se ilumina mediante una antena alimentadora (normalmente una bocina, aunque a priori se pueden emplear otros tipos de antenas). La superficie está formada por numerosos elementos reflectantes que reflejan el campo incidente, introduciendo el desfase necesario para colimar el campo en la dirección deseada. Los elementos de la superficie del reflectarray pueden ser de diferentes tipos, siendo los más comunes parches de tamaño variable, parches de tamaño fijo con líneas de transmisión acopladas de diferente longitud, etc. El elemento que varía su tamaño (parche, línea de transmisión...) es el que permite ajustar la fase del campo reflejado.

Los reflectarrays fueron concebidos por primera vez en la década de 1960 [34] y consistían en un array de guías de onda terminadas en cortocircuito y de longitud variable que rerradiaban el campo incidente (cf. Figura 2.4). Con la longitud variable de las guías de onda se podían conseguir diferentes desfases, por lo que eligiendo una configuración adecuada, se consiguieron sintetizar diferentes diagramas tipo pincel que apuntaban a distintas direcciones. Sin embargo, este primer prototipo era muy grande y pesado, por lo que no resultaba muy práctico. En los años 70 se desarrolló un reflectarray que usaba cuatro brazos con forma de espiral (conocido como *spiraphase* reflectarray) [35] y empleaba diodos para realizar un escaneado del haz principal. Sin embargo, este reflectarray aún resultaba pesado y voluminoso. No sería hasta finales de la década de los 80 y principios de los 90, con la popularización de la tecnología microstrip, que los reflectarrays serían investigados más a fondo, consiguiendo desarrollar antenas ligeras

y de tamaño reducido. Además, debido al bajo perfil de la tecnología microstrip, el coste de fabricación de los reflectarrays es bajo en comparación con otro tipo de antenas (por ejemplo, reflectores parabólicos).

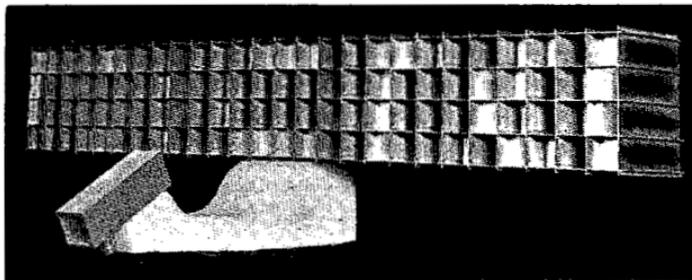


Figura 2.4: Prototipo del primer reflectarray diseñado [34].

2.3.1.1.— VENTAJAS Y DESVENTAJAS

Tradicionalmente, las aplicaciones que requerían antenas de alta ganancia han dependido de reflectores parabólicos y antenas de array. Sin embargo, ambos tipos de antenas presentan serias desventajas. Por un lado, los reflectores parabólicos, debido a la naturaleza de su superficie curva, son costosos de fabricar, especialmente a frecuencias altas de microondas, debido a que se necesita una alta precisión en su superficie. Además, para aplicaciones que requieran haces conformados se requiere el uso de moldes especiales, muy caros de fabricar y que solo pueden ser usados para esa aplicación en concreto. Por otro lado, las antenas de array de alta ganancia presentan altas pérdidas debido a las redes de alimentación y conformado de haz, por lo que suelen ser necesarios módulos amplificadores, complicando en gran medida la antena. El uso de antenas de tipo reflectarray evita ambos problemas.

Al igual que los reflectores parabólicos, los reflectarrays pueden alcanzar eficiencias superiores al 50% para una abertura grande ya que no se emplean divisores de potencia y las pérdidas resistivas son bajas, dependiendo principalmente de la calidad del sustrato y de la geometría del elemento, y son muy bajas para reflectarrays de varias capas. De hecho, son mucho más bajas que en los arrays clásicos ya que no se necesita la red de alimentación, y pueden llegar a ser tan bajas como las de los reflectores parabólicos. Además, y al igual que las antenas de array, se pueden diseñar reflectarrays con ángulos de inclinación del haz principal bastante elevados (superiores a 50° desde su dirección *broadside*). También es posible incluir desfasadores electrónicos para controlar el ángulo de apuntamiento del haz. La naturaleza plana del reflectarray permite que para aberturas muy grandes (del orden de metros), los sistemas de sujeción sean más sencillos y fiables que los usados para platos parabólicos. Otras características ventajosas son la facilidad para diseñar antenas de haz conformado y antenas multihaz con varios alimentadores. Finalmente, la tecnología para fabricar reflectarrays es la misma que para fabricar circuitos impresos. Es una tecnología madura, es decir, bien conocida, precisa y relativamente barata.

A pesar de todas las ventajas que presentan los reflectarrays, hay un aspecto en el que las prestaciones son más reducidas: el ancho de banda. Generalmente, el ancho de banda de operación de los reflectarrays será inferior al 10% de la frecuencia central de trabajo, a diferencia del ancho de banda teóricamente infinito de los reflectores parabólicos. El ancho de banda de los reflectarrays está limitado principalmente por dos factores:

- **Ancho de banda del elemento:** el elemento del reflectarray (parche microstrip) tiene un ancho de banda típico del 3–5%. Se puede aumentar hasta más del 15% mediante diversas técnicas [36].

- Desfase por diferencia de caminos:** debido a las propiedades geométricas de la parábola, este tipo de reflector consigue colimar cualquier haz de rayos proveniente del foco. El desfase que introduce un reflector parabólico es conocido como *true time delay* (TTD). Sin embargo, como el reflectarray es plano, habrá un desfase producido por la diferencia del camino que el rayo tiene que recorrer a medida que se aleja del reflectarray. Esta diferencia de fase puede ser compensada mediante un diseño apropiado del elemento del reflectarray para la frecuencia central de trabajo. Sin embargo, al cambiar de frecuencia, dicho error seguirá existiendo y dependerá de la diferencia de longitud de onda respecto a la frecuencia central. El error con la frecuencia puede reducirse con reflectarrays con f/D grande o curvando ligeramente la superficie. Algunas técnicas avanzadas para aumentar el ancho de banda en reflectarray son el uso de parches acoplados por ranura o parches de tamaño variable apilados [37].

2.3.1.2.— TIPOS DE ELEMENTOS

La superficie del reflectarray está formada por una serie de elementos reflectantes impresos dispuestos periódicamente de forma que reflejen la onda incidente aplicando un desfase que variará según la geometría del elemento. En la Figura 2.5 se muestra la geometría de algunos de los más usados.

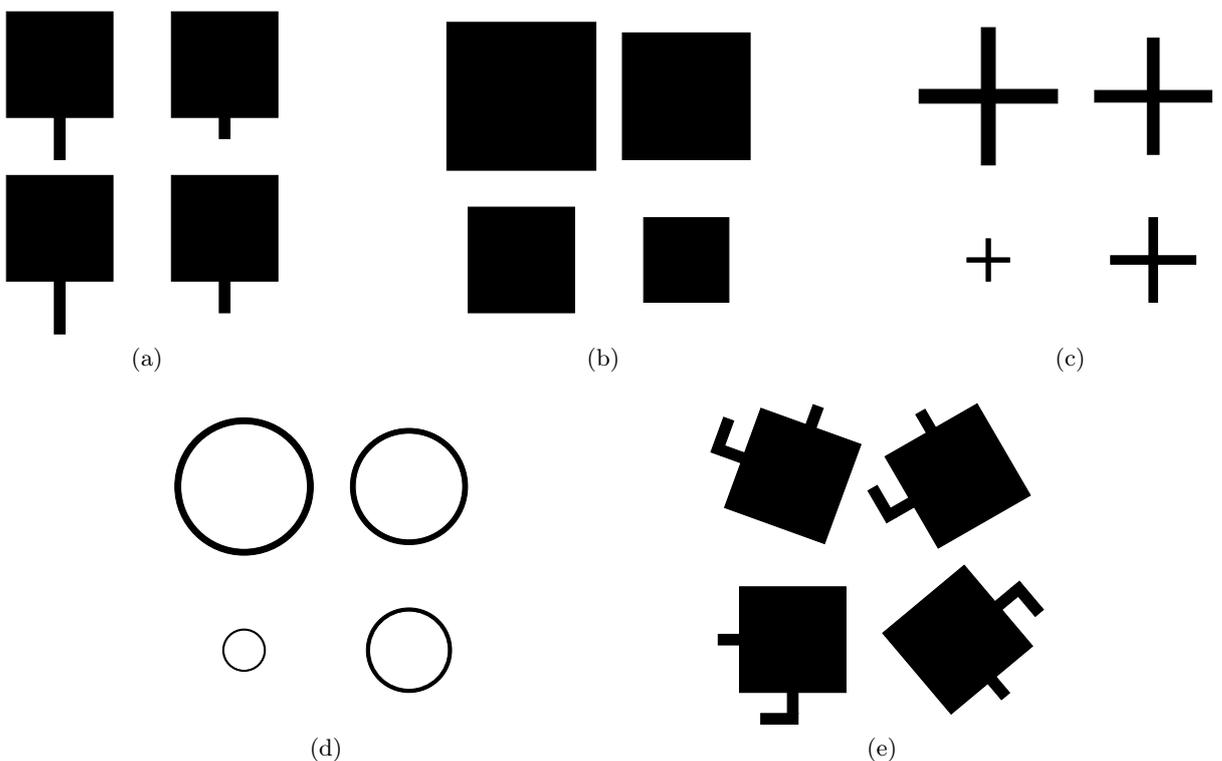


Figura 2.5: Algunos elementos que pueden conformar un reflectarray.

Uno de los primeros elementos propuestos fue un parche con un *stub* de longitud variable [38] (cf. Figura 2.5(a)). El parche recibiría la onda incidente y se propagaría a través de la línea. Una vez llegado al final, la onda se reflejaría de nuevo por la línea microstrip y se rerradiaría a través del parche. El desfase introducido sería proporcional a dos veces la longitud de la línea de transmisión. Sin embargo, este esquema presenta la desventaja de que no hay mucho espacio para la línea de transmisión, incluso aunque se doble. Además, presenta altas pérdidas por disipación y la componente contrapolar aumenta sustancialmente debido a radiación espúrea de la línea de transmisión.

Otro tipo de elemento es el que varía su tamaño para ajustar el desfase introducido en la onda. Estos elementos pueden ser parches [39] (cf. Figura 2.5(b)), dipolos cruzados [40] (cf. Figura 2.5(c)) o anillos [41] (cf. Figura 2.5(d)). Estos elementos presentan menos pérdidas y nivel de polarización cruzada al eliminar las líneas de transmisión y su radiación espúrea. El desfase total conseguido dependerá de la configuración multicapa. Para reflectarrays de una capa, se pueden conseguir desfases de hasta 330° variando el tamaño de los elementos [5].

También hay elementos que permiten al reflectarray trabajar en polarización circular. Todos los elementos son idénticos y su ángulo de rotación es variable [42] (cf. Figura 2.5(e)) para ajustar el desfase. Con esta técnica se lograron bajos niveles de lóbulo secundario y contrapolar.

2.3.1.3.— APLICACIONES

Los reflectarrays son susceptibles de ser usados en un amplio abanico de aplicaciones. Algunas de ellas se listan a continuación.

- **Satelitales.** Los reflectarrays son antenas de alta ganancia idóneas para aplicaciones espaciales. Mediante el uso de materiales certificados para espacio, se pueden diseñar reflectarrays de haz pincel para su uso en SAR (radares de apertura sintética) o de haz conformado para misiones DBS (televisión por satélite). Además, pueden emplearse en sistemas de reflector simple o de doble reflector junto con un reflector parabólico o un sistema de doble reflectarray.
- **Enfoque en campo cercano.** Nuevos estudios permiten emplear los reflectarrays como antenas de enfoque en campo cercano, con aplicación en RFID o *imaging*.
- **Sistemas celulares.** También se ha estudiado su uso, mediante el conformado de haz, para estaciones base de LMDS. También son susceptibles de ser empleadas para otros servicios.
- **Antenas reconfigurables.** El empleo de la tecnología microstrip y topologías multicapa permiten añadir circuitos activos a una de las capas para obtener nuevas funcionalidades que no son posibles de conseguir con reflectarrays fijos. De esta manera, se pueden diseñar reflectarrays reconfigurables mediante el uso de MEMS, diodos PIN, cristales líquidos... Cambiando la distribución de fases en la superficie del reflectarray se pueden obtener distintos diagramas de radiación.
- **CATR.** Un nuevo campo de estudio abierto por esta tesis consiste en el uso de reflectarrays para sistemas CATR. Al colimar los rayos provenientes del foco, se genera un frente de fase plano, al igual que en los reflectores parabólicos, que podría ser usado en rangos compactos para la medida de diagramas de radiación y RCS (*Radar Cross-Section*).

2.3.2.— ESTADO DEL ARTE

Desde finales de la década de los 80 y principios de los 90 cuando se empezaron los estudios de los reflectarrays basados en tecnología microstrip, los avances y número de aplicaciones de estas antenas han aumentado significativamente. A grandes rasgos se pueden dividir los reflectarrays en dos tipos: de haz fijo y reconfigurables. Los reflectarrays de haz fijo son los más estudiados y los que mejores resultados presentan. Ofrecen una gran versatilidad en cuanto a conformación de haz y anchos de banda superiores al 20% [43]. Por otra parte, los reflectarrays reconfigurables proporcionan principalmente la capacidad de reconfigurar el haz y, en algunas ocasiones, de amplificar la señal reflejada. Para ello se apoyan en el uso de elementos activos que permiten modificar en tiempo real el desfase introducido por los elementos de la antena. A continuación se realizará un breve repaso a los últimos avances en antenas de tipo reflectarray.

2.3.2.1.— REFLECTARRAYS DE HAZ FIJO

Anteriormente se comentaron los elementos reflectantes clásicos usados en el diseño de antenas reflectarray, mostrados en la Figura 2.5. Sin embargo, por sí solos presentan ciertas desventajas que se solucionan introduciendo variaciones o directamente empleando otros elementos. Por ejemplo, para solucionar el alto nivel de contrapolar del parche con línea de transmisión conectada (cf. Figura 2.5(a)), en [44] proponen doblar las líneas de transmisión en direcciones opuestas en distintos cuadrantes. Empleando esta técnica se consiguieron niveles de contrapolar inferiores a -25 dB. Una de las principales características que tiene que proporcionar el elemento reflectante es ser capaz de proporcionar un rango de desfase de al menos 360° . Con elementos que dependen de la variación de sus dimensiones entorno a la frecuencia de resonancia, como pueda ser el caso de parches rectangulares, solo es posible conseguir rangos entorno a 330° para substratos muy finos [5], aunque es posible solventar el contratiempo mediante el uso de elementos apilados en dos o tres capas [37]. Una idea similar consiste en emplear anillos metálicos apilados [45,46], que permiten controlar el desfase variando el diámetro de los anillos. Otros trabajos más recientes permiten obtener desfases de varias veces 360° en una sola capa empleando elementos de anillos concéntricos [47].

El uso de los elementos adecuados puede permitir diseñar reflectarrays que trabajen en doble polarización, como puede ser el uso de dipolos cruzados [5] o el ajuste del tamaño de los parches rectangulares en ambas dimensiones [48]. También se ha estudiado el uso de elementos que trabajan en polarización circular [49] para generarla a partir de un alimentador con polarización lineal.

Al ser el reflectarray una antena reflectora, se necesita usar otra antena alimentadora que se situará en el foco. El diagrama del alimentador se suele aproximar por un modelo ideal de campo lejano, es decir, por un modelo $\cos^q(\theta)$ o por una función gaussiana. En la mayoría de las aplicaciones se define la distancia focal tal que el reflectarray está en el campo lejano del alimentador, por lo que el modelo resulta válido [50]. Sin embargo, en algunos casos la aproximación no es la adecuada ya que el reflectarray se encuentra en la zona de Fresnel del alimentador, como puede ser en el caso de alimentadores de alta ganancia o configuraciones de doble reflector. Teniendo en cuenta el campo cercano radiado por el alimentador se puede mejorar el análisis del campo radiado por el reflectarray [51].

Los reflectarrays impresos pueden ser analizados utilizando diversas técnicas numéricas. Sin embargo, la complejidad del problema debido a la cantidad de elementos envueltos en el análisis hace que las técnicas de onda completa no se puedan asumir debido a la cantidad de tiempo que requieren. Por ello, se suele recurrir a un análisis considerando periodicidad local y el teorema de Floquet [37]. Una implementación eficiente del método de los momentos en el dominio espectral se describe en [52] y se ha empleado en el diseño de varios reflectarrays (p.e. [6,37,48,50]). Otros métodos para el análisis de reflectarrays han sido propuestos, como optimización de enjambre de partículas (PSO), algoritmos genéticos (GA), recocido simulado (SA), etc [53]. Sin embargo, el problema de éstos últimos es que al tratarse de algoritmos heurísticos puede que no proporcionen la solución óptima, además de que el tiempo de computación puede ser más largo que en el caso del método de los momentos (aunque menor que los de análisis de onda completa). El uso de redes neuronales artificiales supone un campo prometedor para acelerar el análisis de la celda unidad del reflectarray [54].

El conformado de haz en reflectarrays está restringido por el diagrama del alimentador, que fija la amplitud del campo en la superficie del reflectarray, por lo que solo se puede emplear la distribución de fase para realizar el conformado. Sin embargo, aplicar un análisis de cada celda del reflectarray para obtener la distribución de fases es un proceso demasiado costoso computacionalmente para aplicarlo en un proceso de optimización del diagrama de radiación. En su lugar, se puede realizar otro proceso. Al tratarse de una antena de abertura, se puede calcular el diagrama de radiación de forma eficiente mediante la transformada rápida de Fourier. Entonces, aplicando algún algoritmo de optimización, se pueden obtener la distribución de fases necesarias

para obtener el diagrama de radiación (conformado) deseado, y posteriormente obtener las dimensiones del elemento reflectante mediante alguno de los métodos anteriores. De esta manera, se han diseñado varios reflectarrays de haz conformado para diversas aplicaciones espaciales que necesitaban una huella específica (véase, p.e. [50, 55–58]).

Otra posibilidad que ofrecen los reflectarrays es el diseño de antenas alimentadas por varias fuentes que resultan en varios haces, que a su vez pueden ser conformados. En [59] se diseña un reflectarray alimentado por tres antenas que produce tres haces conformados dirigido a su uso en estaciones base LMDS. En [60] emplean una configuración de dos reflectarrays plegables con tres alimentadores, cubriendo cada uno de ellos un sector de 30° . Recientemente se ha investigado la síntesis de diagramas en reflectarrays para conseguir múltiples haces con un solo alimentador [61].

Finalmente, el uso de reflectarrays en configuraciones de doble reflector se pueden emplear para mejorar las prestaciones de un único reflectarray [62]. Entre las mejoras caben destacar el aumento de ganancia, la disminución de la contrapolar y del volumen global de la antena, mayor versatilidad para realizar conformado de haz y posibilidad de escaneado. Pueden existir varias configuraciones, según la naturaleza de los dos reflectores empleados. Puede usar un reflector parabólico principal con un reflectarray como subreflector [6, 63], con un reflectarray como reflector principal y otro parabólico como subreflector [64] o siendo ambos reflectores reflectarrays [65].

2.3.2.2.— REFLECTARRAYS RECONFIGURABLES

Con el afianzamiento en los últimos años de los reflectarrays de haz fijo como posibles sustitutos de los clásicos reflectores parabólicos por las ventajas respecto a éstos últimos, se ha llevado a cabo un paso más en la evolución de este tipo de antenas mediante la introducción de la posibilidad de la reconfiguración del haz. Los reflectarrays reconfigurables proporcionan principalmente la habilidad de reconfigurar el haz y, en algunas ocasiones, de amplificar la señal reflejada. Para ello se apoyan en el uso de elementos activos que permiten modificar en tiempo real el desfase introducido por los elementos de la antena.

Los reflectarrays reconfigurables pueden dividirse, a su vez, según la naturaleza de la propia reconfiguración. Ésta puede darse de dos maneras claramente diferenciadas según la variación en tiempo real del desfase proporcionado por el elemento del reflectarray: variación del desfase discreta y continua. Los elementos de los reflectarrays reconfigurables discretos son capaces de ofrecer un conjunto preconfigurado de desfases, que serán usados principalmente para apuntar un haz de pincel a distintas direcciones. A día de hoy son los que mejores prestaciones ofrecen en cuanto a pérdidas y sencillez. Estos reflectarrays están basados principalmente en el uso de diodos PIN o MEMS (*microelectromechanical systems*) para controlar el estado de la celda unidad y el desfase que aporta. Los diodos PIN se suelen utilizar para seleccionar o no, según el estado del diodo, tramos de línea que puedan introducir un desfase adicional sobre la señal. Por ejemplo, en [66] desarrollaron un elemento que ofrece una reconfiguración de 1 bit y lo emplearon en un reflectarray demostrativo de 1 600 elementos (40×40). Empleando la misma celda, en [67] desarrollaron otro reflectarray de 160×160 (25 600) elementos para su uso en aplicaciones de *imaging*. En [68] se analizó un reflectarray de parches acoplados por ranuras a una línea de transmisión que emplea diodos PIN para conmutar entre dos haces. Solo se emplean dos señales de control, aunque la agrupación de celdas para ahorrar diodos PIN propició la aparición de *grating lobes*.

La otra opción para conseguir reflectarrays de reconfiguración discreta es el empleo de MEMS en lugar de diodos PIN. La tendencia en los últimos años ha sido a favor de los MEMS sobre los diodos PIN ya que los primeros presentan ciertas ventajas sobre los últimos. Los RF-MEMS son unos MEMS especialmente diseñados para operar en bandas de radiofrecuencia y es una tecnología más compatible y beneficiosa ya que presenta mejores propiedades en radiofrecuencia, como pueden ser menor consumo, alta linealidad, bajas pérdidas y alto aislamiento [69]. Además, aprovechando que los MEMS son directamente realizables en tecnología monolítica, se puede realizar un reflectarray utilizando esta tecnología de forma que su implementación sea

más sencilla. En [70] se analizó una celda basada en un parche acoplado por ranura a una línea de transmisión, mismo concepto que en [68], pero esta vez empleando un MEMS. Tanto la estructura como las pérdidas están muy bien caracterizadas y simulaciones y medidas presentan muy buena concordancia. En [71] se analiza una estructura de doble reflectarray para realizar barrido de haz mediante la reconfiguración del subreflector cuya celda de 3 bits estaría formada por MEMS. Finalmente, en [72] se diseña un MEMS de tres estados, que permitiría reducir la complejidad de celdas de varios bits o incrementar las prestaciones de diseños más sencillos.

Por otra parte están los reflectarrays cuyos elementos pueden proporcionar una variación de desfase continuo en un determinado rango. Lo ideal sería que el elemento fuera capaz de alcanzar una reconfiguración en un rango de al menos 360° , pues así se dispondría de todos los valores posibles de desfase. Sin embargo, en la práctica el rango de variación será menor y las pérdidas variarán según el desfase. Las principales tecnologías que permiten disponer de elementos reconfigurables continuos son los diodos varactores y los cristales líquidos. En [73] emplean como elemento de reflectarray un parche con un desfasador consistente en un acoplador de 3 dB stripline con carga reactiva formada por un diodo varactor. Consiguen a 2.2 GHz un desfase de 360° , aunque resulta fácil de obtener debido a la gran variación de la impedancia del diodo a esa frecuencia, por lo que su uso en frecuencias superiores reduciría ese rango notablemente. En [74] diseñan un elemento que amplifica la señal empleando como desfasador un híbrido de 90° basado en reflexión con 4 diodos varactores y un amplificador a la salida. No todos los diseños requieren una configuración multicapa. En [75] se desarrolla un elemento de reflectarray de una capa consistente en dos estructuras resonantes implementadas con dos anillos cuadrados conectados con diodos varactores, que variarán la frecuencia de resonancia y el acoplo entre los anillos. Se consigue un desfase de 380° a 5.4 GHz con unas pérdidas variables entre 1 y 3.5 dB.

Los cristales líquidos (LC, por sus siglas en inglés) surgen como alternativa al uso de diodos varactores para implementar reflectarrays reconfigurables a muy altas frecuencias (bandas submilimétricas), debido al mejor comportamiento en RF de los cristales líquidos. Cabe destacar que los estudios realizados en el tema en los últimos años se han basado en LC pensados para trabajar en frecuencias ópticas, por lo que su uso en frecuencias de microondas y submilimétricas lleva a que su rendimiento no sea el óptimo (altas pérdidas). No obstante, se espera que a corto plazo se empiece a fabricar LC pensados para trabajar en los rangos de frecuencias de interés, mejorando todos los resultados publicados hasta la fecha. Basado en estudios previos [76, 77] donde se analizaba la topología de la celda unidad y se caracterizaba experimentalmente, en [78] se construye y mide un reflectarray de 16×16 elementos basado en LC que trabaja a 77 GHz. En lugar de controlar la tensión en todos los elementos de forma individual, se controlan por filas, por lo que solo se necesitan 16 líneas de polarización. Esto hace que solo se pueda escanear el haz en una dimensión. El rango máximo de desfase conseguido es de 280° . Con el objetivo de mejorar el rango de desfase proporcionado por los reflectarrays basados en LC, en [79] se presenta una celda que consiste en tres dipolos conectados por una fina línea microstrip perpendicular a los dipolos para poder polarizar la capa de LC, midiendo un rango de desfase superior a 500° .

Existen otras tecnologías menos estudiadas para la realización de reflectarrays reconfigurables con reconfiguración continua, como puede ser el uso de materiales ferroeléctricos [80, 81], redes de fluidos [82, 83], metamateriales [84] y osciladores controlados por tensión [85].

Capítulo 3

Definición y diseño de un sistema reflectarray descentrado

3.1.— INTRODUCCIÓN

Este capítulo está dedicado a la descripción geométrica del problema, es decir, del sistema reflectarray-alimentador y del sistema parabólico equivalente. A partir de los parámetros de diseño del sistema reflector y mediante las propiedades matemáticas de la parábola, se llegará a una serie de resultados que proporcionan datos del reflectarray; a saber: centro del reflectarray, posición del foco respecto a éste, dimensiones del reflectarray, número de elementos que lo forman, etc.

Una vez obtenidos los parámetros del reflectarray a partir de la geometría del sistema de reflector parabólico equivalente, se pasará a describir brevemente el diseño de reflectarrays de haz de pincel. Como todo array, para que éste sea directivo y apunte en la dirección adecuada, se necesitará una distribución de fase progresiva en el campo reflejado, siendo en el caso del reflectarray una distribución bidimensional.

3.2.— GEOMETRÍA DEL SISTEMA PARABÓLICO EQUIVALENTE

3.2.1.— DESCRIPCIÓN

El sistema parabólico equivalente de un reflectarray puede verse en la Figura 3.1 junto con los parámetros que lo describen: el tamaño de la abertura equivalente D , la distancia focal F y la altura de *offset* o *clearance* C . A partir de la ecuación de superficie de un paraboloides y los parámetros mencionados, se pueden obtener el resto de características del sistema.

La ecuación de superficie de un paraboloides (del cual el reflector sería una sección de su superficie) es

$$x^2 + y^2 = 4Fz, \quad (3.1)$$

siendo F la distancia focal. El reflectarray, en este sistema y sustituyendo al reflector parabólico, estaría colocado sobre su plano cordal. Los parámetros de diseño del sistema son 3, como se puede ver en la Figura 3.1: F , D y C . El valor de los parámetros se escoge según las prestaciones deseadas en términos de ganancia, eficiencia y bloqueo.

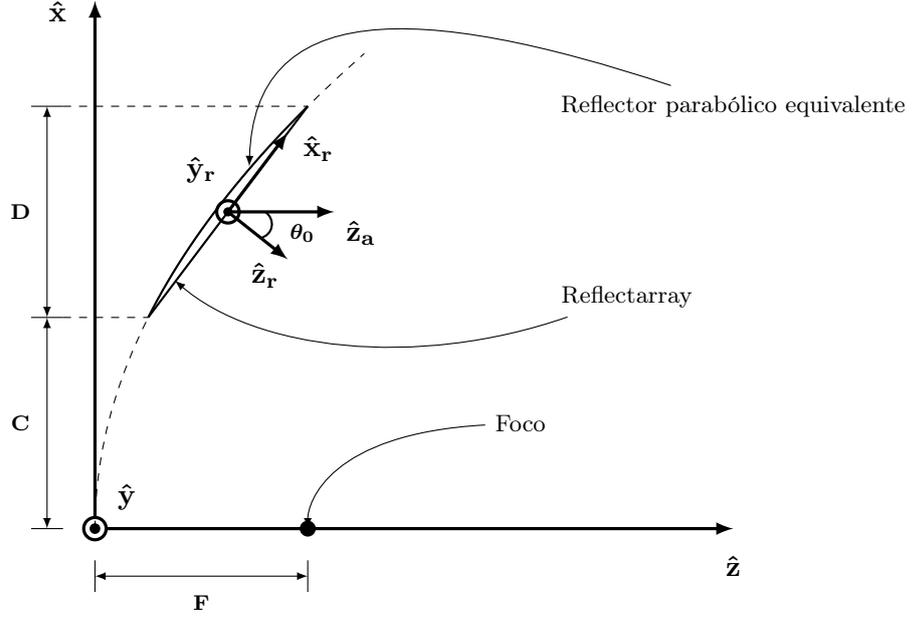


Figura 3.1: Esquema del reflectarray y del sistema parabólico equivalente.

3.2.2.— DEFINICIÓN DE LOS PARÁMETROS PRINCIPALES DEL REFLECTARRAY

3.2.2.1.— FOCO EN EL SISTEMA DEL REFLECTARRAY

Las coordenadas del foco en el sistema absoluto son $(x_f, y_f, z_f) = (0, 0, F)$. Sin embargo, para analizar el reflectarray se necesitan expresar en el sistema de coordenadas del reflectarray, $(\hat{x}_r, \hat{y}_r, \hat{z}_r)$. En el plano XZ con $y = 0$, la ecuación de superficie del paraboloide se reduce a la ecuación de una parábola, $x^2 = 4Fz$. Calculando los puntos sobre los que se apoya el reflectarray se obtiene:

$$x_1 = C \Rightarrow C^2 = 4Fz_1 \Rightarrow z_1 = \frac{C^2}{4F} \Rightarrow P_1 \equiv \left(C, \frac{C^2}{4F} \right),$$

$$x_2 = C + D \Rightarrow (C + D)^2 = 4Fz_2 \Rightarrow z_2 = \frac{(C + D)^2}{4F} \Rightarrow P_2 \equiv \left(C + D, \frac{(C + D)^2}{4F} \right).$$

Una vez obtenidos los puntos P_1 y P_2 se puede calcular \hat{x}_r , uno de los vectores directores del sistema de coordenadas del reflectarray, que no es más que el vector que los une normalizado.

$$\begin{aligned} \vec{x}_r &= (x_2 - x_1)\hat{x} + 0\hat{y} + (z_2 - z_1)\hat{z} = (C + D - C)\hat{x} + 0\hat{y} + \left(\frac{(C + D)^2}{4F} - \frac{C^2}{4F} \right) \hat{z} \\ &= D\hat{x} + 0\hat{y} + \frac{1}{4F} (C^2 + 2CD + D^2 - C^2) \hat{z} = D\hat{x} + 0\hat{y} + \frac{D(2D + D)}{4F} \hat{z}, \end{aligned} \quad (3.2)$$

$$|\vec{x}_r| = \sqrt{D^2 + \frac{D^2(2C + D)^2}{16F^2}}, \quad (3.3)$$

$$\hat{x}_r = \frac{\vec{x}_r}{|\vec{x}_r|}. \quad (3.4)$$

Por otro lado, se tiene que $\hat{y}_r = \hat{y}$, por lo que solo resta calcular \hat{z}_r como el producto vectorial de \hat{x}_r e \hat{y}_r , $\hat{z}_r = \hat{x}_r \times \hat{y}_r$. Desarrollando:

$$\begin{aligned} \hat{z}_r = \hat{x}_r \times \hat{y}_r &= \begin{vmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ \frac{D}{|\vec{x}_r|} & 0 & \frac{D(2C+D)}{4F|\vec{x}_r|} \\ 0 & 1 & 0 \end{vmatrix} = \hat{x} \left(0 - \frac{D(2C+D)}{4F|\vec{x}_r|} \right) - \hat{y}(0-0) + \hat{z} \left(\frac{D}{|\vec{x}_r|} \right) \\ &= -\frac{D(2C+D)}{4F|\vec{x}_r|} \hat{x} + \frac{D}{|\vec{x}_r|} \hat{z}. \end{aligned} \quad (3.5)$$

Una vez obtenidos los vectores \hat{x}_r , \hat{y}_r y \hat{z}_r en función de \hat{x} , \hat{y} y \hat{z} del sistema de coordenadas absoluto, se puede obtener la matriz de cambio de coordenadas de un sistema a otro sin más que situar los vectores calculados previamente como filas de la matriz. Para obtener las coordenadas del foco en el nuevo sistema de referencia, hay que transformar el vector $[(0, 0, F) - (\text{centro del RA})]$. Para ello, primero hay que calcular las coordenadas del centro del reflectarray:

$$\begin{aligned} \left(\frac{x_1 + x_2}{2}, 0, \frac{z_1 + z_2}{2} \right) &= \left(\frac{C + C + D}{2}, 0, \frac{C^2 + (C + D)^2}{8F} \right) \\ &= \left(\frac{2C + D}{2}, 0, \frac{2C^2 + 2CD + D^2}{8F} \right). \end{aligned} \quad (3.6)$$

Entonces, el vector que hay que transformar es:

$$\begin{aligned} \vec{v} &= (0, 0, F) - \left(\frac{x_1 + x_2}{2}, 0, \frac{z_1 + z_2}{2} \right) = \left(-\frac{2C + D}{2}, 0, F - \frac{2C^2 + 2CD + D^2}{8F} \right) \\ &= \left(-\frac{2C + D}{2}, 0, \frac{8F^2 - 2C^2 - 2CD - D^2}{8F} \right). \end{aligned} \quad (3.7)$$

Las coordenadas del alimentador (foco) en el sistema del reflectarray (cf. Figura 3.2) serán:

$$\begin{pmatrix} x_f \\ y_f \\ z_f \end{pmatrix}_{(RA)} = \begin{pmatrix} \frac{D}{|\vec{x}_r|} & 0 & \frac{D(2C+D)}{4F|\vec{x}_r|} \\ 0 & 1 & 0 \\ -\frac{D(2C+D)}{4F|\vec{x}_r|} & 0 & \frac{D}{|\vec{x}_r|} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -\frac{2C+D}{2} \\ 0 \\ \frac{8F^2 - 2C^2 - 2CD - D^2}{8F} \end{pmatrix}. \quad (3.8)$$

3.2.2.2.— NÚMERO DE ELEMENTOS

Conociendo la periodicidad de la celda del reflectarray (a, b) y siendo a la periodicidad en el eje \hat{x}_r y b la periodicidad en el eje \hat{y}_r , se puede calcular el número de elementos en cada eje (suponiendo un reflectarray rectangular) a partir de los datos obtenidos anteriormente. Así pues, la longitud máxima del reflectarray a lo largo del eje \hat{x}_r será:

$$d = \sqrt{(x_2 - x_1)^2 + (z_2 - z_1)^2}, \quad (3.9)$$

por lo que el número de elementos a lo largo de dicho eje será

$$N_{ex} = \frac{d}{a} = \frac{\sqrt{D^2 + \frac{D^2(2C+D)^2}{16F^2}}}{a} = \frac{|\vec{x}_r|}{a}. \quad (3.10)$$

Por otra parte, como el paraboloide es de revolución, en el plano XY el reflectarray se extenderá $y = \pm D/2$ (cf. Figura 3.1), por lo que el número de elementos a lo largo de dicho eje será

$$N_{ey} = \frac{D}{b}. \quad (3.11)$$

Tanto N_{ex} como N_{ey} se redondearán al entero más próximo.

3.2.2.3.— ÁNGULO DE RADIACIÓN

Otro parámetro de interés es el ángulo de radiación del reflectarray expresado en su sistema de coordenadas. Desde el punto de vista del sistema global, el reflector colimará todos los rayos provenientes del foco en la dirección del eje Z (cf. Figura 3.1). Su vector director, \hat{z} , forma un cierto ángulo con el vector \hat{z}_r , θ_0 . Éste es el ángulo buscado, que se puede obtener fácilmente aplicando el producto escalar entre los dos vectores.

$$\hat{z} \cdot \hat{z}_r = |\hat{z}||\hat{z}_r| \cos \theta_0 = \cos \theta_0 \Rightarrow \boxed{\theta_0 = \arccos(\hat{z} \cdot \hat{z}_r)}. \quad (3.12)$$

Como anteriormente se obtuvo \hat{z}_r en el sistema de coordenadas absoluto y teniendo en cuenta que el módulo de los dos vectores unitarios es uno, el producto escalar quedará:

$$\hat{z} \cdot \hat{z}_r = (0, 0, 1) \begin{pmatrix} -\frac{D(2C+D)}{4F|\vec{x}_r|} \\ 0 \\ \frac{D}{|\vec{x}_r|} \end{pmatrix} = \frac{D}{|\vec{x}_r|} \Rightarrow \boxed{\theta_0 = \arccos\left(\frac{D}{|\vec{x}_r|}\right)}, \quad (3.13)$$

donde el módulo del vector \vec{x}_r se ha calculado en la ecuación (3.3).

3.2.2.4.— CONDICIÓN DE TARGONSKI

Cuando se diseñan reflectarrays directivos para campo lejano, al variar la frecuencia de trabajo se produce una desviación del haz principal, lo que se conoce como *beam squint*. Este efecto es bien conocido y también se da en reflectores parabólicos descentrados. Se puede minimizar [86] haciendo que se cumpla

$$\theta_i = \theta_0, \quad (3.14)$$

donde θ_i es el ángulo de apuntamiento de la bocina sobre la superficie del reflectarray y θ_0 el ángulo de radiación (cf. Figura 3.2). Aunque es una condición para el haz en campo lejano, se espera que el campo cercano también sea más estable si se cumple dicha condición. Al imponer esta condición a la geometría del reflectarray el punto x_i al que apunta la bocina cambiará. Típicamente se solía escoger x_i para minimizar el *spillover*, por lo que si se cumple la condición de Targonski, el *spillover* ya no será mínimo para una bocina dada, aunque será próximo a este valor.

Para calcular el nuevo punto x_i se tomará como referencia la Figura 3.2. Las coordenadas del foco serán de la forma $f = (x_f, 0, z_f)$ y los ángulos incidente y de radiación cumplen $\theta_r = \theta_0$. El desplazamiento del centro de fases de la bocina con respecto al punto x_i vendrá dado por

$$x_{off} = z_f \tan \theta_0 > 0, \quad (3.15)$$

que será siempre un valor positivo. Entonces, teniendo en cuenta la posición de la bocina, se tendrá

$$x_i = x_f + x_{off}. \quad (3.16)$$

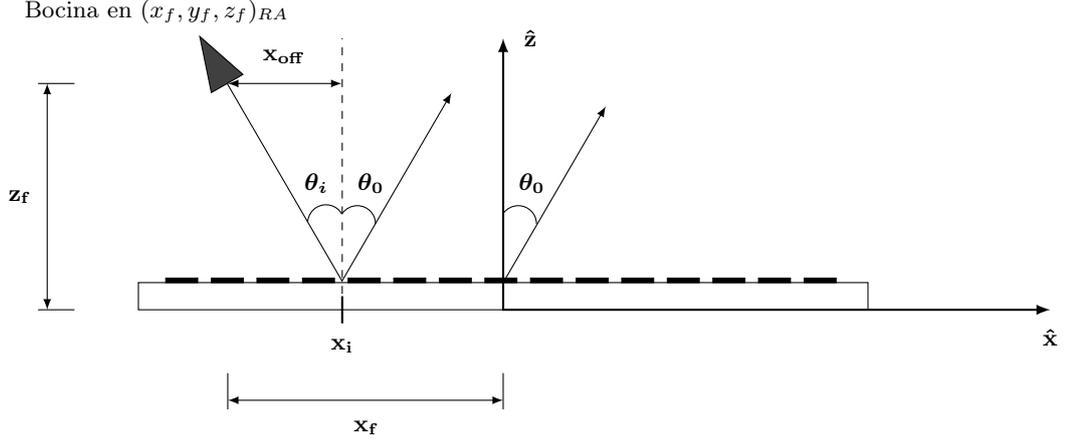


Figura 3.2: Condición de Targonski para minimizar el desvío de haz.

La coordenada x_f de la bocina será siempre negativa, por lo que x_i podrá ser positivo o negativo según la relación de tamaño entre x_f y x_{off} .

3.3.— DISEÑO DE REFLECTARRAYS DE HAZ PINCEL

Según la teoría de arrays, para que una antena de array radie en dirección *broadside* con un haz de pincel, la fase de alimentación en todos los elementos tiene que ser la misma. Si se desea que el haz apunte hacia una determina dirección, habrá que implementar un desfase progresivo entre todos los elementos. El reflectarray es un caso particular de array bidimensional, por lo que considerando el sistema de coordenadas en el centro del reflectarray, la distribución de fase progresiva del campo reflejado en la superficie del reflectarray para producir un haz de pincel en la dirección (θ_0, φ_0) será [5]

$$\phi(x_i, y_i) = -k_0 \sin \theta_0 \cos \varphi_0 x_i - k_0 \sin \theta_0 \sin \varphi_0 y_i, \quad (3.17)$$

donde k_0 es el número de onda en el vacío y (x_i, y_i) son las coordenadas del elemento i del reflectarray. Por otro lado, el desfase del campo reflejado en la superficie del reflectarray, $\phi(x_i, y_i)$, se puede calcular también como el desfase del campo incidente proveniente del centro de fases de la fuente más el desfase introducido por cada celda,

$$\phi(x_i, y_i) = -k_0 d_i + \phi_R(x_i, y_i), \quad (3.18)$$

donde d_i es la distancia desde el centro de fases de la fuente hasta la celda y $\phi_R(x_i, y_i)$ es el desfase introducido por cada celda. De esta manera, igualando las ecuaciones (3.17) y (3.18) y despejando el término $\phi_R(x_i, y_i)$ se obtiene

$$\phi_R(x_i, y_i) = k_0(d_i - \sin \theta_0 \cos \varphi_0 x_i - \sin \theta_0 \sin \varphi_0 y_i), \quad (3.19)$$

que determina el desfase que debe introducir cada celda del reflectarray para que éste radie con un haz pincel en la dirección (θ_0, φ_0) .

En la Figura 3.3 se muestran las fases relacionadas con un reflectarray rectangular de 104×100 elementos, cuya fuente de alimentación está situada en las coordenadas $(-0.467, 0.000, 1.469)$ mm. respecto al centro del reflectarray que produce un haz de pincel en la dirección $(15.8^\circ, 0)$. La fase incidente (Figura 3.3(a)) corresponde al término $-k_0 d_i$ de la ecuación (3.18), la fase progresiva (Figura 3.3(b)) a la ecuación (3.17) y la fase objetivo (Figura 3.3(c)) corresponde a

la ecuación (3.19). Si a cualquier distribución de fase se le suma una constante, el efecto sigue siendo el mismo.

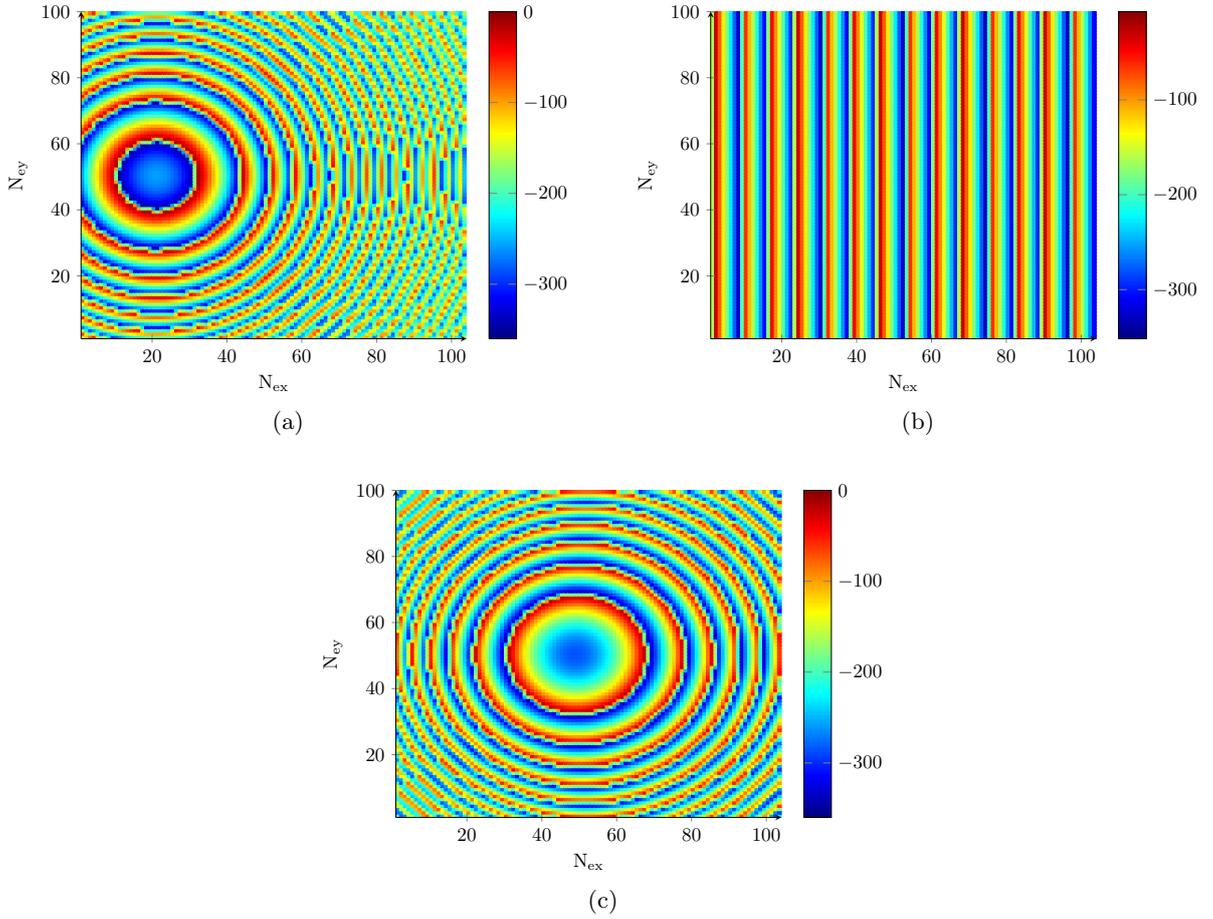


Figura 3.3: Ejemplo de distribuciones de fase relativas a un reflectarray rectangular. (a) Distribución de fase incidente proveniente de la fuente. (b) Distribución de fase progresiva para que el haz apunte en la dirección $(15.8^\circ, 0)$. (c) Fases objetivo que deben introducir los elementos del reflectarray para obtener el desfase progresivo mostrado en (b).

En el diseño del reflectarray se tiene que ajustar el desfase del coeficiente de reflexión del elemento para obtener los mismos desfases que la Figura 3.3(c). Habrá que ajustar convenientemente las dimensiones de cada elemento del reflectarray para obtener la distribución de fases deseada. Para una discusión sobre los tipos de elementos y qué parámetros se pueden ajustar véase la Sección 2.3. Asimismo, en [5] se discuten varios métodos de análisis de elementos de reflectarray para obtener su coeficiente de reflexión.

Una vez obtenido el campo reflejado en la superficie del reflectarray, cuya amplitud depende del diagrama de radiación de la fuente y de las pérdidas de los elementos, y cuya fase viene determinada por la ecuación (3.19), se puede obtener el diagrama de radiación aplicando la transformada de Fourier a las componentes cartesianas de dicho campo [5]. En la Figura 3.4 se muestra el diagrama de radiación obtenido con la distribución de fase progresiva de la Figura 3.3(b). Se han representando las componentes copolar y contrapolar en coordenadas u-v.

Además del campo lejano, en el siguiente capítulo se verá como obtener el campo cercano radiado por el reflectarray. Aprovechando que es una antena de apertura y utilizando el segundo principio de equivalencia se podrá obtener el campo radiado en frente de la antena en cualquier punto del espacio.

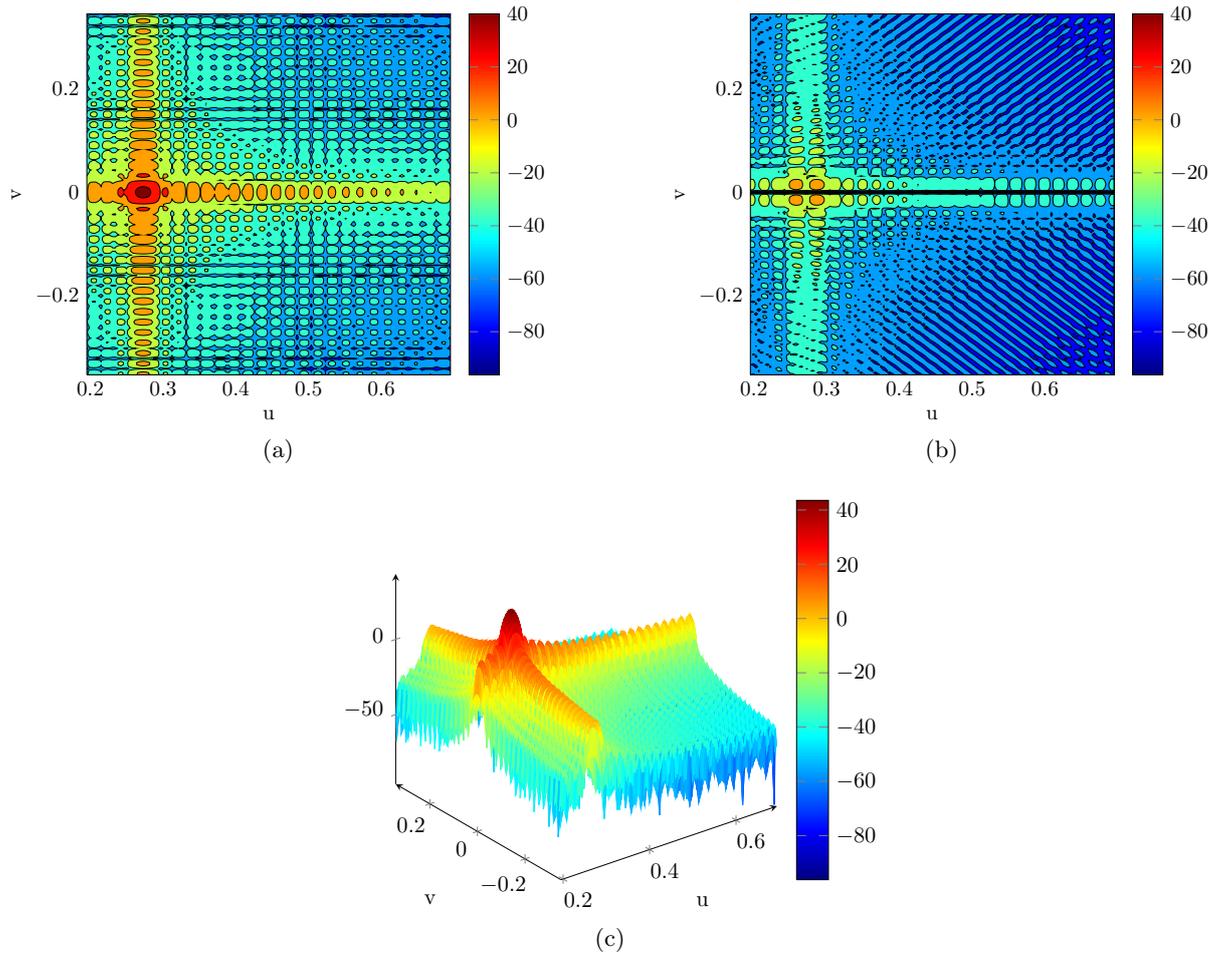


Figura 3.4: Diagrama de radiación del reflectarray con una distribución de fase progresiva en su superficie (Figura 3.3(b)). (a) Componente copolar. (b) Componente contrapolar. (c) Vista 3D de la componente copolar.

Capítulo 4

Cálculo de la zona quieta de un reflectarray

4.1.— INTRODUCCIÓN Y OBJETIVO

Con el fin de estudiar el campo cercano de los reflectarrays de una manera rápida y sistemática se ha decidido desarrollar un *software* que calcule el campo radiado por este tipo de antenas en cualquier punto del semiespacio frontal al reflectarray. Si bien es cierto que esto puede conseguirse con *software* comercial ya disponible, como pudiera ser GRASP, a partir del campo reflejado en la superficie de la antena, resultaría bastante engorroso debido a la cantidad de simulaciones que habría que hacer, en cada cual habría que cargar los datos en GRASP, realizar la simulación y posteriormente procesar la información antes de continuar con la siguiente.

Con el desarrollo de un software propio resulta mucho más cómodo puesto que se puede automatizar las tareas de cargar datos y realizar varias simulaciones. Se tendría control sobre la forma de guardar los datos, lo que permitiría realizar varias simulaciones en lote y luego procesarlas todas (y no una a una con otro tipo de *software*). Además, por tratarse de *software* hecho a la medida, permitiría ser modificado en el futuro para obtener otro tipo de funcionalidad deseada que no se previó o necesitó en primer lugar así como su integración con otros paquetes de *software* previamente existentes.

Una vez desarrollado el programa habrá que validarlo. Para tal fin existen varias posibilidades, como puede ser la comparación de los datos obtenidos con otros producidos por programas comerciales. A este respecto, se empleará el *software* de TICRA GRASP9, que es un estándar de facto en la industria aeroespacial. Se compararán los campos obtenidos por ambos programas y se decidirá si los resultados son suficientemente buenos como para seguir con el empleo de la herramienta desarrollada.

A continuación se procederá al cálculo del campo cercano en un volumen para la obtención y análisis de la zona quieta. Este análisis se realizará en los dos cortes principales del campo, tanto para amplitud como fase, y se estudiará el tamaño de la zona quieta en función de los parámetros que definen el sistema, tanto del sistema general de la antena como del propio reflectarray.

Posteriormente, se realizará una comparativa entre los campos cercanos radiados por un reflectarray y un reflector parabólico, para estudiar sus similitudes y diferencias. Se finalizará el capítulo mostrando las medidas de campo cercano realizadas a un reflectarray y se compararán con las simulaciones de la antena, analizando las fuentes de incertidumbre que hacen que las medidas se desvíen de las simulaciones realizadas.

4.2.— CÁLCULO DEL CAMPO RADIADO POR EL REFLECTARRAY

4.2.1.— DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA

Con el fin de poder analizar la zona quieta generada por el reflectarray se necesita calcular el campo radiado por la antena en todo el espacio. Tomando como referencia la Figura 4.1, el espacio se dividirá en planos perpendiculares a la dirección de apuntamiento ((θ_0, φ_0)) en general tomando como referencia el sistema de coordenadas del reflectarray, aunque en este caso será $(\theta_0, 0)$ tal que dicha dirección sea $\hat{z}_a = \hat{z}$. Para obtener el campo en un volumen se calcularán los planos de frente de onda separados Δz , con $z = \text{cte}$. A su vez, en cada plano se tendrá una malla de puntos, como se muestra en la Figura 4.2.

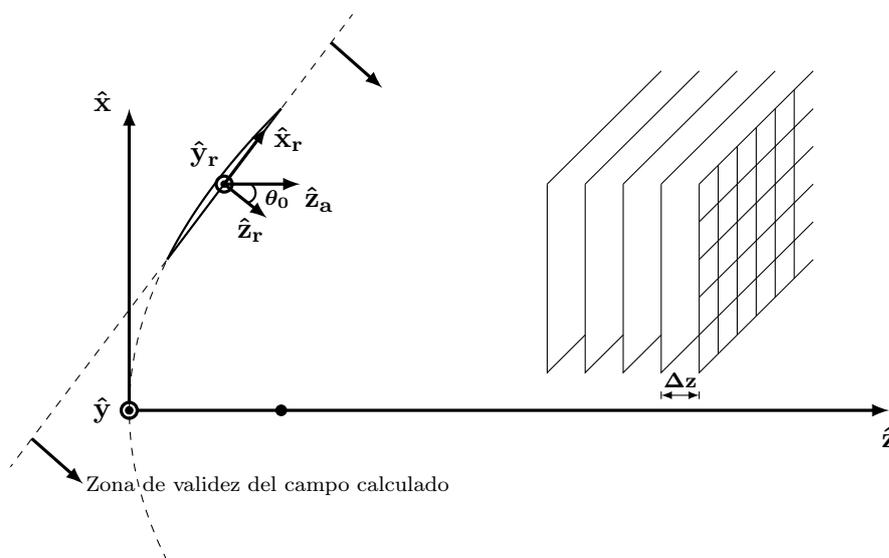


Figura 4.1: Planos donde se calculará el campo eléctrico.

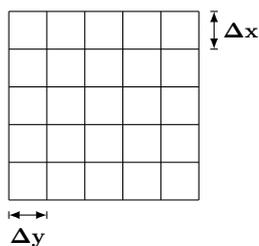


Figura 4.2: Plano XY mallasado.

De esta manera, calcular el campo radiado por el reflectarray en un volumen discretizado puede hacerse de forma sencilla con un triple `for`, que recorrería todos los puntos de la malla 3D definida por las Figuras 4.1 y 4.2.

```

for z = zmin to zmax
  for x = xmin to xmax
    for y = ymin to ymax

      [cálculo del campo en el punto (x,y,z)]

    y = y + dy;
  end

```

```

        x = x + dx;
    end
    z = z + dz
end

```

Además, esta estrategia puede ser ligeramente modificada para permitir diseñar un programa multihilo que se aproveche de los modernos ordenadores que dispones de más de una CPU. A priori aparecen dos estrategias para dicha implementación:

- **Un hilo por plano:** Tomando siempre como número máximo de hilos el número de CPU disponibles en el ordenador, se crearía un hilo para procesar cada plano $z = \text{cte}$. De esta manera, si se tienen tres planos y dos CPU, se procesarían en paralelo dos planos y finalmente el restante en una sola CPU. Esta estrategia presenta la desventaja de que si el número de planos a procesar no es exactamente un múltiplo del número de CPU disponibles, se desaprovechará tiempo de computación por parte del ordenador.
- **Varios hilos por plano:** Para solventar el problema del método anterior, y aprovechando que cada plano está discretizado, se puede procesar cada plano por varios hilos, dividiendo la tarea bien por filas o bien por columnas. Así pues, en caso de escoger una división por filas, se procedería de la siguiente forma. Se divide el número total de filas por el número de hilos que se van a crear. $N - 1$ hilos procesarán el mismo número de filas, mientras que el último hilo procesará las restantes (sería el mismo número de filas si las filas totales es un múltiplo del número de hilos). Cuando los hilos finalicen de calcular el campo en el rango asignado, se guardará en un fichero y procederán a calcular el campo en otro plano si se ha especificado. En caso contrario, el programa finalizará su ejecución. De esta manera, no importa el número de planos que haya, se aprovechará casi en su totalidad la capacidad de procesado del ordenador disponible para simular.

El empleo de un programa multihilo junto con optimizaciones de código específicas del compilador para programas con alta carga computacional debida a tener varios bucles anidados permitirá ahorrar una cantidad sustancial de tiempo al realizar simulaciones con el objetivo de calcular y optimizar la zona quieta.

4.2.2.— CAMPO RADIADO POR UN PARCHÉ DEL REFLECTARRAY

Una vez descrito el problema y comentado la estrategia para su resolución, se abordará el cálculo del campo radiado por el reflectarray. Este tipo de antena está formada por una superficie plana cubierta de un array de parches microstrip que reflejan la señal incidente en un determinado ángulo. Se puede considerar cada parche o celda que contiene como la unidad de radiación de toda la antena. De esta manera, como cada celda tiene unas dimensiones muy reducidas con respecto a la superficie total del reflectarray se pueden hacer algunas simplificaciones para resolver el problema.

Para cada punto del espacio se calculará el campo como suma de las contribuciones individuales de cada celda. Éstas pueden verse como pequeñas aberturas con un determinado campo en la misma. Así pues, mediante el empleo del segundo principio de equivalencia [87] y la suposición de que el campo en toda la celda es constante, se puede obtener el campo lejano radiado por cada parche. Como las dimensiones del parche son muy pequeñas en comparación con el tamaño total del reflectarray, se podrá obtener el campo cercano de la antena como contribución del campo lejano de todos los parches. Es recomendable que el tamaño de la celda no exceda 0.5λ en ambas dimensiones para evitar *grating lobes* [88], por lo que teniendo en cuenta la Figura 4.3 [11], la distancia de campo lejano para el parche de dimensiones $a \times b$ será

$$r = \frac{2T^2}{\lambda} + \lambda = \frac{2(a^2 + b^2)}{\lambda} + \lambda = \frac{2(0.25\lambda^2 + 0.25\lambda^2)}{\lambda} + \lambda = \frac{\lambda^2}{\lambda} + \lambda = 2\lambda, \quad (4.1)$$

donde se ha escogido T como la dimensión máxima del parche correspondiendo a su diagonal, cuando $a = b = 0.5\lambda$ como caso particular. Esta distancia calculada sería la distancia mínima para considerar el campo lejano de cada parche. No obstante, es una aproximación, y cuánta más distancia se considere, la aproximación irá mejorando. A este respecto, una distancia de 2λ puede resultar muy pequeña y convendría que fuese mayor, de algunas longitudes de onda más. Habría que considerar también el tamaño total del reflectarray para ver a partir de qué distancia se calcularía su campo cercano como contribución de campos lejanos de los parches que lo forman.

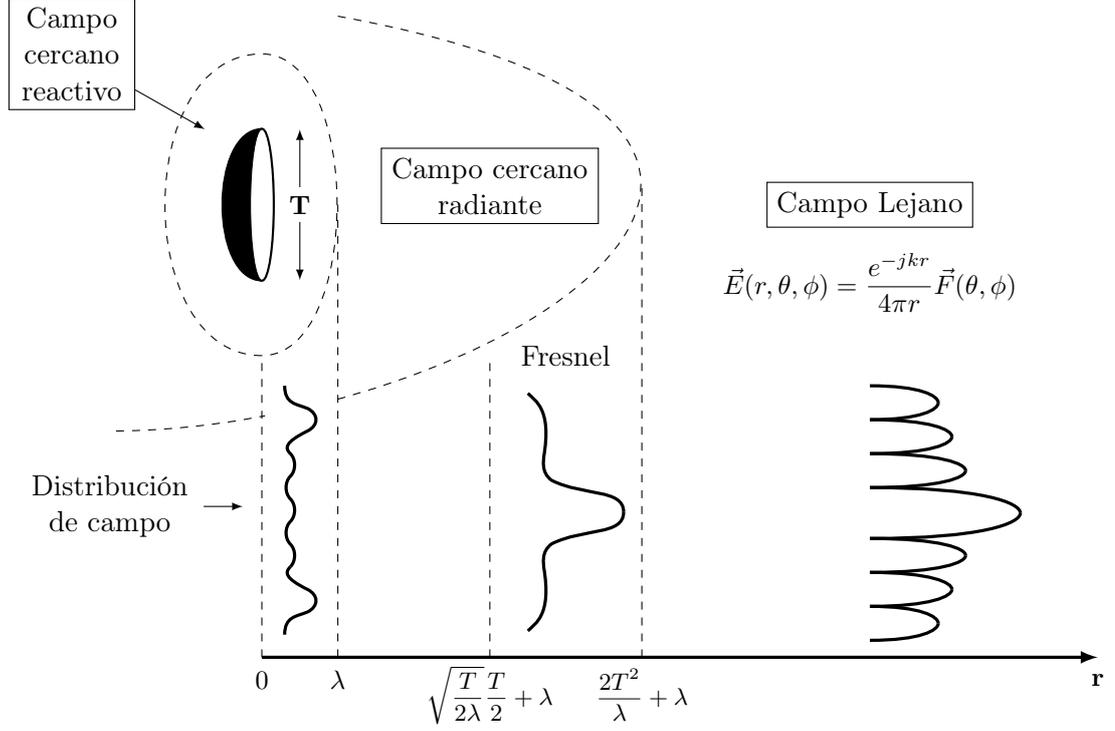


Figura 4.3: Zonas de radiación de una antena con longitud lineal máxima T .

El campo lejano radiado por una abertura según el segundo principio de equivalencia [87] se puede expresar en coordenadas esféricas como

$$E_{\theta} = \frac{jk}{2\pi r} e^{-jkr} (P_x \cos \varphi + P_y \operatorname{sen} \varphi), \quad (4.2)$$

$$E_{\varphi} = -\frac{jk}{2\pi r} e^{-jkr} \cos \theta (P_x \operatorname{sen} \varphi - P_y \cos \varphi), \quad (4.3)$$

siendo las funciones P_x y P_y

$$P_x(u, v) = \iint_S E_{ax}(x', y') e^{jk(ux' + vy')} dx' dy', \quad (4.4)$$

$$P_y(u, v) = \iint_S E_{ay}(x', y') e^{jk(ux' + vy')} dx' dy', \quad (4.5)$$

correspondiendo a la integral del campo en la superficie de la celda, con las coordenadas u y v definidas de la forma habitual como

$$u = \operatorname{sen} \theta \cos \varphi, \quad (4.6)$$

$$v = \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen} \varphi. \quad (4.7)$$

Si se toma como origen de coordenadas el centro del reflectarray, la posición de la fuente, en este caso el parche, que genera el campo viene dada por el vector $(\vec{r} - \vec{r}')$, como puede verse en la Figura 4.4. Además, los vectores \vec{k} y $(\vec{r} - \vec{r}')$ son paralelos y su producto escalar es igual al producto de sus módulos. Si se considera que el campo en la superficie del elemento del reflectarray es constante en fase y amplitud, las ecuaciones (4.4) y (4.5) se pueden reescribir como

$$P_x(u, v) = E_{ax}(x', y') \iint_S e^{jk(ux'+vy')} dx' dy', \quad (4.8)$$

$$P_y(u, v) = E_{ay}(x', y') \iint_S e^{jk(ux'+vy')} dx' dy'. \quad (4.9)$$

Tras operar un poco su valor será

$$\iint_S e^{jk(ux'+vy')} dx' dy' = a \cdot b \cdot \text{sinc} \left(\frac{k \cdot u \cdot a}{2} \right) \text{sinc} \left(\frac{k \cdot v \cdot b}{2} \right), \quad (4.10)$$

con $a \times b$ las dimensiones del parche, k el número de onda en el vacío y u y v los descritos en las ecuaciones (4.6) y (4.7). Los ángulos θ y φ tienen que ser calculados individualmente para cada parche, y son los representados en la Figura 4.5.

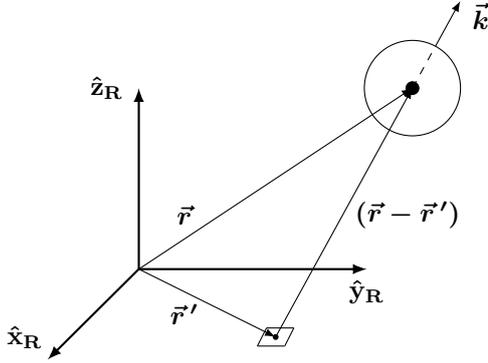


Figura 4.4: Vector de posición relativa.

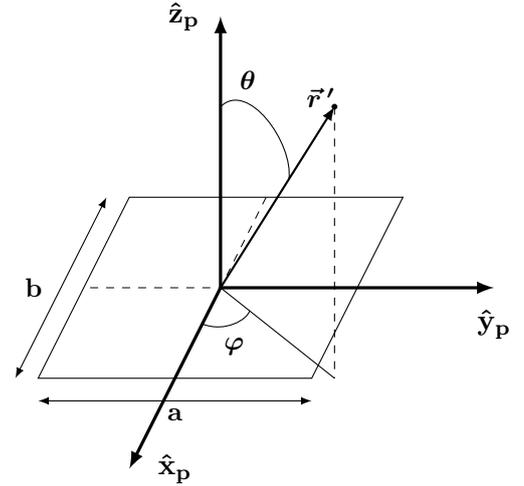


Figura 4.5: Punto de vista del parche.

4.2.3.— OBTENCIÓN DEL CAMPO CERCANO DEL REFLECTARRAY

El campo radiado por un parche ha quedado completamente caracterizado con el desarrollo anterior. Sin embargo, para obtener correctamente el campo cercano radiado por el reflectarray aún hay que realizar algunas consideraciones adicionales. El campo radiado por el parche se ha obtenido en coordenadas esféricas en el sistema de coordenadas del reflectarray y se desea obtener el campo cercano en coordenadas cartesianas en el sistema de coordenadas global en planos perpendiculares a la dirección de apuntamiento.

La malla de puntos donde se va a obtener el campo cercano del reflectarray se define en el sistema de coordenadas de apuntamiento (cf. Figura 4.1). Considerando un punto cualquiera de dicha malla, el primer paso para obtener el campo radiado por el parche en dicho punto es transformar sus coordenadas desde el sistema de coordenadas de apuntamiento al sistema de coordenadas del reflectarray. El sistema de coordenadas de apuntamiento se puede obtener como una rotación del sistema de coordenadas del reflectarray. De forma general [89] se puede consi-

derar el sistema de coordenadas de apuntamiento como una rotación del sistema de coordenadas del reflectarray dada por los ángulos (θ, φ, ψ) , conocidos como ángulos de Euler. Los vectores unidad del sistema de coordenadas rotado vienen dados por

$$\hat{x}_a = \hat{\theta} \cos(\varphi - \psi) - \hat{\varphi} \sin(\varphi - \psi), \quad (4.11)$$

$$\hat{y}_a = \hat{\theta} \sin(\varphi - \psi) + \hat{\varphi} \cos(\varphi - \psi), \quad (4.12)$$

$$\hat{z}_a = \hat{r}, \quad (4.13)$$

donde

$$\hat{\theta} = \hat{x}_r \cos \theta \cos \varphi + \hat{y}_r \cos \theta \sin \varphi - \hat{z}_r \sin \theta, \quad (4.14)$$

$$\hat{\varphi} = -\hat{x}_r \sin \varphi + \hat{y}_r \cos \varphi, \quad (4.15)$$

$$\hat{r} = \hat{x}_r \sin \theta \cos \varphi + \hat{y}_r \sin \theta \sin \varphi + \hat{z}_r \cos \theta. \quad (4.16)$$

Sustituyendo los vectores unitarios $\hat{\theta}$, $\hat{\varphi}$ y \hat{r} , se tendrá

$$\begin{aligned} \hat{x}_a &= \hat{x}_r [\cos \theta \cos \varphi \cos(\varphi - \psi) + \sin \varphi \sin(\varphi - \psi)] + \\ &\quad \hat{y}_r [\cos \theta \sin \varphi \cos(\varphi - \psi) - \cos \varphi \sin(\varphi - \psi)] - \\ &\quad \hat{z}_r \sin \theta \cos(\varphi - \psi), \end{aligned} \quad (4.17)$$

$$\begin{aligned} \hat{y}_a &= \hat{x}_r [\cos \theta \cos \varphi \sin(\varphi - \psi) - \sin \varphi \cos(\varphi - \psi)] + \\ &\quad \hat{y}_r [\cos \theta \sin \varphi \sin(\varphi - \psi) + \cos \varphi \cos(\varphi - \psi)] - \\ &\quad \hat{z}_r \sin \theta \sin(\varphi - \psi), \end{aligned} \quad (4.18)$$

$$\hat{z}_a = \hat{x}_r \sin \theta \cos \varphi + \hat{y}_r \sin \theta \sin \varphi + \hat{z}_r \cos \theta. \quad (4.19)$$

La matriz de cambio de coordenadas de un sistema a otro será

$$\begin{pmatrix} \hat{x}_a \\ \hat{y}_a \\ \hat{z}_a \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta \cos \varphi \cos(\varphi - \psi) & \cos \theta \sin \varphi \cos(\varphi - \psi) & -\sin \theta \cos(\varphi - \psi) \\ + \sin \varphi \sin(\varphi - \psi) & -\cos \varphi \sin(\varphi - \psi) & \\ \cos \theta \cos \varphi \sin(\varphi - \psi) & \cos \theta \sin \varphi \sin(\varphi - \psi) & -\sin \theta \sin(\varphi - \psi) \\ - \sin \varphi \cos(\varphi - \psi) & + \cos \varphi \cos(\varphi - \psi) & \\ \sin \theta \cos \varphi & \sin \theta \sin \varphi & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{x}_r \\ \hat{y}_r \\ \hat{z}_r \end{pmatrix}. \quad (4.20)$$

El ángulo ψ establece un giro del sistema de coordenadas de apuntamiento sobre \hat{z}_a , por lo que no es necesario. Estableciendo $\psi = 0^\circ$ y reagrupando términos, la matriz quedará de la forma

$$\begin{pmatrix} \hat{x}_a \\ \hat{y}_a \\ \hat{z}_a \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta \cos^2 \varphi + \sin^2 \varphi & \cos \varphi \sin \varphi (\cos \theta - 1) & -\sin \theta \cos \varphi \\ \cos \varphi \sin \varphi (\cos \theta - 1) & \cos \theta \sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi & -\sin \theta \sin \varphi \\ \sin \theta \cos \varphi & \sin \theta \sin \varphi & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{x}_r \\ \hat{y}_r \\ \hat{z}_r \end{pmatrix}. \quad (4.21)$$

La ecuación (4.21) proporciona el cambio de coordenadas entre el sistema del reflectarray y el de apuntamiento cuando el reflectarray radia en una dirección arbitraria (θ, φ) . Como interesa

el cambio inverso, se empleará la matriz traspuesta. Además, esta matriz puede implementarse para un caso general. Sin embargo, teniendo en cuenta que el reflectarray radia en la dirección $(\theta_0, 0)$ puede simplificarse más aún, quedando finalmente

$$\begin{pmatrix} \hat{x}_a \\ \hat{y}_a \\ \hat{z}_a \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_0 & 0 & -\sin \theta_0 \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \theta_0 & 0 & \cos \theta_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{x}_r \\ \hat{y}_r \\ \hat{z}_r \end{pmatrix}. \quad (4.22)$$

Entonces, aplicando la ecuación (4.22) (o la ecuación (4.21)) se obtendrán las coordenadas de los puntos de la malla en el sistema de coordenadas del reflectarray, que ya podrán emplearse en calcular r , θ y φ (cf. Figuras 4.4 y 4.5) para obtener el campo radiado por el parche según las ecuaciones (4.2) y (4.3).

Una vez obtenido el campo lejano del parche en un punto del espacio en coordenadas esféricas hay que transformarlo a coordenadas cartesianas, de forma que se puedan sumar las contribuciones de campo en ese punto de todos los parches del reflectarray. Para ello se empleará la siguiente matriz de cambio de base:

$$\begin{pmatrix} \vec{E}_x \\ \vec{E}_y \\ \vec{E}_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin \theta \cos \varphi & \cos \theta \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \theta \sin \varphi & \cos \theta \sin \varphi & \cos \varphi \\ \cos \theta & -\sin \theta & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ \vec{E}_\theta \\ \vec{E}_\varphi \end{pmatrix}. \quad (4.23)$$

Recorriendo en un bucle todos los parches del reflectarray y acumulando el campo aportado por cada uno de ellos en un punto del espacio en coordenadas cartesianas se obtiene el campo cercano radiado por el reflectarray en dicho punto. Sin embargo, el campo cercano así calculado está referenciado en el sistema de coordenadas del reflectarray, por lo que hay que realizar un último cambio de coordenadas, empleando la matriz de la ecuación (4.22) (o de la ecuación (4.21) si el reflectarray apunta en una dirección arbitraria) para devolver el campo al sistema de coordenadas de apuntamiento.

De esta manera se ha calculado el campo cercano del reflectarray en un punto del espacio como contribución del campo lejano de todos los parches que forman la antena. Recorriendo todos los puntos de la malla definida se puede obtener el campo cercano en un plano o en un volumen. Nótese que en el último caso (volumen), el programa consta de cuatro bucles anidados: tres para recorrer la malla volumétrica y otro para recorrer todos los elementos del reflectarray. Sin embargo, el bucle más externo, el de cambio de plano, será generalmente el que menos iteraciones conlleve, dejando la mayor carga computacional a los otros tres bucles, encargados de recorrer los planos (que deberían tener una malla lo suficientemente fina como para que las muestras del campo cercano simulado sean significativas) y los elementos de la antena.

4.3.— VALIDACIÓN DEL PROGRAMA DESARROLLADO

Para validar el programa desarrollado se calculará el campo radiado por una abertura utilizando dicho programa y GRASP9, y se restarán punto a punto para ver la diferencia entre ambos, tanto en módulo como en fase. Idealmente, la diferencia tendría que ser cero. En la práctica, como cada programa emplea métodos diferentes para el cálculo del campo radiado, la diferencia entre ambos será mayor que cero y habrá que decidir si los resultados obtenidos son lo suficientemente buenos como para dar por válido el *software* desarrollado.

Para la batería de pruebas se ha considerado el siguiente sistema:

- $f = 10$ GHz.
- $C = 3.33\lambda = 100$ mm.
- $D = 50\lambda = 1500$ mm.
- $F/D = 1$
- $a = b = 0.5\lambda = 15$ mm.
- $q = 8.2$ (táper: ~ -9 dB)

Como alimentación se considerará una bocina simulada con un modelo $\cos^q(\theta)$ con q el arriba indicado (véase Apéndice A), que genera un táper de iluminación en la superficie del reflectarray de unos -9 dB en bordes, aproximadamente. El campo se calculará a tres distancias distintas y se evaluarán las diferencias entre las tres componentes de campo, tanto en módulo como en fase, entre las simulaciones realizadas con el programa desarrollado y GRASP9. Se considerarán las dos polarizaciones del campo radiado por la bocina, X e Y. Aunque la componente longitudinal, \hat{z} , no resulta de interés, se considerará por completitud, ya que al calcular el campo en coordenadas cartesianas se obtienen las tres componentes. En realidad, las componentes más significativas serán la \hat{x} y la \hat{y} , que serán la copolar y contrapolar según la polarización considerada.

La forma de obtener la diferencia del campo en amplitud y en fase será la siguiente. En amplitud, se normalizará el campo en unidades naturales y luego se restarán. Para la representación se pasarán a decibelios. La diferencia de fases se obtendrá restando directamente la fase de los campos. La razón para normalizar el campo en amplitud es debido a la problemática de la normalización de la potencia radiada, que para el caso bajo consideración no es necesario calcular, ya que solo interesa la forma y distribución del campo.

4.3.1.— TABLAS RESUMEN DE VALIDACIÓN

En las Tablas 4.1 y 4.2 se muestra un resumen de los casos de pruebas para la validación del programa. En ellas se recogen los valores máximos de las diferencias en amplitud y fase entre las simulaciones del GRASP9 y del programa desarrollado. Como se puede ver, los resultados son muy buenos. En todos los casos, a distancias grandes, las diferencias entre ambos campos es muy pequeña y aumenta para distancias más pequeñas. En todo caso, para la componente copolar la diferencia siempre es menor que para las otras dos componentes.

Los casos en los que no se indica la máxima diferencia de fase es debido a que hay ciertos puntos del plano con diferencias muy altas y otros casos en los que se producen saltos de 360° , aunque en la mayor parte del plano la diferencia sigue siendo muy pequeña. Uno de esos casos se ilustra en la Figura 4.6 donde pueden verse las fases simuladas y su diferencia. Sin embargo, la componente longitudinal no es importante y en el caso de la contrapolar las diferencias son menores.

	POLARIZACIÓN Y					
	Comp. \hat{x}		Comp. \hat{y}		Comp. \hat{z}	
	<i>Amp. (dB)</i>	<i>Fase (°)</i>	<i>Amp. (dB)</i>	<i>Fase (°)</i>	<i>Amp. (dB)</i>	<i>Fase (°)</i>
50 m.	-44.5	12.9	-47.5	1.3	-44.2	20.0
5 m.	-27.0	27.9	-34.1	6.5	-16.8	—
1 m.	-19.3	—	-26.5	12.5	-7.4	—

Tabla 4.1: Valores máximos de la diferencia de amplitud y fase entre el programa desarrollado y GRASP9 para la polarización Y.

	POLARIZACIÓN X					
	Comp. \hat{x}		Comp. \hat{y}		Comp. \hat{z}	
	<i>Amp. (dB)</i>	<i>Fase (°)</i>	<i>Amp. (dB)</i>	<i>Fase (°)</i>	<i>Amp. (dB)</i>	<i>Fase (°)</i>
50 m.	-46.9	1.3	-40.7	29.1	-44.9	11.6
5 m.	-34.6	7.1	-25.6	42.8	-17.9	—
1 m.	-27.4	14.3	-22.7	—	-6.9	—

Tabla 4.2: Valores máximos de la diferencia de amplitud y fase entre el programa desarrollado y GRASP9 para la polarización X.

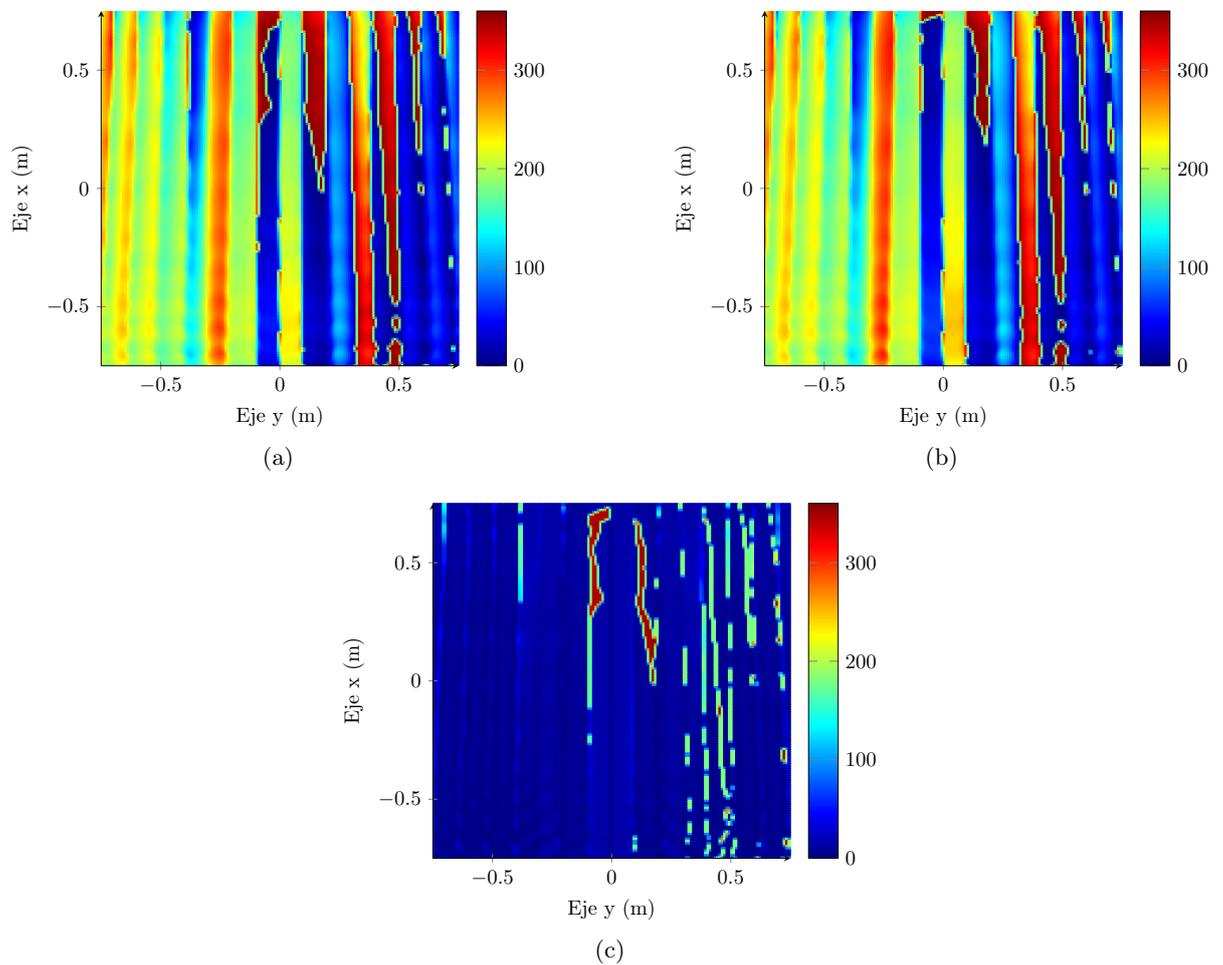


Figura 4.6: Comparación de las fases simuladas para la componente \hat{z} de la polarización Y a 5 m. de distancia. (a) Programa desarrollado. (b) GRASP9. (c) Diferencia.

4.3.2.— DISCUSIÓN SOBRE LOS RESULTADOS DE LA VALIDACIÓN

Del estudio de la validación del programa se ha podido comprobar como a mayores distancias el modelo propuesto para calcular el campo radiado por el reflectarray ofrece mejores resultados. Esto era de esperar, pues se aproxima el campo cercano como contribución de campos lejanos de

parches rectangulares. Cuanto mayor es la distancia que se considera, mejor es la aproximación del campo lejano del parche.

Por otra parte, los errores obtenidos respecto al modelo usado por GRASP son menores para la componente copolar que para la cruzada y longitudinal. Esto en principio tiene sentido, pues la amplitud relativa de estas dos componentes respecto a la primera es mucho más baja. Esto puede apreciarse claramente en el ejemplo mostrado en la Figura 4.7, donde se ha normalizado las amplitudes de las componentes cruzada y longitudinal respecto a la copolar. El máximo valor en ambos casos es menor que -30 dB, por lo que errores cometidos en estas dos componentes, a cualquier distancia y polarización, serán más sensibles y difíciles de controlar.

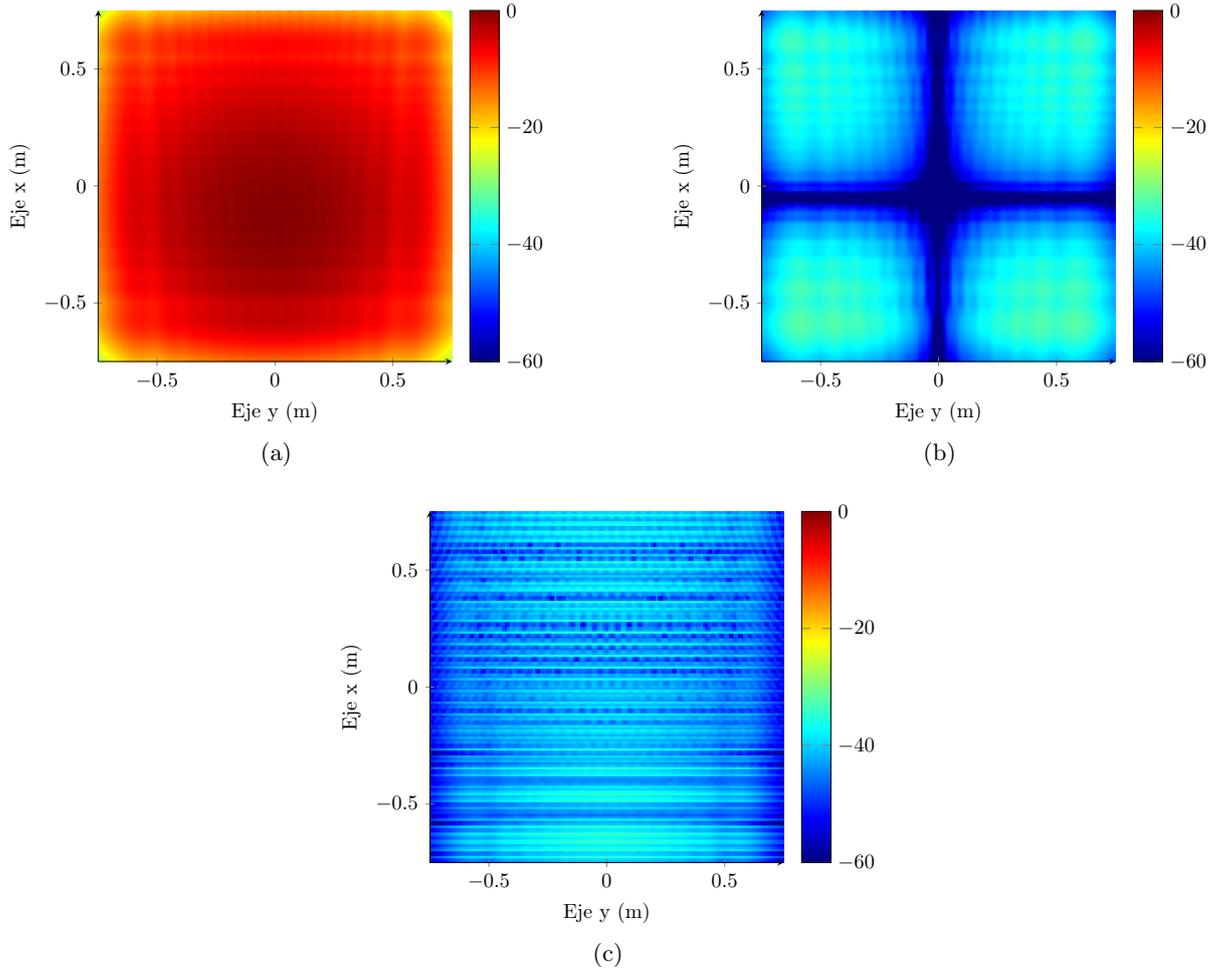


Figura 4.7: Amplitud relativa de las componentes para la polarización X a 1 m. del centro del reflectarray. (a) Componente \hat{x} . (b) Componente \hat{y} . (c) Componente \hat{z} .

En cuanto a la fase, el error también aumenta a medida que se calcula el campo a distancias más cercanas. Sin embargo, los puntos con más error se sitúan en bordes del plano considerado, lo que no afectará al cálculo de la zona quieta. En la Figura 4.8 puede verse este fenómeno. En lugar de considerar la máxima diferencia, hay que considerar el rizado del error en la zona central. En este caso, el error pasaría de 14.3° a ser inferior a 4° , como puede verse en la representación de los cortes principales.

Con todo lo visto el programa desarrollado predice con un error muy bajo el campo radiado por el reflectarray en cualquier punto del espacio. Además, a mayor distancia, menor será el error. Para el caso en que se quiera analizar el campo muy cercano (zona de Fresnel o más cerca), el error en la componente de interés es muy pequeño, mientras que el error para las

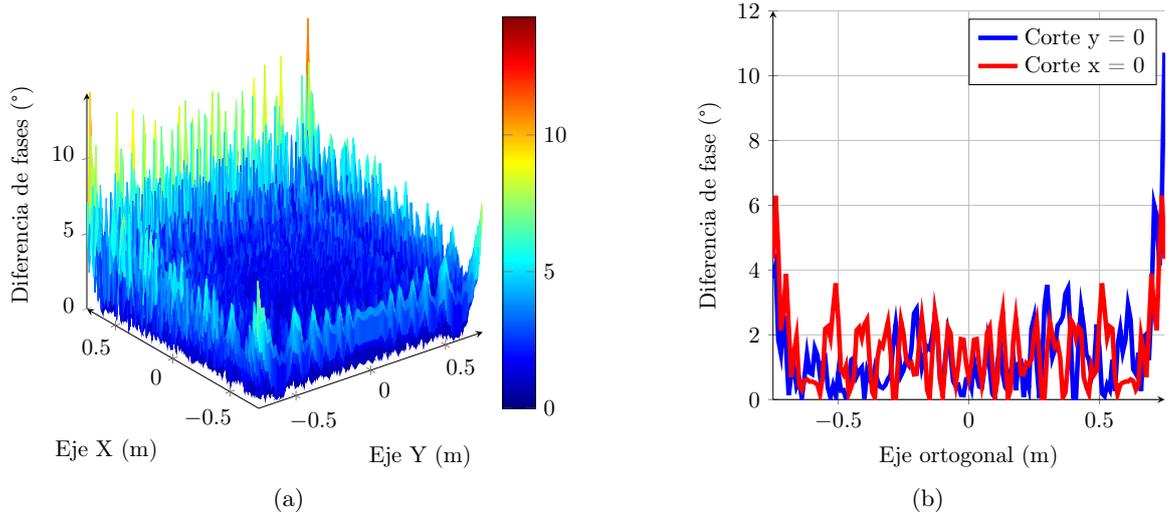


Figura 4.8: Diferencia de fases de la componente \hat{x} y polarización X a 1 m. del centro del reflectarray. (a) En todo el plano. (b) Cortes principales de la representación mostrada en (a).

componentes cruzada y longitudinal ya es más importante, si bien es cierto que la amplitud de la componente cruzada obtiene unos valores aceptables. No obstante, para el análisis de la zona quieta solamente se requiere el análisis de la componente de interés (\hat{x} para la polarización X e \hat{y} para la polarización Y), y se ha visto como los errores obtenidos tanto en amplitud como en fase son muy bajos. Además, en fase, los errores más grandes se producen en los bordes del plano considerado (hay que recordar que el tamaño del plano donde se ha calculado el campo es igual que el de la abertura equivalente, cf. Figura 3.1), siendo la zona de interés el centro del plano, donde estará contenida la zona quieta y donde el error es mínimo. Así pues, se considera que el programa desarrollado es apto y queda por tanto validado.

4.4.— CÁLCULO DE LA ZONA QUIETA

Una vez se ha obtenido el campo radiado por un reflectarray en un plano del espacio hay que pasar a analizarlo. Como ya se ha comentado en la introducción, la zona quieta es un volumen del espacio en el que el campo radiado por la antena presenta ciertas características que lo hacen adecuado para la medida de diagramas de radiación. El campo radiado en la zona quieta se comporta aproximadamente como una onda plana, es decir, tiene características de onda plana pero no en campo lejano, que es donde se suelen formar, sino en campo cercano. Las restricciones que se suelen imponer son tener un rizado de 10° ($\pm 5^\circ$) en fase y de 1 dB en amplitud [23]. Para analizar la zona quieta se obtendrá el campo cercano en planos paralelos y perpendiculares a la dirección de apuntamiento del reflectarray, tal y como muestra la Figura 4.1. Dichos planos tendrán un tamaño máximo en los ejes x e y igual al tamaño de la abertura equivalente de la antena, ya que la zona quieta nunca superará dicho tamaño. Además, a la hora de calcular dichos planos habrá que tener en cuenta ciertos aspectos. Primero, hay que respetar la zona de validez del campo radiado obtenido. Anteriormente se comentó que habría que calcular el campo cercano a una distancia donde se considera el campo lejano de los parches del reflectarray. A este respecto, la distancia dada por la ecuación (4.1) habría que considerarla a partir del parche más alejado en el eje z (cf. Figura 4.1). Sin embargo, para casos prácticos también hay que tener en cuenta el punto focal para evitar radiación directa del alimentador, por lo que la distancia mínima para calcular la zona quieta será la máxima de las dos. No obstante, en los análisis teóricos, como el campo radiado se obtiene a partir del campo reflejado en la superficie del reflectarray, se

podría analizar la forma del campo cercano radiado entre la abertura y el plano focal sin tener en cuenta la radiación directa.

El campo obtenido en los diferentes planos tendrá un aspecto similar a los que se muestran en la sección de validación del programa desarrollado. Sin embargo, el análisis usando dicha representación es complicado, por lo que se analizarán los cortes principales, en fase y amplitud, para obtener el tamaño de la zona quieta. Como ejemplo se muestra en la Figura 4.9 dos gráficas del cálculo de la zona quieta en amplitud y fase con líneas que la delimitan según las restricciones expuestas anteriormente. Se trata de la representación del corte principal de un plano en $z = 1$ m. para $y = 0$.

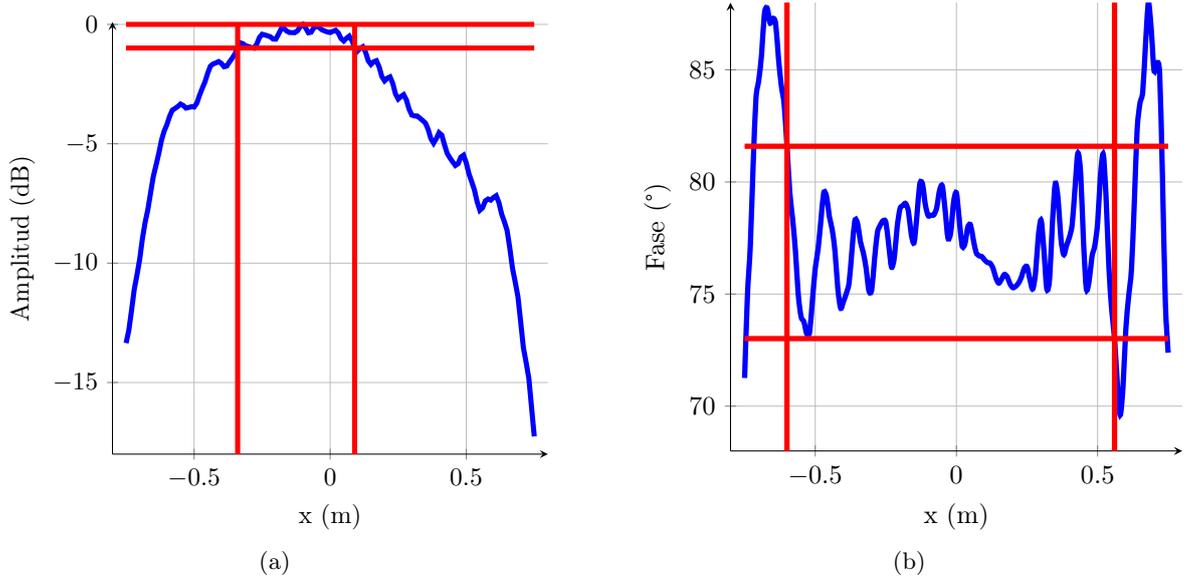


Figura 4.9: Ejemplos de zona quieta. (a) En amplitud. (b) En fase.

Con el tamaño de la zona quieta en los dos cortes principales se obtendrán sus dimensiones en un plano. Después se puede calcular para distintos planos y ver su evolución en todo el espacio. En el siguiente capítulo se estudiará su evolución no solo con la distancia al reflectarray, sino también en función de los parámetros de diseño de la antena.

4.5.— COMPARACIÓN CON UN REFLECTOR PARABÓLICO EQUIVALENTE

Para comprobar si los reflectarrays son un serio candidato a sustituir a los reflectores parabólicos en aplicaciones de CATR, se compararán los campos cercanos radiados por ambas antenas. Se comparará el reflectarray con su sistema parabólico equivalente (cf. Figura 3.1). La configuración escogida ha sido la misma que para la validación del programa desarrollado. Para el cálculo del campo cercano radiado por el reflector parabólico se ha usado GRASP9, configurando el plano donde se va a calcular el campo cercano a la misma distancia que en el caso del reflectarray. A este respecto cabe señalar que las referencias empleadas en cada caso son diferentes. En el caso del reflectarray se calculan planos a cierta distancia del centro del reflectarray, por lo que no se puede usar esta referencia en el caso del reflector parabólico. En su lugar, se obtienen las coordenadas absolutas del centro del reflectarray y se obtiene la distancia en z (cf. Figura 3.1) en el sistema de coordenadas global donde se calculará el campo cercano, para emplear dicha distancia en GRASP9.

En las Figuras 4.10, 4.11, 4.12 y 4.13 se muestra la comparación entre los campos cercanos radiados por un reflectarray y su reflector parabólico equivalente para dos distancias diferentes (2 y 3 m. desde el centro del reflectarray). Los cortes en los planos principales se han realizado de la misma forma para ambos casos. Primero, en $y = 0$ se realiza un corte a lo largo de x en amplitud, obteniendo la posición del máximo. Luego, para ese valor de x , se realiza un corte en y , tanto para amplitud como en fase. Como se puede observar, los resultados son muy similares en ambos casos. La diferencia más notable es el desplazamiento del máximo en el plano asimétrico en el caso del reflectarray, efecto que no se da en el reflector parabólico. Esto se produce ya que el reflectarray se ha simulado cumpliendo la condición de Targonski, por lo que la bocina no apunta al centro del reflectarray, mientras que sí apunta al centro del reflector parabólico. A medida que la onda se aleja de la antena, el máximo en amplitud del reflectarray se va centrando, por lo que a mayor distancia, las similitudes entre ambos sistemas aumenta.

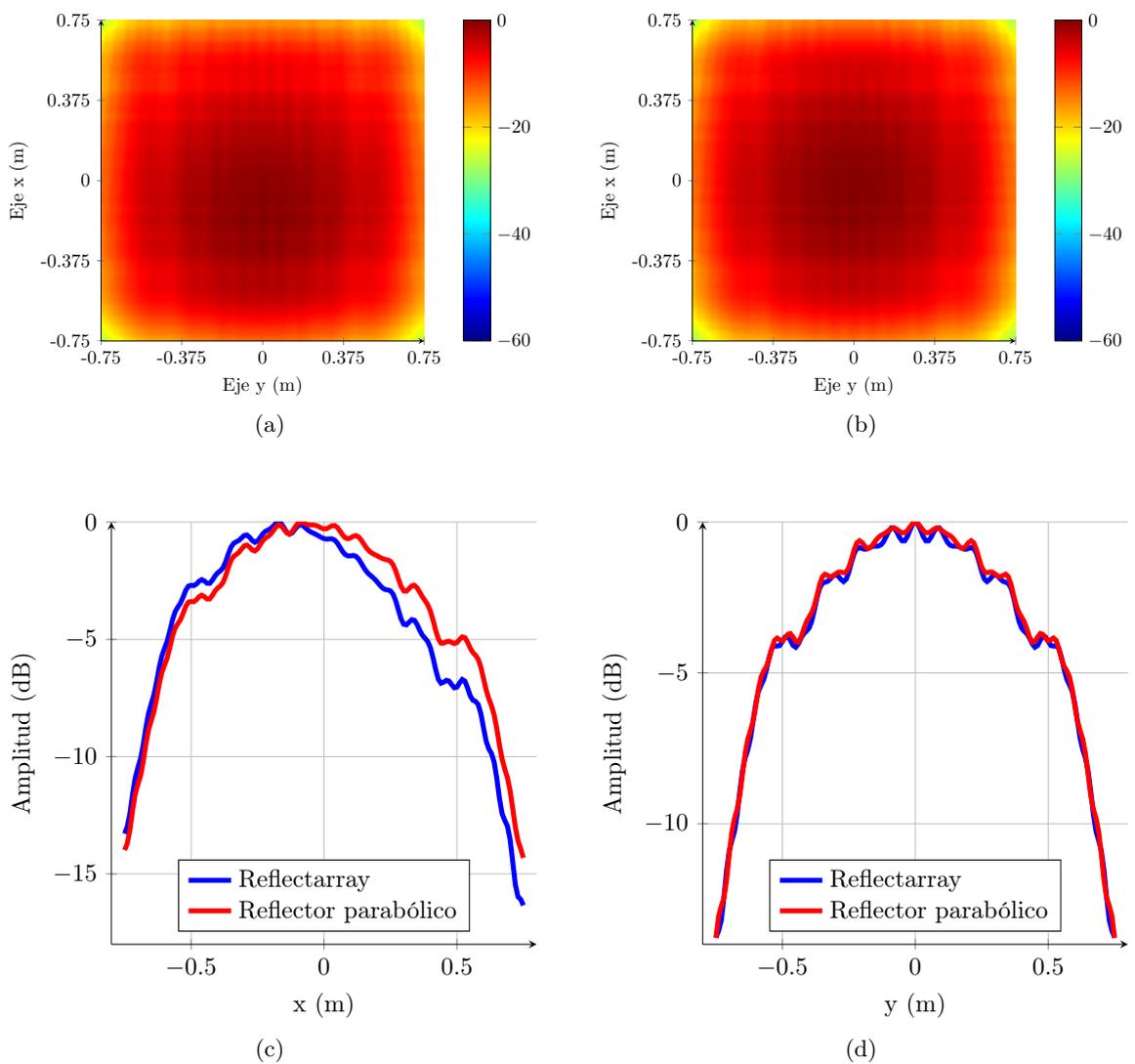


Figura 4.10: Comparación de la amplitud del campo cercano entre un reflectarray y el reflector parabólico equivalente a 2 m. del centro del reflectarray. (a) Amplitud del campo cercano radiado por el reflectarray y (b) por el reflector parabólico. (c) Corte en el plano asimétrico y (d) simétrico.

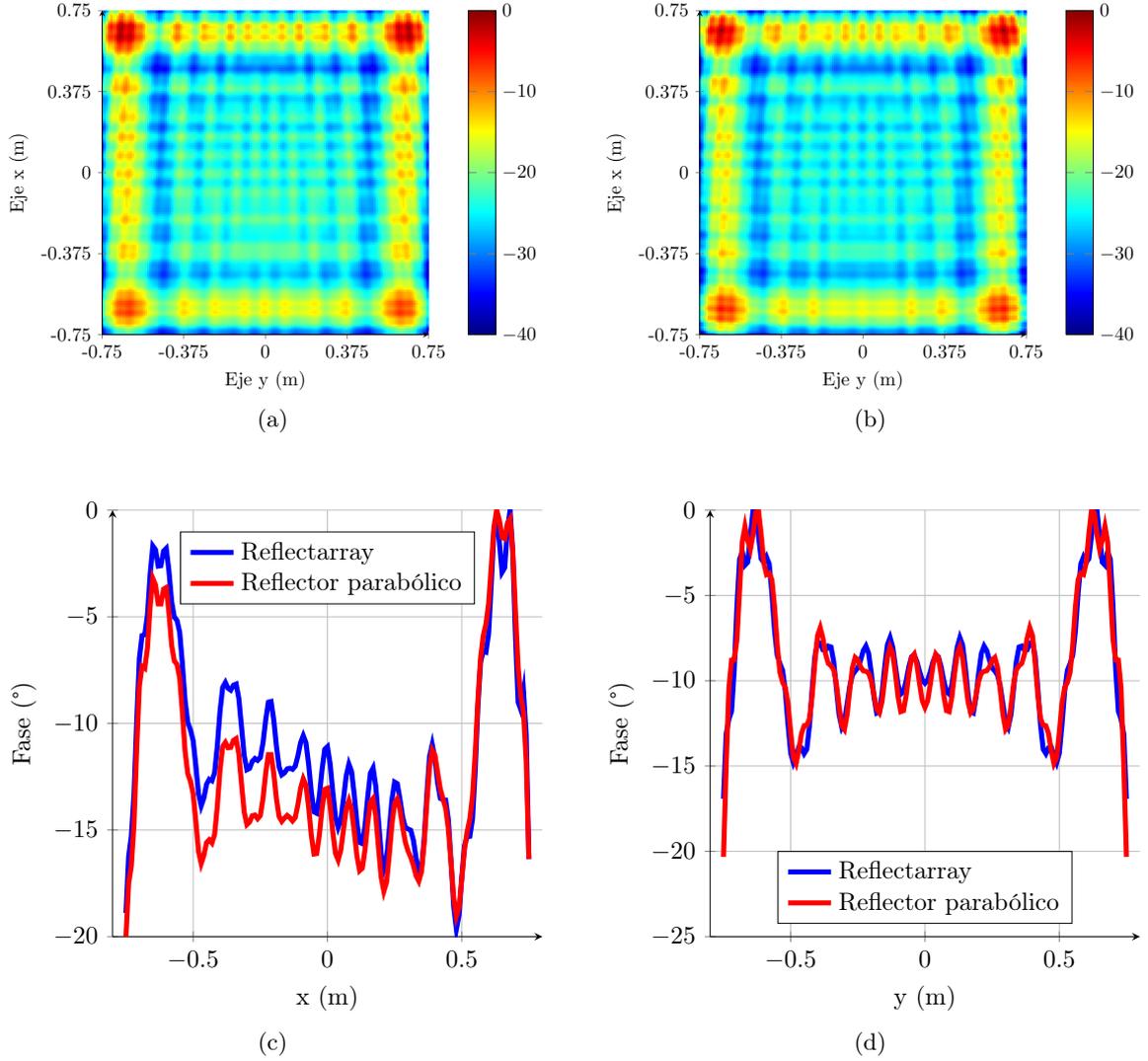


Figura 4.11: Comparación de la fase del campo cercano entre un reflectarray y el reflector parabólico equivalente a 2 m del centro del reflectarray. (a) Fase del campo cercano radiado por el reflectarray y (b) por el reflector parabólico. (c) Corte en el plano asimétrico y (d) simétrico.

En las Tablas 4.3 y 4.4 se recogen los tamaños de la zona quieta para los dos casos. Los tamaños obtenidos son similares, si bien las mayores diferencias se dan en el plano asimétrico, donde el tamaño de la zona quieta del reflector parabólico es ligeramente superior a la del reflectarray.

	Corte en x		Corte en y	
	<i>Amplitud</i>	<i>Fase</i>	<i>Amplitud</i>	<i>Fase</i>
Reflectarray	390 mm.	1 000 mm.	440 mm.	1 140 mm.
Reflector Parabólico	390 mm.	1 090 mm.	460 mm.	1 120 mm.

Tabla 4.3: Tamaño de la zona quieta a 2 m. del centro del reflectarray.

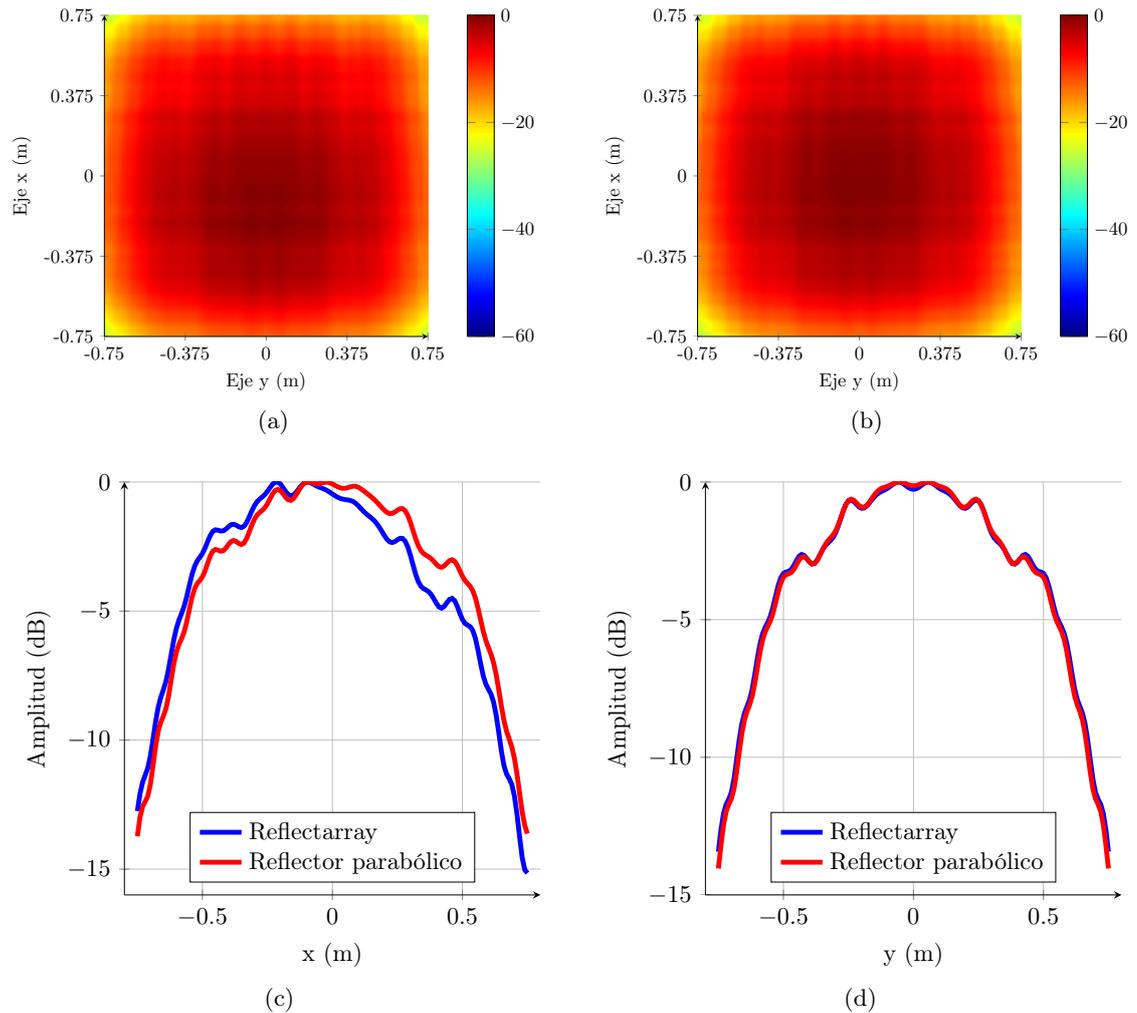


Figura 4.12: Comparación de la amplitud del campo cercano entre un reflectarray y el reflector parabólico equivalente a 3 m. del centro del reflectarray. (a) Amplitud del campo cercano radiado por el reflectarray y (b) por el reflector parabólico. (c) Corte en el plano asimétrico y (d) simétrico.

	Corte en x		Corte en y	
	<i>Amplitud</i>	<i>Fase</i>	<i>Amplitud</i>	<i>Fase</i>
Reflectarray	400 mm.	1 110 mm.	520 mm.	1 080 mm.
Reflector Parabólico	450 mm.	1 110 mm.	520 mm.	1 080 mm.

Tabla 4.4: Tamaño de la zona quieta a 3 m. del centro del reflectarray.

4.6.— MEDIDAS DEL CAMPO CERCANO DE UN REFLECTARRAY

Con el reciente desarrollo de un rango plano rectangular de campo cercano [90], es posible la medida del campo cercano de reflectarrays en las instalaciones del grupo de investigación TSC-UNIOVI donde se ha realizado la presente Tesis de Máster. El reflectarray medido está diseñado para funcionar en polarización dual a 20 y 30 GHz., para lo que emplea dos bocinas, una para polarización horizontal con centro de fases en $(-85, 0, 180)$ mm. a 20 GHz. y otra para

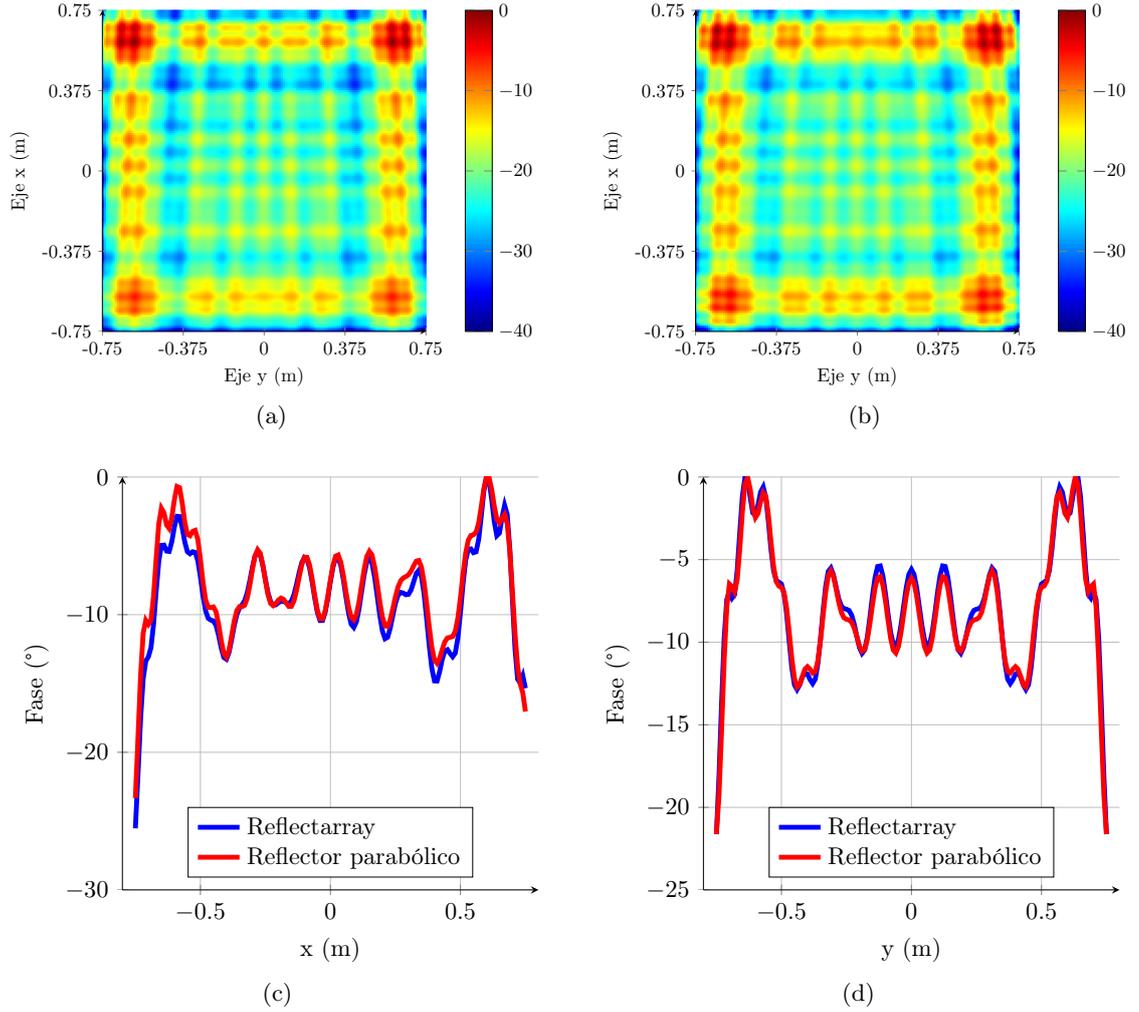


Figura 4.13: Comparación de la fase del campo cercano entre un reflectarray y el reflector parabólico equivalente a 3 m del centro del reflectarray. (a) Fase del campo cercano radiado por el reflectarray y (b) por el reflector parabólico. (c) Corte en el plano asimétrico y (d) simétrico.

polarización vertical con centro de fases en $(-40, 0, 195)$ mm. La periodicidad de la celda es de $6 \text{ mm.} \times 5 \text{ mm.}$ para evitar *grating lobes*. El reflectarray está formado por 30×36 elementos (1080 en total). El sustrato empleado es el Arlon CuClad 233LX (cf. Tabla 6.1). La antena radia con un ángulo $\theta_0 = 20^\circ$ a ambas frecuencias, por lo que para realizar medidas en planos perpendiculares a la dirección de radiación es necesario inclinar la antena 20° respecto a la horizontal. La descripción detallada y el proceso de diseño del reflectarray medido se pueden encontrar en [48]. En la Figura 4.14 se muestran fotos del sistema empleado para realizar las medidas. Se realizaron medidas del campo cercano a 20 GHz. en dos planos, a 391 mm. y 291 mm. del centro del reflectarray.

Tanto el sistema de adquisición, como el soporte y la antena añaden cierta incertidumbre sobre las medidas realizadas. Por una parte, el suelo sobre el que se sitúa el rango de medida está ligeramente inclinado. Además, el soporte del reflectarray que lo inclina 20° presenta una tolerancia de inclinación de $\pm 0.1^\circ$ aproximadamente. Finalmente, debido a la tolerancia en la fabricación del reflectarray, puede que éste no apunte exactamente en la dirección esperada, sino que esté ligeramente desviado. Por otra parte, en las simulaciones no se tienen en cuenta el efecto de la bocina alimentadora, ni de la estructura ni del efecto de bordes en el reflectarray. Todos estos factores resultarán en ciertas diferencias entre simulaciones y medidas.

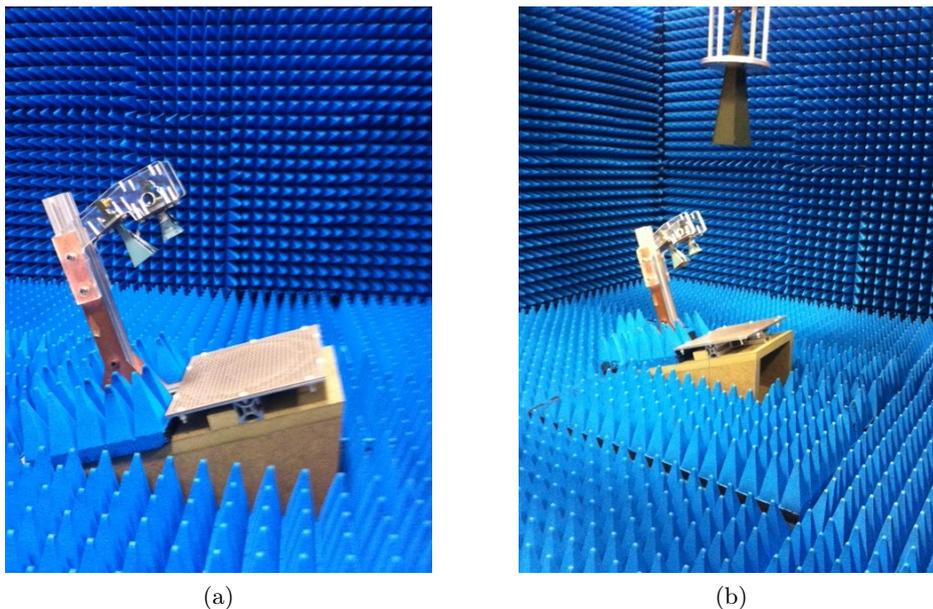


Figura 4.14: Fotos del sistema empleado en la medida del reflectarray.

En la Figura 4.15 se muestra una comparación entre medidas y simulación para el plano a 391 mm. Se han realizado dos simulaciones, una con celdas ideales y otra con parches reales. Las amplitudes se han normalizado para una mejor comparación. Todos los planos mostrados tienen el mismo tamaño, aunque sus ejes difieran, pues en el caso de las medidas éstos corresponden a las coordenadas absolutas de posición del brazo robótico del sistema de medida [90] mientras que en las simulaciones las coordenadas se toman desde el centro del reflectarray, estando el plano inclinado 20° en θ respecto al reflectarray (cf. Figura 4.1). Las gráficas correspondientes a las medidas son las Figuras 4.15(e) y 4.15(f), y, respecto a las mismas, la bocina y el brazo soporte están situados en el eje x hacia coordenadas más pequeñas.

Para poder comparar mejor el campo cercano simulado y medido, en las Figuras 4.16 y 4.17 se muestran los cortes principales de los resultados mostrados en la Figura 4.15, así como una ampliación de la zona de interés de las gráficas. Además, en la Tabla 4.5 se muestran los correspondientes tamaños de la zona quieta en amplitud y fase. Atendiendo a las gráficas de las Figuras 4.16 y 4.17, las diferencias entre medidas y simulación se deben a las fuentes de incertidumbre comentadas anteriormente. Además, en el corte simétrico de la fase puede verse como la gráfica de la fase medida en lugar de ser simétrica tiene una ligera inclinación. Esto es un indicio de que el plano en el que se midió el campo cercano no es perpendicular a la dirección de apuntamiento.

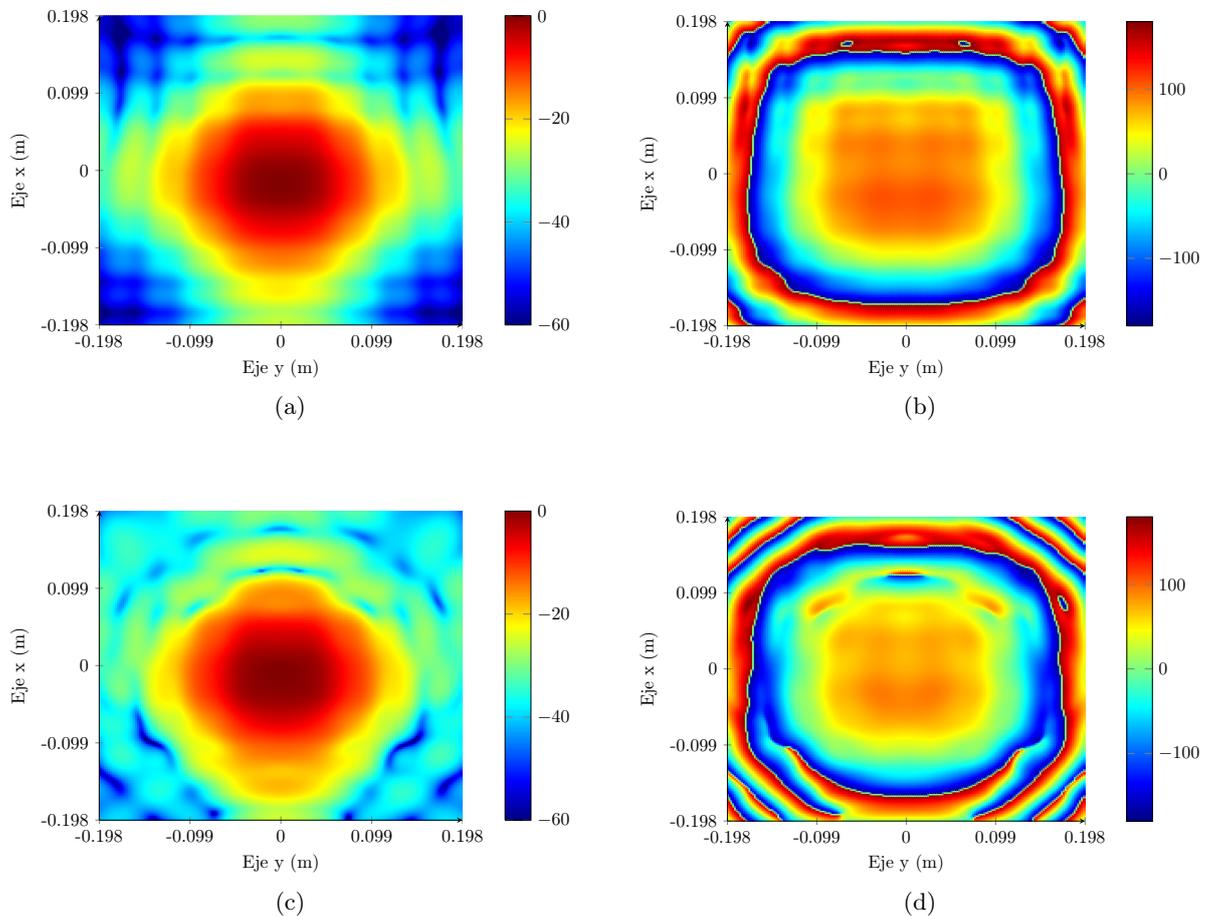
	TAMAÑO ZONA QUIETA			
	Amplitud		Fase	
	<i>Corte asim.</i>	<i>Corte sim.</i>	<i>Corte asim.</i>	<i>Corte sim.</i>
Medidas	54 mm.	62 mm.	118 mm.	137 mm.
Celdas ideales	47 mm.	61 mm.	57 mm.	109 mm.
Parches reales	48 mm.	67 mm.	52 mm.	107 mm.

Tabla 4.5: Tamaño de la zona quieta para el campo medido y simulado para los dos cortes principales para el plano a 391 mm. del centro del reflectarray.

En las Figuras 4.18 , 4.19 y 4.20 y en la Tabla 4.6 se muestran los resultados para el plano medido a 291 mm. del centro del reflectarray. Los resultados de las medidas son similares, aunque en la simulación presentan más distorsión por haber calculado el campo cercano más cerca de la antena. No obstante, también se observa como la fase en el corte asimétrico presenta la misma pendiente tanto en medidas como en simulación (aunque esta última con un rizado de más amplitud). En cualquier caso, en los dos planos medidos se observa como el campo está más disperso que en las simulaciones, provocando que la zona quieta sea más grande en el corte del plano asimétrico, aunque parecida en el simétrico.

	TAMAÑO ZONA QUIETA			
	Amplitud		Fase	
	<i>Corte asim.</i>	<i>Corte sim.</i>	<i>Corte asim.</i>	<i>Corte sim.</i>
Medidas	54	57	93	133
Celdas ideales	31	65	59	129
Parches reales	42	70	46	120

Tabla 4.6: Tamaño de la zona quieta para el campo medido y simulado para los dos cortes principales para el plano a 291 mm. del centro del reflectarray. Datos en milímetros.



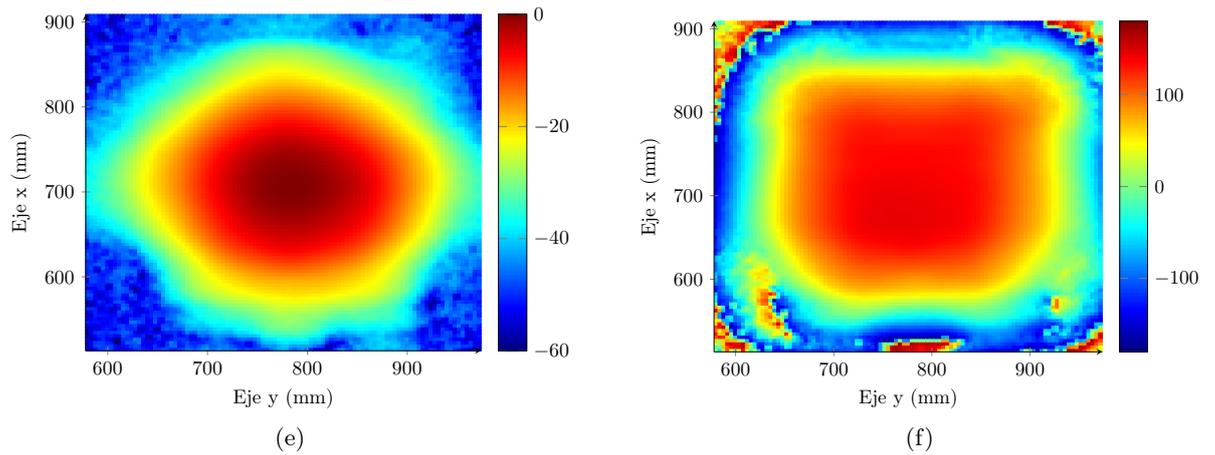


Figura 4.15: Para un plano a 391 mm. del centro del reflectarray, comparación de la amplitud y fase entre la (a), (b) simulación con celdas ideales; (c), (d) simulación con parches reales; y (e), (f) medidas.

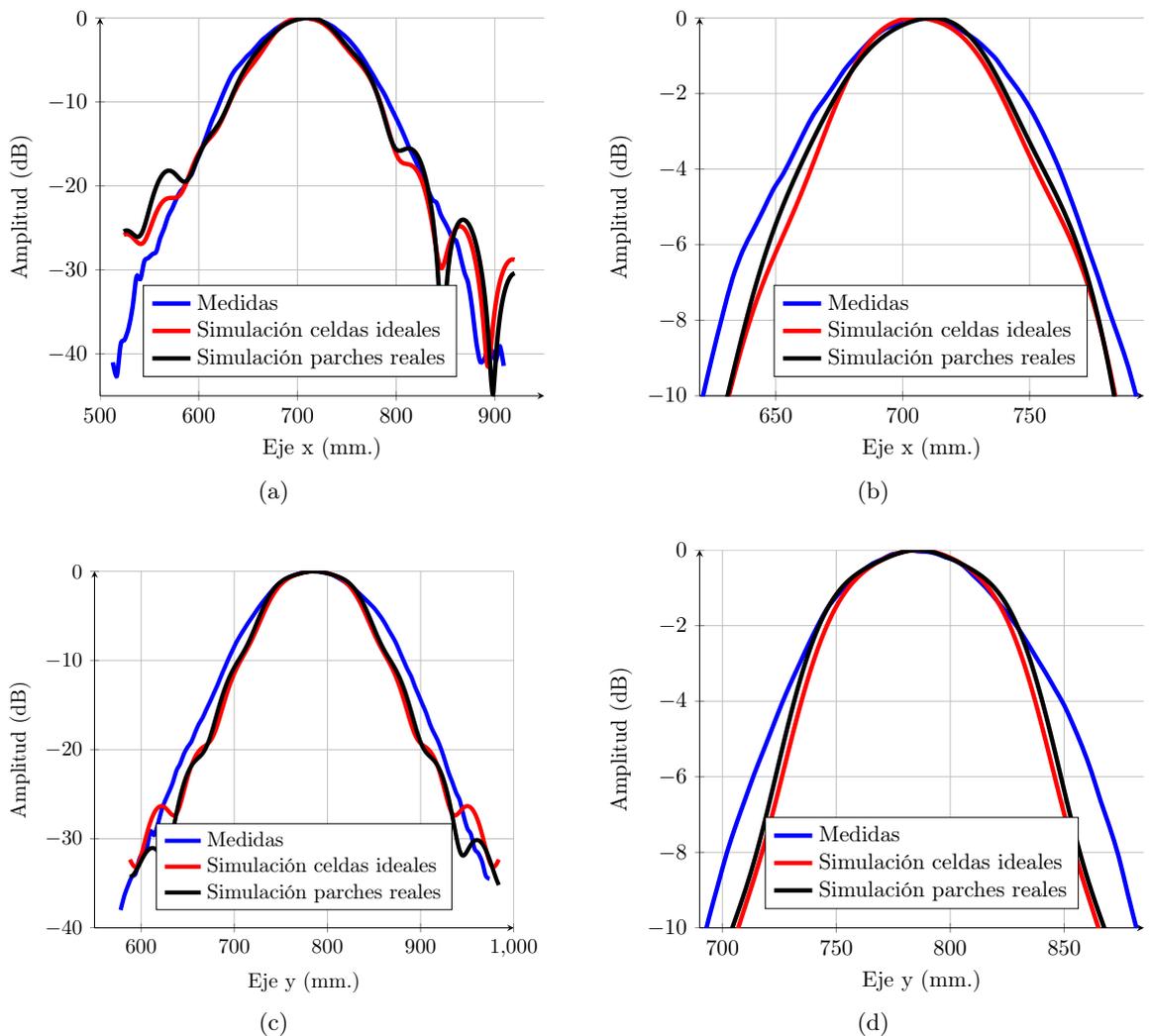


Figura 4.16: Para un plano a 391 mm. del centro del reflectarray, cortes principales comparando simulaciones y medidas de la amplitud. (a) Corte en el plano asimétrico. (b) Ampliación del anterior. (c) Corte en el plano simétrico. (d) Ampliación del anterior.

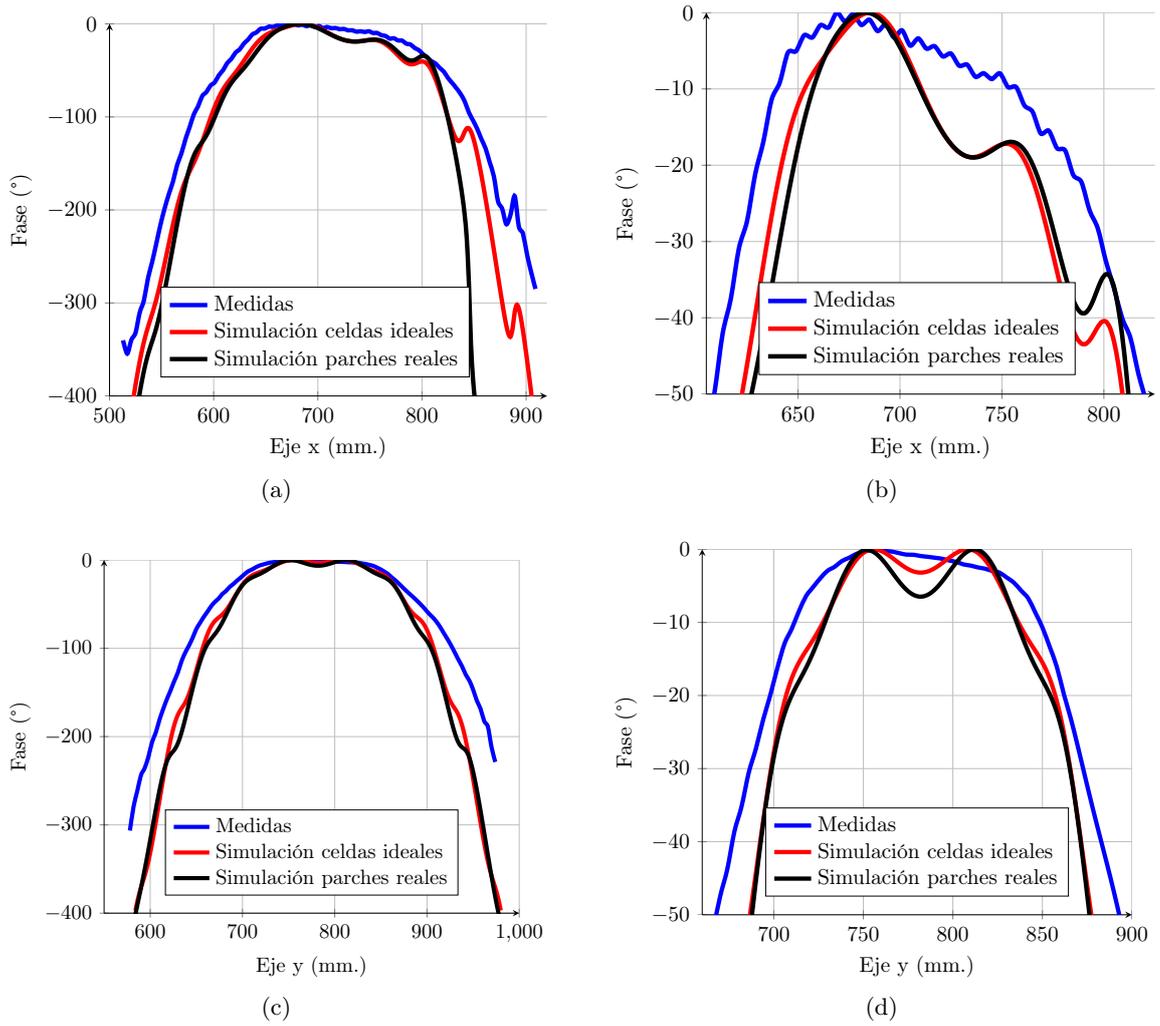
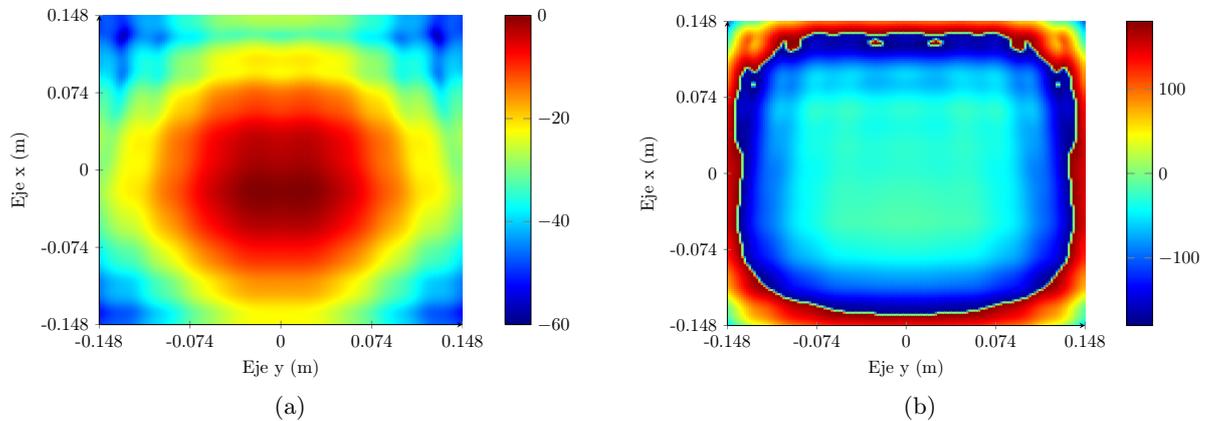


Figura 4.17: Para un plano a 391 mm. del centro del reflectarray, cortes principales comparando simulaciones y medidas de la fase. (a) Corte en el plano asimétrico. (b) Ampliación del anterior. (c) Corte en el plano simétrico. (d) Ampliación del anterior.



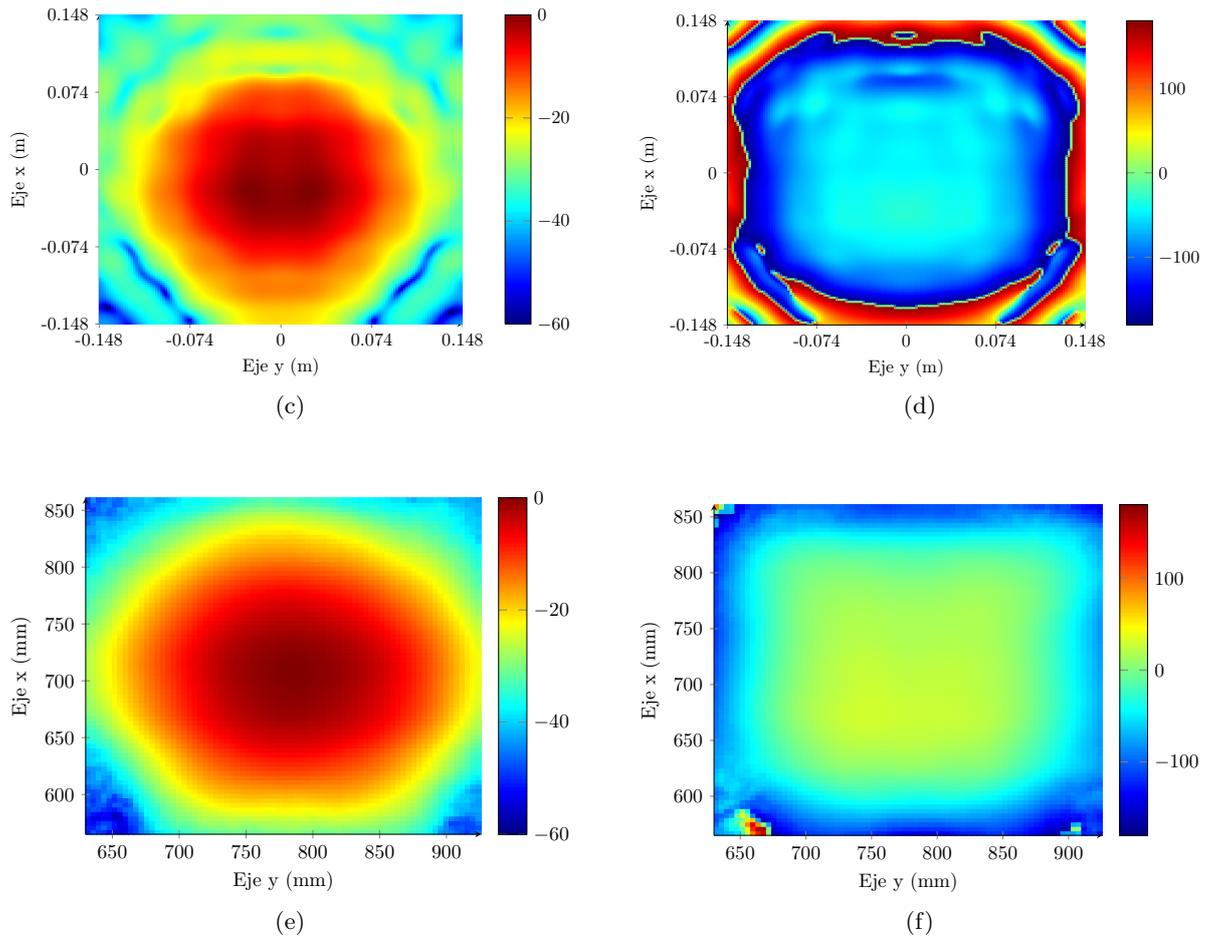
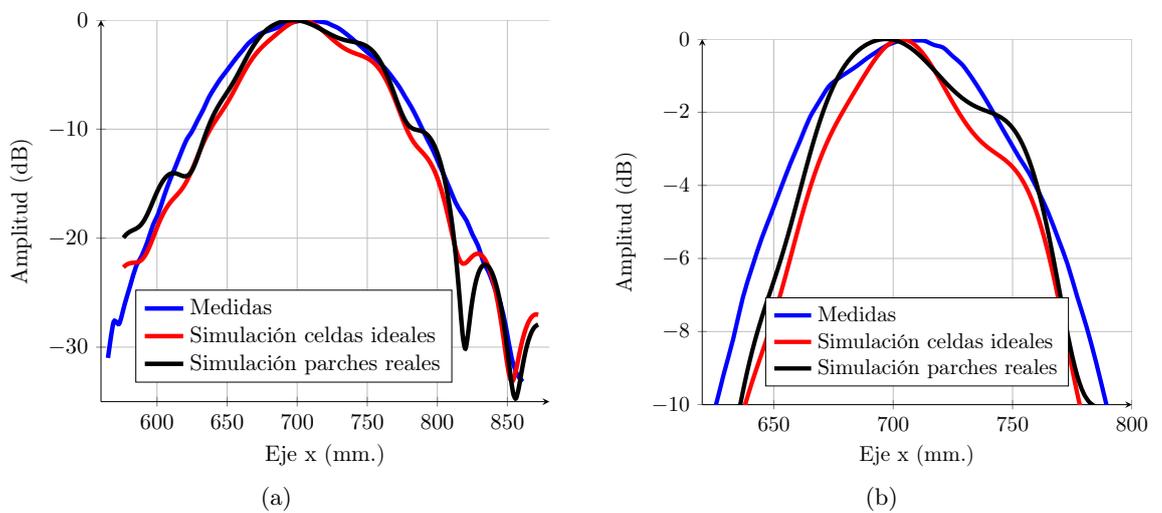


Figura 4.18: Para un plano a 291 mm. del centro del reflectarray, comparación de la amplitud y fase entre la (a), (b) simulación con celdas ideales; (c), (d) simulación con parches reales; y (e), (f) medidas.



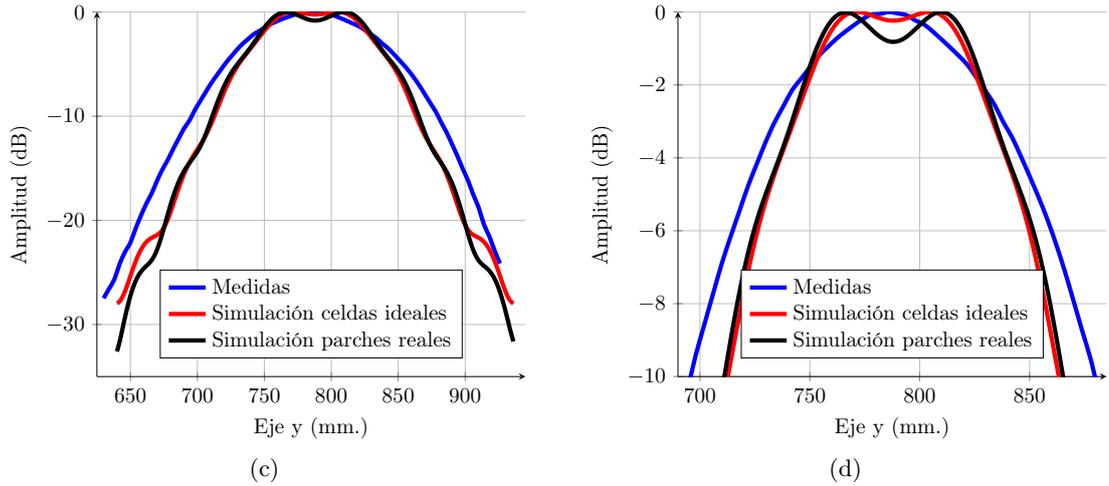


Figura 4.19: Para un plano a 291 mm. del centro del reflectarray, cortes principales comparando simulaciones y medidas de la amplitud. (a) Corte en el plano asimétrico. (b) Ampliación del anterior. (c) Corte en el plano simétrico. (d) Ampliación del anterior.

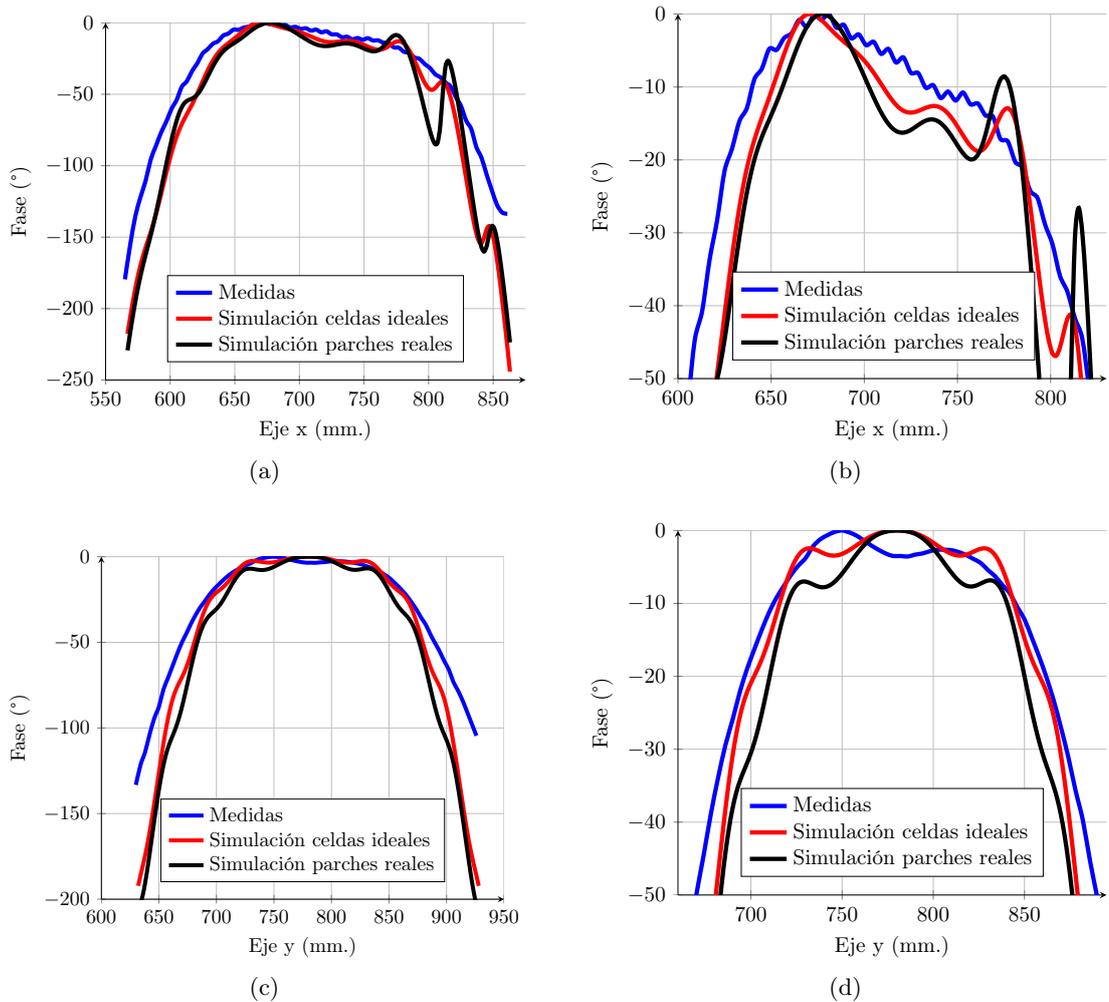


Figura 4.20: Para un plano a 291 mm. del centro del reflectarray, cortes principales comparando simulaciones y medidas de la fase. (a) Corte en el plano asimétrico. (b) Ampliación del anterior. (c) Corte en el plano simétrico. (d) Ampliación del anterior.

Capítulo 5

Estudio paramétrico de la zona quieta

5.1.— INTRODUCCIÓN

En el capítulo 3 se mostró la geometría del sistema parabólico equivalente y los parámetros de diseño del mismo que afectan al sistema reflectarray. Además, en el capítulo 4 se desarrolló un programa de simulación que calcula el campo radiado por el reflectarray en cualquier punto del espacio donde el campo sea válido según el segundo principio de equivalencia. A partir del campo cercano obtenido se podía calcular el tamaño de la zona quieta en amplitud y fase sin más que realizar los cortes principales a un plano perpendicular al ángulo de apuntamiento de la antena teniendo en cuenta las restricciones de rizado.

En este capítulo se llevará a cabo un análisis paramétrico del tamaño de la zona quieta para estudiar como varía en función de los parámetros de diseño y poder optimizarla a la hora de realizar un diseño. La forma de proceder será fijar todos los parámetros a un determinado valor y realizar barridos de uno en uno. Los parámetros a considerar serán los siguientes.

- **D**: tamaño de la abertura equivalente. Se establece su valor por defecto a 50λ .
- **F/D**: uno de los parámetros descriptivos de los sistemas de reflectores parabólicos. Relaciona la distancia focal con el tamaño de la abertura. Su valor por defecto será 1.
- **C**: el *clearance* es la elevación vertical del reflector respecto del plano YZ (cf. Figura 3.1) para evitar el bloqueo del alimentador en el haz reflejado. Su valor por defecto será 0.1 m.
- **(a,b)**: periodicidad del reflectarray (tamaño de la celda unidad). Su valor por defecto será de $a = b = 0.5\lambda$, por lo que se garantiza la ausencia de *grating lobes*.
- **Táper**: iluminación en la superficie del reflectarray. Al tratarse de un sistema descentrado, la iluminación no será simétrica en la superficie del reflectarray, por lo que el valor del táper se calculará como la diferencia del máximo de amplitud menos la media de la máxima iluminación en los cuatro bordes del reflectarray rectangular. Su valor por defecto será de 14 dB.

Hay que reseñar que al realizar análisis paramétricos de algunos de los parámetros se modifican otros, por lo que hay que reajustarlos para que permanezcan constantes. Por ejemplo, al hacer un barrido en D el táper en bordes del reflectarray cambiará, por lo que habrá que reajustarlo para que la iluminación siga siendo de 14 dB. Al variar D también es necesario mantener la relación F/D constante, por lo que irá cambiando la distancia focal. Por otra parte, al estar analizando un problema puramente geométrico, todos los resultados obtenidos son trasladables en frecuencia, por lo que no es necesario realizar un barrido en frecuencia y se fijará su valor en $f = 10$ GHz., para el que se obtiene una longitud de onda de $\lambda = 30$ mm.

El estudio paramétrico de la zona quieta no se limitará a calcular el tamaño a una sola distancia, sino que se realizará en un rango de distancias para ver la evolución de su tamaño con la distancia a medida que se aleja del reflector. A este respecto cabe señalar que las distancias de los planos donde se calculará el campo cercano toman como referencia el centro del reflectarray, por lo que la distancia mínima a considerar será aquella tal que el plano esté por detrás del foco, pero que también salve el extremo superior del reflectarray. En la práctica solo habrá que tener que cuenta la primera restricción, esto es, que esté detrás del foco, pues para que esta distancia sea más pequeña que la necesaria para salvar el extremo superior del reflectarray el parámetro F/D tendría que ser muy pequeño y C grande, respecto a los valores típicos de estos dos parámetros (por ejemplo, aquellos tomados como valores por defecto para realizar el estudio paramétrico).

5.2.— TAMAÑO DE LA ABERTURA D

Partiendo de un tamaño de $D = 50\lambda$ se hará un barrido para distintos tamaños para ver como evoluciona el tamaño de la zona quieta a diferentes distancias. Al variar D y mantener constante F/D , la distancia mínima cambiará al variar también la distancia focal F .

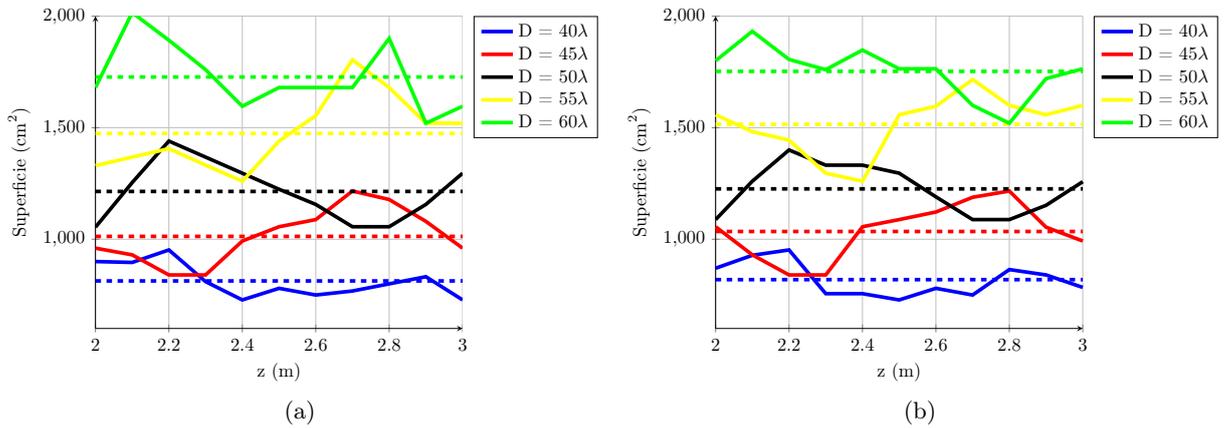


Figura 5.1: Tamaños de la zona quieta para varios tamaños de la abertura D en función de la distancia. En línea sólida: muestras obtenidas. En línea discontinua: tamaño medio para el D dado. (a) Polarización X. (b) Polarización Y.

Las gráficas de la Figura 5.1 se han obtenido multiplicando el tamaño de la zona quieta en los dos cortes principales, para estudiar su variación con la distancia y para varios tamaños de la abertura. Aunque la superficie de la zona quieta varía en función de la distancia a la que se obtiene, el tamaño medio obtenido para cada tamaño de la abertura muestra como la superficie de la zona quieta aumenta con D . En general, su tamaño se sitúa aproximadamente entre el 20–25% del tamaño de la abertura equivalente (D). Además, en la Figura 5.2 puede verse como el tamaño de la zona quieta aumenta aproximadamente de forma lineal a medida que aumenta D .

Con todo ello, se demuestra como a medida que el reflector que hace más grande, la zona quieta que genera aumenta en las mismas proporciones, por lo que si se desean zonas quietas grandes, el reflectarray a emplear deberá ser lo más grande posible, dentro de los límites impuestos por otros factores externos (como puedan ser instalaciones, tecnología de fabricación, etc.).

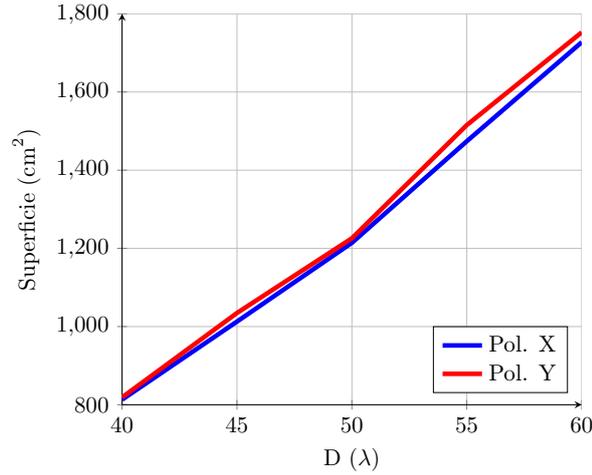


Figura 5.2: Evolución del tamaño medio de la zona quieta con el tamaño de la abertura equivalente D para las dos polarizaciones.

5.3.— RELACIÓN F/D

Ahora se tomará como base una relación $F/D = 1$ y se modificará para ver como evoluciona el tamaño de la zona quieta. Al permanecer constante el tamaño de la abertura D , se modificará la distancia focal. Esto hará que la iluminación varíe, por lo que habrá que ajustarla en cada simulación de forma que sea aproximadamente constante para los distintos valores de F/D .

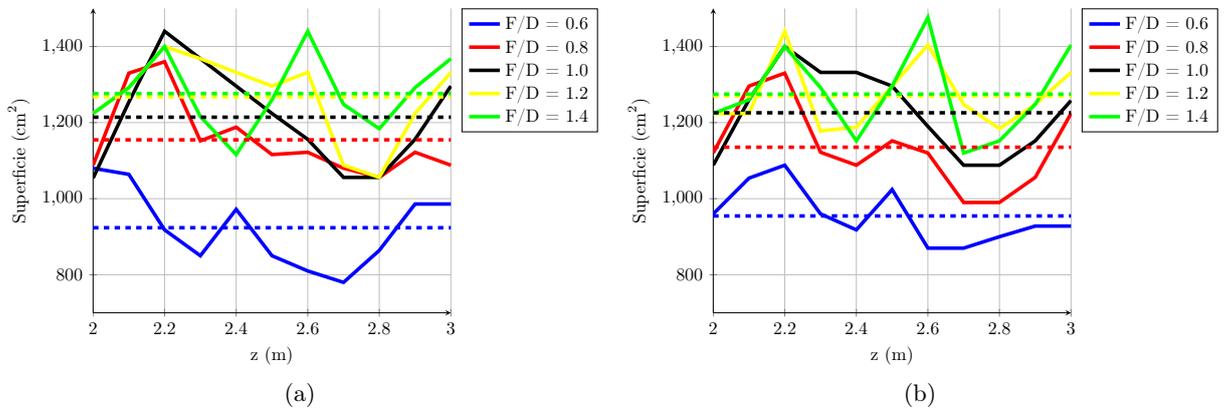


Figura 5.3: Tamaños de la zona quieta para varios valores de la relación F/D en función de la distancia. En línea sólida: muestras obtenidas. En línea discontinua: tamaño medio para el F/D dado. (a) Polarización X. (b) Polarización Y.

De las gráficas en la Figura 5.3 puede verse como el parámetro F/D también afecta al tamaño de la zona quieta, aunque esta vez no de forma lineal, como se puede observar en la Figura 5.4. A medida que el valor de F/D crece, la zona quieta mejora, aunque llega un momento en que el aumento de su tamaño es muy pequeño, y llegará un punto en el que deje de crecer, como puede deducirse de la inspección de la Figura 5.4. Además, como el tamaño de la zona quieta no varía de forma lineal con F/D , hay una zona en la que varía suavemente y un punto a partir del cual el tamaño se reduce drásticamente. La reducción del tamaño de la zona quieta desde $F/D = 1.4$ hasta $F/D = 0.8$ es menor que desde este último punto a $F/D = 0.6$. Además, el empleo de relaciones F/D muy pequeñas produce otro inconveniente añadido. Al reducir F/D aumenta el ángulo de incidencia θ_i sobre la superficie del reflectarray, lo que puede causar que

se originen armónicos superiores al fundamental en su superficie [91], que generan *grating lobes*¹. Si la periodicidad de la celda es igual o inferior a 0.5λ no se generarán *grating lobes*, pero si es superior, a medida que aumenta el ángulo de incidencia al disminuir F/D , más celdas en la superficie del reflectarray contribuirán a los *grating lobes*.

Con todo esto, a la hora de seleccionar valores adecuados para un sistema CATR, habría que descartar $F/D = 1.2$ ó 1.4 , pues la distancia focal es grande en comparación con el tamaño de la abertura D . Relaciones por debajo de 0.8 hacen que el tamaño de la zona quieta se vea seriamente degradado, además del potencial problema de generar *grating lobes*. Por ello, los valores más adecuados estarían comprendidos entre 0.8 y 1 . Se escogerían valores próximos a 0.8 si la compactación de la antena es muy importante, mientras que los valores cercanos a 1 serían adecuados si existe cierto margen para situar el alimentador un poco más lejos.

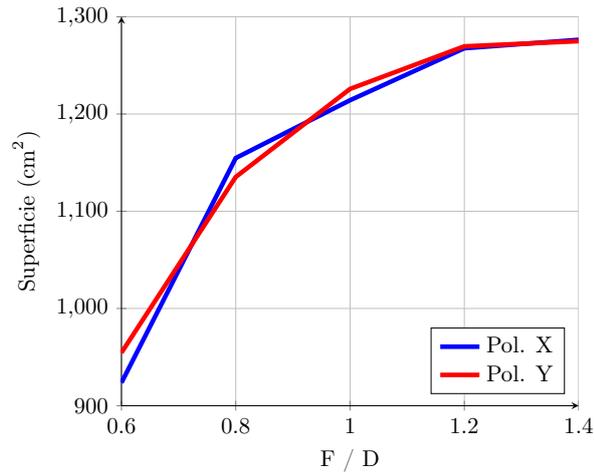


Figura 5.4: Evolución del tamaño medio de la zona quieta con diferentes valores de la relación F/D para las dos polarizaciones.

5.4.— CLEARANCE C

El *clearance* es un parámetro de los sistemas de antenas reflectoras descentradas para saber cual es la elevación del reflector sobre el plano YZ , en el caso de un sistema como el mostrado en la Figura 3.1. Típicamente se suelen escoger parámetros C pequeños, lo justo para evitar el bloqueo más un pequeño margen de seguridad. El aumento o disminución de este parámetro causará que, fijados el resto, el reflector se desplace sobre la curva del paraboloide que lo define. Como el punto focal está fijo, para valores de C muy altos en relación a la distancia focal F , el reflector se elevará por encima de éste llegando a sobrepasarlo en el eje z a medida que C aumenta. Además, para parábolas con F/D muy pequeños, el reflector parabólico se verá muy deformado para valores de C bajos. Por su parte, aunque el reflectarray es plano y está apoyado sobre el contorno del reflector parabólico equivalente, su posición e inclinación también se ven afectados por el *clearance*. A este respecto, en el último caso descrito (F/D y C bajos), el reflectarray está encima del foco y el ángulo de incidencia es muy grande, por lo que se podrían generar *grating lobes*.

¹El ángulo máximo de incidencia para que no se produzcan *grating lobes* depende de la periodicidad y longitud de onda (frecuencia). Suponiendo que $a = b$, se tendría [91]

$$\theta_{\max} = \arcsin\left(\frac{\lambda}{a} - 1\right).$$

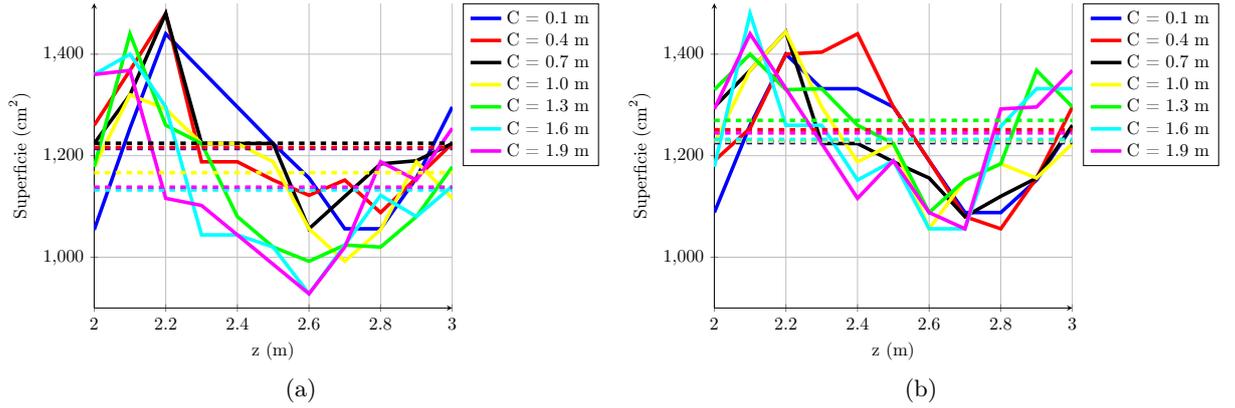


Figura 5.5: Tamaños de la zona quieta para varios valores del *clearance* en función de la distancia. En línea sólida: muestras obtenidas. En línea discontinua: tamaño medio para el *clearance* dado. (a) Polarización X. (b) Polarización Y.

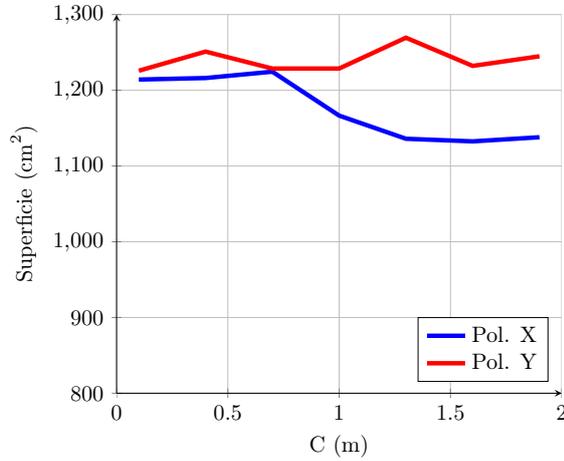


Figura 5.6: Evolución del tamaño medio de la zona quieta con diferentes valores del *clearance* para las dos polarizaciones.

En la Figura 5.6 puede verse la evolución del tamaño de la zona quieta para diferentes valores del *clearance*. Como puede verse, la tolerancia es bastante alta. Mientras que para la polarización Y el tamaño se mantiene constante en un rango de C desde 0.1 m. hasta 1.9 m., para la polarización X a partir de los 0.7 m. el tamaño medio disminuye. Esto se debe a la descomposición de la componente \hat{x} de la fuente de alimentación en el reflectarray en dos componentes, \hat{x} y \hat{z} . Para mayores valores de C , el ángulo de incidencia es mayor y la polarización más afectada por ello es la X. No obstante, en ninguna de estas simulaciones hay *grating lobes* por haber usado una periodicidad de 0.5λ .

5.5.— PERIODICIDAD DEL REFLECTARRAY

Al variar la periodicidad, si se quiere mantener el tamaño del reflectarray, el número de elementos (celdas o parches) variará. Así pues, al reducir la periodicidad, habrá más parches mientras que al aumentar la periodicidad, su número se verá reducido. El principal hándicap de tener periodicidades altas (superiores a media longitud de onda) es la contribución de algunos parches a la generación de *grating lobes*. Sin embargo, como ésto también depende del ángulo de incidencia del campo sobre el parche, puede minimizarse el efecto controlando otros parámetros, como puede

ser el *clearance* y la relación F/D (C bajos y F/D medios o altos). Para el caso bajo estudio, los valores por defecto de C y F/D hacen que muy pocos parches contribuyan a la generación de *grating lobes* para periodicidades mayores de 0.5λ , por lo que su efecto es insignificante a efectos prácticos.

Un beneficio colateral del posible uso de bajas periodicidades² es el aumento del ancho de banda de los reflectarrays [92]. Aunque dicho beneficio se ha demostrado para campo lejano (al igual que otros, como por ejemplo, la condición de Targonski [86]), podría beneficiar también las características del campo cercano haciendo que la zona quieta fuera más estable en un ancho de banda mayor.

Los resultados del estudio de la periodicidad pueden verse en las Figuras 5.7 y 5.8. Como se puede ver en la Figura 5.8, la periodicidad es un parámetro que no afecta significativamente al tamaño de la zona quieta, pues ésta se mantiene estable para diferentes valores de a y b . Por lo tanto, es recomendable que, siempre que se pueda, se empleen periodicidades iguales o inferiores a 0.5λ con el fin de evitar contribuciones a la generación de *grating lobes*.

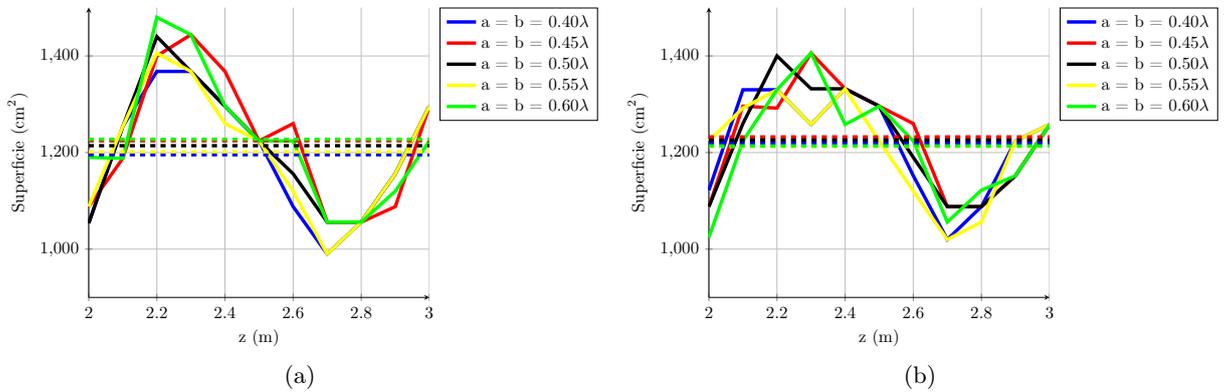


Figura 5.7: Tamaños de la zona quieta para varios valores de la periodicidad en función de la distancia. En línea sólida: muestras obtenidas. En línea discontinua: tamaño medio para la periodicidad dada. (a) Polarización X. (b) Polarización Y.

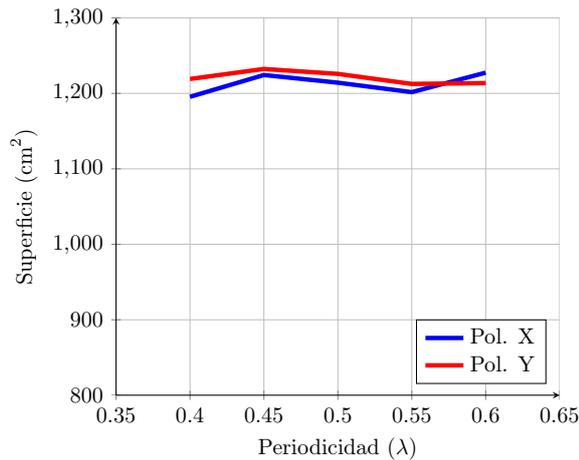


Figura 5.8: Evolución del tamaño medio de la zona quieta con diferentes valores de la periodicidad para las dos polarizaciones.

²La selección de una determinada periodicidad vendrá condicionada por el análisis de la celda unidad en un análisis MoM con sustratos reales, como se verá en el capítulo 6.

5.6.— TÁPER DE ILUMINACIÓN

El táper o iluminación mide la diferencia de nivel de campo entre el máximo y el mínimo en bordes del reflectarray. Para reflectores centrados, el valor óptimo de iluminación que maximiza la eficiencia de la antena se sitúa entorno a -10 dB. Sin embargo, para sistemas en los que la potencia es crítica y se desea reducir el *spillover*, se puede optar por iluminaciones del orden de -14 dB e incluso inferiores. Además, una iluminación baja en bordes permite reducir la difracción en bordes de la antena.

Para sistemas CATR interesa que la distribución en amplitud del campo en la superficie del reflector (bien sea parabólico o plano) sea lo más constante posible [3], de forma que el táper de la zona quieta en amplitud sea lo más plano posible, aumentando su tamaño. Hay dos formas de conseguirlo para un sistema de un solo reflector descentrado: emplear sistemas con grandes distancias focales (F/D grande) y emplear alimentadores poco directivos. El primer punto es insalvable, pues idealmente la distancia focal deber a ser infinita para tener un táper constante, y en todo caso, usar distancias focales grandes van en contra el principio de compactación del sistema CATR. No obstante, este punto queda patente en el análisis realizado del tamaño de la zona quieta con el parámetro F/D , en el que se vio como la zona quieta se hacía más grande a medida que F/D aumentaba. Sin embargo, la solución viable más práctica consiste en emplear un alimentador de baja directividad. En el caso de estudio se emplean bocinas con un modelo ideal $\cos^q(\theta)$ (cf. Apéndice A), por lo que se consiguen bocinas menos directivas haciendo q pequeño, reduciendo el táper en la superficie del reflectarray.

En las Figuras 5.9 y 5.10 se muestran los resultados del estudio para diversas iluminaciones. Se observa como partiendo de un táper alto de 14 dB y disminuyéndolo el tamaño de la zona quieta va en aumento hasta cierto punto. A partir de unos 8 dB, la zona quieta empieza a disminuir, en contra de lo esperado. El principal problema es el aumento del rizado, tanto en amplitud como en fase, para iluminaciones bajas. Aunque aumentan ambos rizados, el rizado en amplitud es el más crítico. De los resultados obtenidos queda claro que según el análisis teórico habr a que usar iluminaciones cercanas a la óptima (10 dB), para garantizar el tamaño máximo de la zona quieta. Usar un táper muy próximo a 8 dB podr a causar una disminución de su tamaño por fluctuaciones del rizado de la zona quieta ya que para esos niveles de iluminación el rizado se sitúa en el límite de definición de zona quieta.

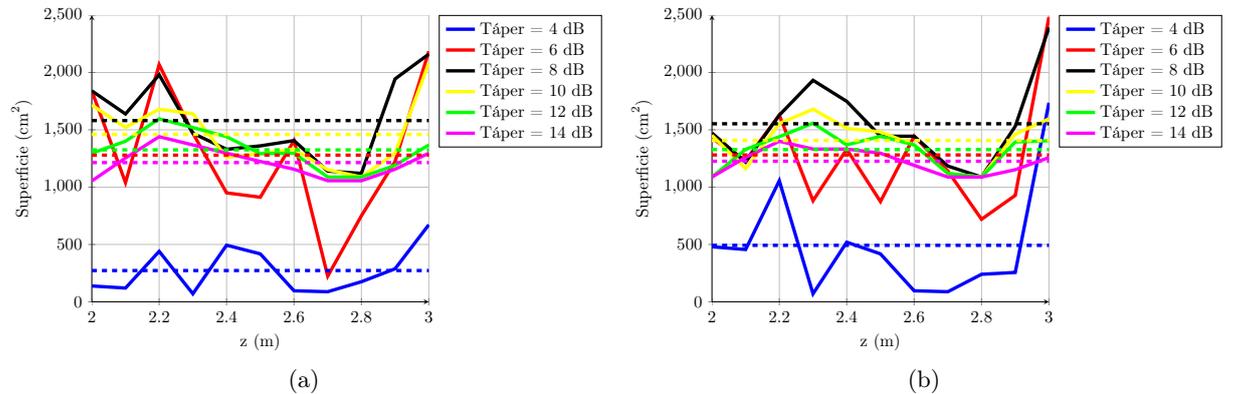


Figura 5.9: Tamaños de la zona quieta para varios valores del táper en función de la distancia. En línea sólida: muestras obtenidas. En línea discontinua: tamaño medio para el táper dado. (a) Polarización X. (b) Polarización Y.

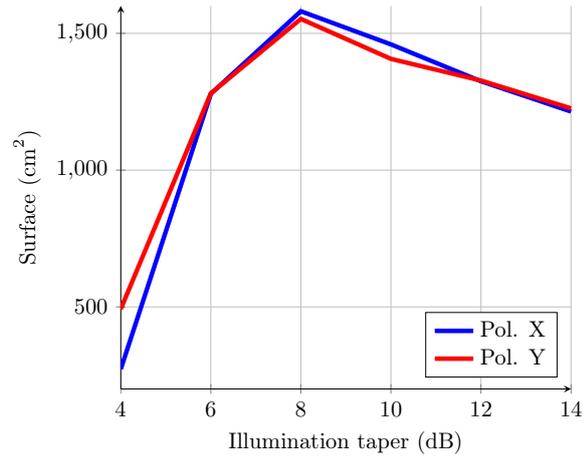


Figura 5.10: Evolución del tamaño medio de la zona quieta con diferentes valores del táper para las dos polarizaciones.

Capítulo 6

Diseño de un reflectarray para su uso en sistemas CATR

6.1.— INTRODUCCIÓN

Previamente se ha descrito la geometría de la antena y como a partir de los parámetros del sistema reflector equivalente se obtenían los parámetros de interés para el diseño del reflectarray. Posteriormente se explicó que es y como se obtiene la zona quieta generada por la antena a partir del campo cercano radiado. Además se validó una herramienta *software* para su obtención. También se realizó un estudio de cómo afectan a la zona quieta los parámetros de diseño de la antena.

Llegados a este punto, el siguiente paso es el diseño de un reflectarray y el cálculo de la zona quieta generada por parches reales. El campo radiado y la zona quieta analizada en capítulos anteriores fueron generados por parches o celdas ideales. Al diseñar un reflectarray considerando materiales dieléctricos no ideales surgen otras cuestiones de índole técnico a la hora de sintetizar la distribución de fases deseada y evaluar el campo cercano obtenido.

Por una parte, hay que seleccionar la estructura multicapa más adecuada. Típicamente, los reflectarrays son diseñados siguiendo una estructura multicapa con una, dos o tres capas [5]. Los reflectarrays de una capa no son capaces de llegar a sintetizar un rango completo de desfase de 0 a 360°, aunque son empleados en alguna aplicación [6]. Para espesores de substrato inferiores a una décima de la longitud de onda se pueden llegar a sintetizar desfases de hasta 330°, lo que ya es suficiente para llevar a cabo algunos diseños prácticos [5].

Por otro lado, los parches reales añaden una componente extra de contrapolar que será tenida en cuenta por el programa de simulación empleado, empeorando la pureza de polarización de la antena. Este es un parámetro que hay que controlar, pues las antenas empleadas como sondas de medida deben tener una gran pureza de polarización para poder discriminar adecuadamente la componente contrapolar.

Para diseñar un reflectarray primero habrá que hacer un estudio de la celda unidad, que consistirá en una o más capas de parche metálico y dieléctrico, añadiendo un plano de masa detrás de la última capa. En este análisis se comprobará el rango de desfases que el reflectarray podrá llegar a sintetizar. Después, hay que definir la geometría de la antena: tamaño del reflectarray, posición del alimentador, etc. También hay que seleccionar y caracterizar adecuadamente un alimentador, con el fin de saber cual es el campo incidente en la superficie del reflectarray. Finalmente se procederá a simular la antena y analizar la zona quieta que genera.

6.2.— ESTUDIO DE LA CELDA

6.2.1.— CONSIDERACIONES PREVIAS

El análisis de la celda unidad del reflectarray proporciona el rango de desfase que puede alcanzar en función del tamaño del parche. Esto se realiza, para cada tamaño del parche, considerando que la celda está en un entorno periódico, por lo que se puede aplicar el teorema de Floquet junto con el método de los momentos para obtener la matriz de *scattering* generalizada (GSM por sus siglas en inglés), a partir de la cual se pueden obtener, entre otros, el desfase que introduce la celda así como las pérdidas. Un análisis detallado de este método puede encontrarse en [93].

La topología que se va a emplear es la de varias capas de parches apilados. Los reflectarrays basados en esta topología suelen estar formados por entre una y tres capas de parches apilados. Los reflectarrays de una sola capa no son capaces de sintetizar todo el rango de fases necesario, y si se considera el rango de variación lineal de la fase, el rango disminuye aun más. Esto se puede solventar empleando reflectarrays de dos o tres capas de parches apilados, que permiten obtener mayores rangos de desfases y linealizar el comportamiento de la fase, lo que resulta conveniente en diseños prácticos, pues disminuye el error en la fase sintetizada debido a pequeños errores en la fabricación de los parches. Si bien las mejoras son notables al pasar de una a dos capas y de dos a tres capas, el uso de cuatro o más capas no resulta tan ventajoso debido a las pérdidas introducidas, por lo que no se tendrá en cuenta esta opción. De hecho, otra ventaja del uso de reflectarrays de varias capas es el aumento del ancho de banda [37]. Como para el caso de estudio tratado el ancho de banda no es un parámetro esencial, solo se considerarán reflectarrays de una y dos capas en el estudio de la celda. Por otro lado, como el estudio del desfase se hace en función del tamaño del parche considerándolo cuadrado, proporcionaría grados de libertad extra si se considerasen tamaños independientes de parches en las diferentes capas. Sin embargo, con análisis de dos capas se tendrían gráficas en 3D, con la variación del tamaño de los parches en los ejes X e Y y el desfase conseguido en el eje Z . Estas gráficas no serían fáciles de manejar. Para el caso de tres capas la situación empeora. Es por ello que típicamente se establece una relación fija entre los tamaños de los parches de cada capa. Si las dimensiones de los parches son $a_i \times b_i$ para las capas $i = 1, 2, 3$, siendo los parches de la capa $i = 1$, la más próxima al plano de masa, los mayores, se tendrían unas relaciones de tamaños de parches de la forma

$$\frac{a_1}{a_1} = c_1 = 1 \quad ; \quad \frac{a_2}{a_1} = c_2 \leq 1 \quad ; \quad \frac{a_3}{a_1} = c_3 \leq c_2 \leq 1. \quad (6.1)$$

De esta manera, al hacer un análisis de la celda unidad (cf. Figura 6.1), habría que especificar el sustrato dieléctrico empleado, la periodicidad de la celda (tamaño máximo del parche) y la tripleta $c_1/c_2/c_3 = 1.0/c_2/c_3$.

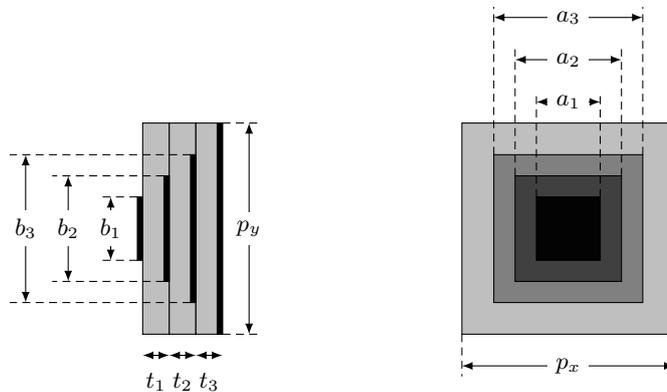


Figura 6.1: Celda unidad de un reflectarray de tres capas.

Por otro lado, al tratar con reflectarrays de dos o tres capas, hay que tener en cuenta que dichas capas tendrán que ser pegadas. El uso de un pegamento para tal tarea añade una fina capa de dieléctrico entre las dos capas del reflectarray. Para que las simulaciones arrojen resultados fiables, habría que tener en cuenta las capas extras de pegamento. Además, por ser muy finas, interesa que la constante dieléctrica del pegamento sea lo más parecida a la del sustrato del reflectarray, para evitar problemas de convergencia en la simulación.

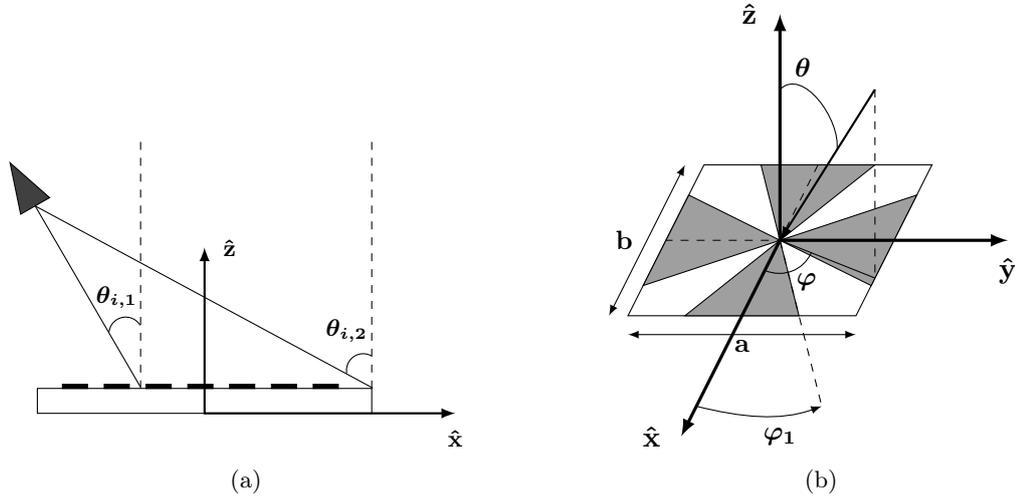


Figura 6.2: Análisis de la celda con incidencia oblicua. (a) El ángulo θ puede variar desde 0° hasta 40° – 50° para los parches más alejados respecto a la vertical con la bocina. (b) Zonas cubiertas para un análisis del ángulo de incidencia hasta $\varphi = \varphi_1 \leq 45^\circ$. Aunque el rayo incidente tenga un ángulo mayor de 45° , debido a la simetría, ya se ha tenido en cuenta en el análisis.

Finalmente, el análisis de la celda también depende del ángulo de incidencia del campo. Considerando el esquema de la Figura 6.2, se puede ver como el ángulo de incidencia del campo radiado por el alimentador varía tanto en θ como en φ para cada parche del reflectarray. Por ese motivo, hay que realizar el estudio para varios ángulos de incidencia, tanto en θ como en φ , para garantizar la estabilidad del desfase. Sin embargo, cabe preguntarse qué rango de ángulos hay que considerar para realizar dicho estudio. Teniendo en cuenta que el estudio de la celda se realiza para parches cuadrados y que se considera una onda plana incidente, se puede acotar el rango de θ y φ . Como puede verse en la Figura 6.2(a), el rango de θ iría desde 0° (incidencia normal) hasta un máximo de 90° (para un reflectarray de tamaño infinito), aunque en la práctica el máximo estará entorno a 40° – 50° , e incluso 60° para reflectarrays grandes. Por su parte, el ángulo φ (véase Figura 6.2(b)) presenta una variación de 360° , aunque por tratarse de un parche cuadrado, existirán simetrías por medios cuadrantes, y en la práctica, el análisis en φ puede restringirse hasta un valor máximo de 45° . En la Figura 6.3 se muestran los ángulos de incidencia para cada parche en un sistema con $D = 21\lambda$, $C = 0.05$ m., $F/D = 1$ y $f = 35$ GHz. Puede comprobarse como el rango de los ángulos θ y φ coinciden con los expuestos anteriormente. En el caso mostrado, los rangos para cada ángulo son $\theta \in [0.67^\circ, 45.95^\circ]$ y $\varphi \in [0.06^\circ, 44.34^\circ]$.

6.2.2.— SUBSTRATOS A ANALIZAR

Los sustratos disponibles o susceptibles de ser adquiridos se presentan en la Tabla 6.1. De todos ellos, el Arlon CuClad 233LX es el más relevante pues la compañía suministradora dispone de un pegamento especial con la misma constante dieléctrica que el sustrato, por lo que facilita el pegado de varias capas de sustrato y su análisis, puesto que no hay una capa intermedia eléctricamente diferente. Así pues, este sustrato se empleará en analizar celdas de una y dos capas, mientras que el resto de sustratos solo se emplearán en celdas de una sola capa.

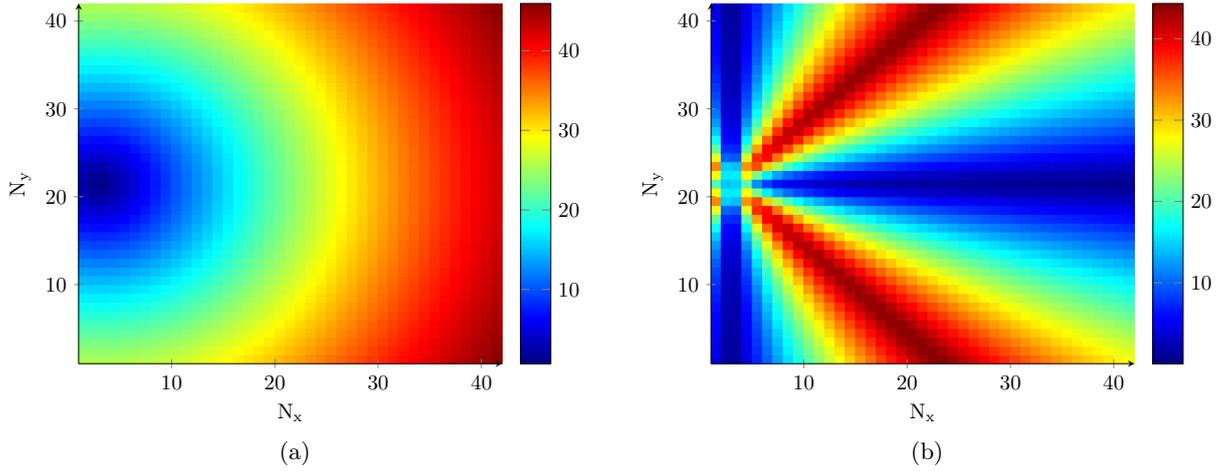


Figura 6.3: Ángulos de incidencia para un reflectarray. (a) En θ . (b) En φ .

ROGERS 4003	ROGERS 3003
$\epsilon_r = 3.55$	$\epsilon_r = 3.55$
$\tan \delta = 0.0027$	$\tan \delta = 0.0027$
H = 32 mil. (0.813 mm.)	H = 30 mil. (0.762 mm.) y 60 mil. (1.524 mm.)
ARLON 25N	ARLON CUCLAD 233LX
$\epsilon_r = 3.38$	$\epsilon_r = 2.33$
$\tan \delta = 0.003$ (35 GHz.)	$\tan \delta = 0.0013$
H = 30 mil. (0.762 mm.)	H = 31 mil. (0.787 mm.)

Tabla 6.1: Tabla de sustratos disponibles o susceptibles de ser adquiridos.

En la Figura 6.4 se muestran los resultados del análisis de la celda unidad de una capa para todos los sustratos descritos en la Tabla 6.1 a una frecuencia de trabajo de 10 GHz con una periodicidad de celda de media longitud de onda e incidencia normal. Como se puede ver, todos los sustratos presentan un desfase aproximado de 330° , para tamaños de parche entre 6 y 9 mm. (7 y 11 mm. para el Arlon CuClad 233LX), salvo el Rogers 3003 de 60 mil, que está entorno a 300° . A 10 GHz. la longitud de onda es de 30 mm. y la altura del sustrato de todos aquellos con un rango de 330° es inferior a 1 mm.

Este análisis confirma lo comentado anteriormente. Los reflectarrays de una sola capa no son capaces de sintetizar todo el rango de desfases necesario (de 0° a 360°), y los sustratos más estrechos son capaces de sintetizar rangos mayores que los sustratos más altos. De hecho, a 35 GHz., al ser la longitud de onda más pequeña, ninguno de los sustratos que a 10 GHz tenían un rango de 330° llegan a los 300° , como puede verse en la Figura 6.5. En ese caso, los rangos de desfase están aproximadamente entorno a los 280° .

A medida que se aumenta la frecuencia, los sustratos a emplear para diseñar reflectarrays de una sola capa tienen que ser cada vez más estrechos para poder tener rangos de desfase superiores a los 300° . Por ejemplo, en [6] se emplea un reflectarray de una sola capa capaz de ofrecer un rango de desfases de 320° a una frecuencia de 94 GHz. Esto es posible ya que el sustrato empleado tiene un espesor de tan solo $115 \mu\text{m}$., entorno a siete veces más estrecho que los analizados anteriormente.

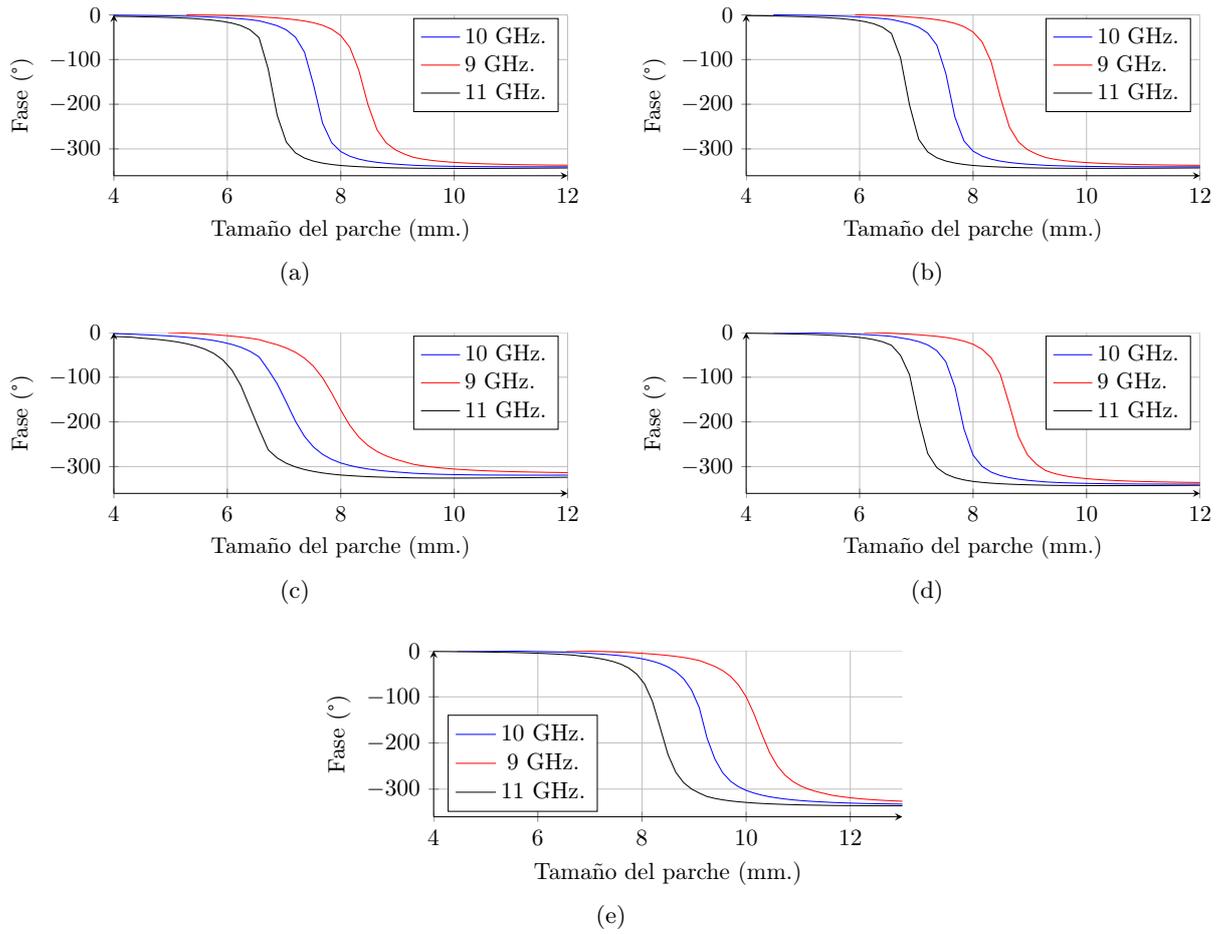


Figura 6.4: Análisis de la celda unidad para diferentes substratos a 10 GHz. (a) Rogers 4003. (b) Rogers 3003 de 30 mil. (c) Rogers 3003 de 60 mil. (d) Arlon 25N. (e) Arlon CuClad 233LX.

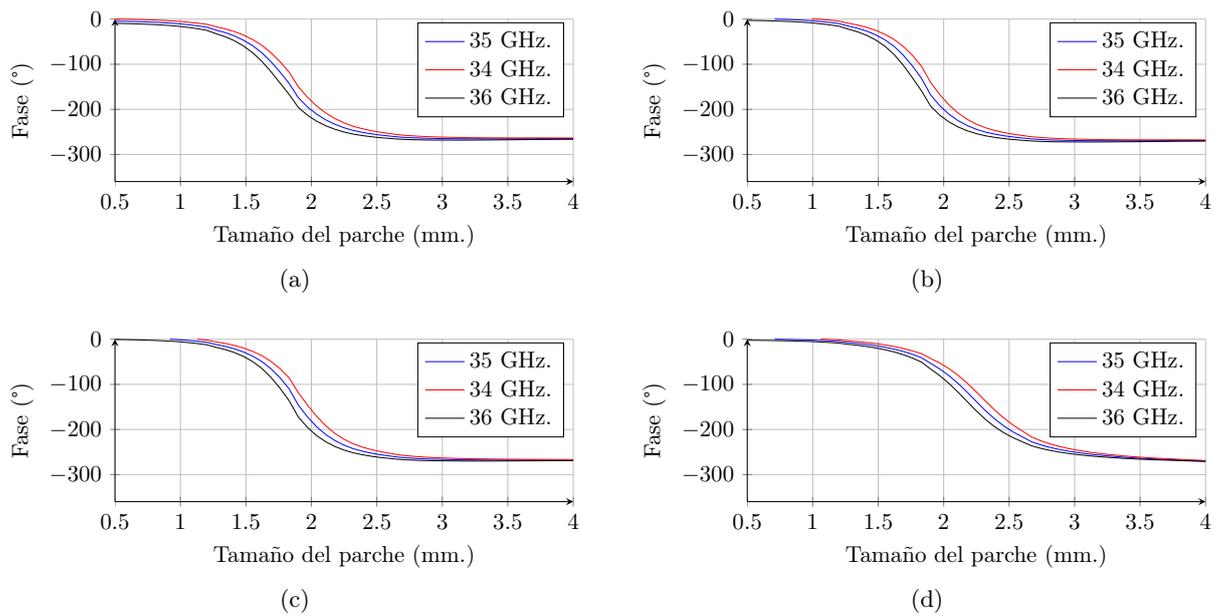


Figura 6.5: Análisis de la celda unidad para diferentes substratos a 35 GHz. (a) Rogers 4003. (b) Rogers 3003 de 30 mil. (c) Arlon 25N. (d) Arlon CuClad 233LX.

6.2.3.— DISEÑO DE LA CELDA DE DOS CAPAS

En la sección anterior se compararon los desfases conseguidos tanto a 10 como a 35 GHz., y se vio como a la frecuencia más alta el rango era muy pequeño. Para mejorarlo se puede emplear el substrato Arlon CuClad 233LX para diseñar celdas de dos capas. La elección de este substrato se basa en la disponibilidad de un pegamento con las mismas características eléctricas que el substrato, lo que facilita las simulaciones y evita problemas de estabilidad en las mismas al no tener una capa muy fina diferente entre otras dos capas eléctricamente iguales.

Al diseñar celdas de dos capas hay dos grados de libertad: la periodicidad de la celda y la relación de tamaños entre parches de las dos capas. El proceso de diseño es el siguiente. Para incidencia normal ($\theta = 0^\circ, \varphi = 0^\circ$) se prueban varias combinaciones ($1.0/c_2, a = b$), y se seleccionan aquellas que presentan un comportamiento de la fase en función del tamaño del parche más lineal. Hay que tener en cuenta que si se reduce la periodicidad en exceso, el rango total también disminuirá, pudiendo no llegar a 360° . Una vez encontrada una o varias combinaciones con un comportamiento suficientemente lineal, se pasa a analizarlas para incidencias oblicuas, teniendo en cuenta los valores de θ_{\max} y φ_{\max} (cf. Figura 6.3). La combinación que se muestre más estable para incidencias oblicuas será la seleccionada para diseñar el reflectarray.

Para el substrato empleado se ha encontrado que la combinación con una relación de tamaños de parches $1.0/0.75$ con una periodicidad $a = b = 0.5\lambda$ resulta adecuada. Los resultados para ambas polarizaciones del análisis de la celda son similares, y se muestran algunas gráficas en la Figura 6.6. Como se puede observar, la celda es bastante estable para incidencia oblicua.

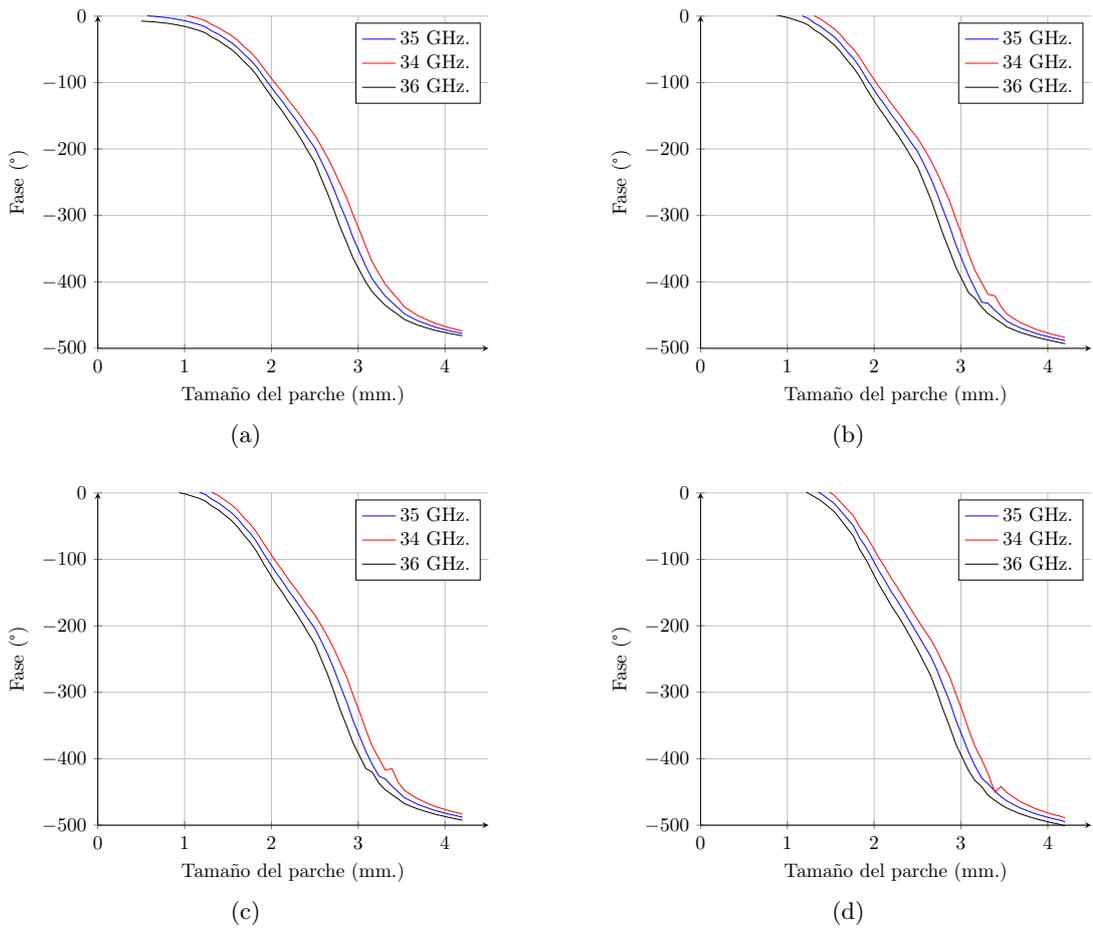


Figura 6.6: Análisis de la celda unidad de dos capas con Arlon CuClad 233LX de $\epsilon_r = 2.33$, $\tan \delta = 0.0013$ y espesor 31 mil. para varios ángulos de incidencia. (a) $\theta = 0^\circ, \varphi = 0^\circ$. (b) $\theta = 30^\circ, \varphi = 0^\circ$. (c) $\theta = 30^\circ, \varphi = 20^\circ$. (d) $\theta = 40^\circ, \varphi = 40^\circ$.

6.3.— GEOMETRÍA DE LA ANTENA

Al disponer de un soporte para situar el reflectarray con la bocina alimentadora (cf. Figura 6.7) el prototipo a diseñar tendrá que cumplir ciertas condiciones para poder emplear dicho soporte. El reflectarray tendrá que tener un tamaño tal que los parches que lo constituyen libren la zona donde se situarán los tornillos que se emplean para fijarlo al soporte. De esta manera, los parches se situarán en un cuadrado de 180 mm. de lado, dejando unos pequeños márgenes para situar los tornillos (cf. Figura 6.7(b)). Como la frecuencia está fijada a $f = 35$ GHz., y por ende la periodicidad de la celda, esto limita el número de elementos y el tamaño de la abertura equivalente.

A 35 GHz. la longitud de onda en el vacío es $\lambda = 8.571$ mm., por lo que la periodicidad de la celda del reflectarray será $0.5\lambda = 4.286$ mm. Al estar limitados los parches a un cuadrado de 180 mm. de lado, esto da que el reflectarray estará compuesto de 42×42 elementos (1764 en total). Al establecer el sistema parabólico equivalente, como se ha establecido de antemano el número de elementos en el reflectarray, el tamaño de la abertura vendrá dado por la ecuación (3.11), y valdrá

$$N_{ey} = \frac{D}{b} \implies D = N_{ey}b = 180 \text{ mm.} = 21\lambda. \quad (6.2)$$

Sin embargo, al fijar el número de elementos y no obtener éstos a partir de los parámetros de diseño del reflectarray, el tamaño de la abertura equivalente será diferente en los ejes \hat{x} e \hat{y} . El número de elementos en \hat{x}_r (cf. Figura 3.1), N_{ex} , vendría dado por la ecuación (3.10), y sería mayor que N_{ey} . Al igualar ambos, se trunca el tamaño del reflectarray, por lo que ahora se tendrá

$$D_y = D = N_{ey}b = 21\lambda, \quad (6.3)$$

$$D_x = D \cos \theta_0 < D = D_y. \quad (6.4)$$

La distancia focal se escoge tal que se tiene $F/D = 1$, que como se vio en el estudio paramétrico de la zona quieta, es un valor de compromiso razonable. El *clearance* se escoge de 50 mm. (5.83λ), que, como se verá posteriormente, evita el bloqueo y añade un pequeño margen de seguridad. El táper de iluminación vendrá impuesto por la bocina comercial empleada, que en este caso será una bocina estándar en banda Ka (26.5–40 GHz.) de Narda [94]. En la siguiente sección se abordará la caracterización de la bocina para obtener el modelo $\cos^q(\theta)$ para usar en las simulaciones.

Con todo ello, y a falta del modelo de la bocina, en la Tabla 6.2 se muestra un resumen de todos los parámetros relativos a la geometría de la antena. Las coordenadas del foco (ecuación (3.8)) vienen dadas en el sistema de referencia del reflectarray, la distancia mínima hace referencia a la distancia desde el centro del reflectarray a partir de la cual se libra el foco para poder calcular planos de campo cercano y el punto de incidencia indica el punto hacia el que tiene que apuntar la bocina para que se cumpla la condición de Targonski (ángulo de incidencia igual al ángulo de radiación).

6.4.— CARACTERIZACIÓN DE LA BOCINA

Una parte importante del análisis de antenas de tipo reflectarray es la correcta caracterización de la fuente, que para este tipo de antenas suele ser una bocina. Existen dos posibilidades para caracterizarla, emplear un modelo $\cos^q(\theta)$ de campo lejano [5] o calcular el campo cercano de la bocina para tenerlo en cuenta como campo incidente sobre el reflectarray [51]. Como primera aproximación se empleará el modelo de campo lejano de la bocina, pues ésta está suficientemente

Frecuencia	35 GHz.	F/D	1
Longitud de onda	8.571 mm.	θ_0	21.25°
Periodicidad ($a = b$)	$0.5\lambda = 4.286$ mm.	Coordenadas foco	(-0.08, 0.0, 0.18) m.
Nº de eltos.	$N_x = N_y = 42$	Distancia mínima	0.1415 m.
Abertura	$D = 21\lambda$ ($D_x = 19.3\lambda$)	Pto. incidencia	-8.2 mm.
Clearance	$5.83\lambda = 50$ mm.		

Tabla 6.2: Tabla resumen de la geometría de la antena.

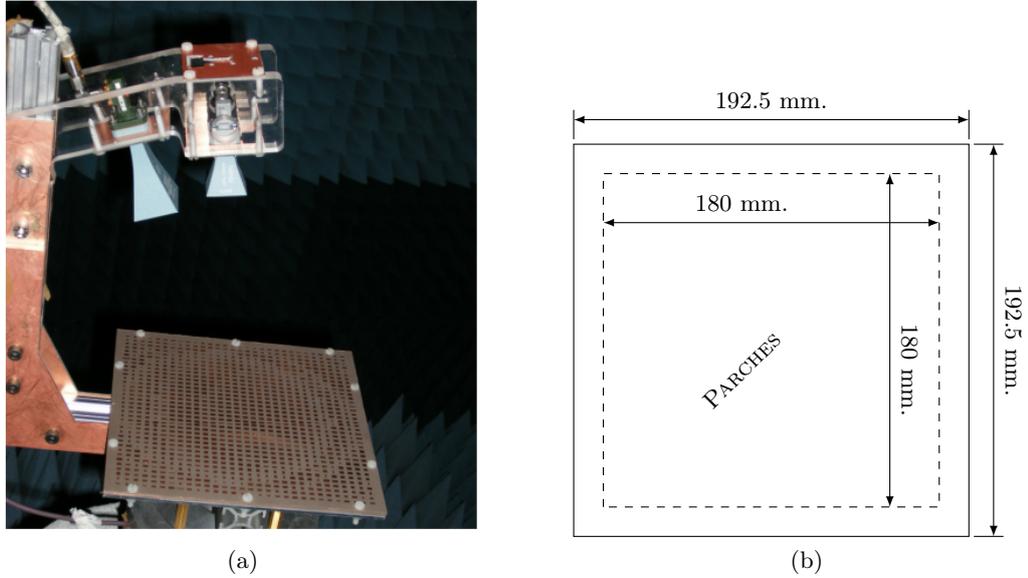


Figura 6.7: (a) Soporte para antenas de tipo reflectarray. (b) Tamaño y márgenes de la placa del reflectarray. Véase [48].

alejada de la superficie del reflectarray como para que esta aproximación ofrezca buenos resultados (cf. Tabla 6.2).

Para obtener el modelo $\cos^q(\theta)$ de la bocina es necesario caracterizarla y obtener su diagrama de radiación. Esto se puede conseguir mediante el uso de programas de modelado de bocinas, como por ejemplo SABOR [95]. Una vez obtenido el diagrama de radiación normalizado, se obtiene el parámetro q del modelo mediante la expresión

$$20 \log \cos^q \theta = G(\theta) \implies q = \frac{G(\theta)}{20 \log \cos \theta}. \quad (6.5)$$

Como las bocinas tienen ganancias altas, este modelo caracteriza únicamente su lóbulo principal. Para varios valores de θ en su lóbulo principal, se calculan varios valores de q a partir del valor de θ y el valor de la ganancia en ese punto. Finalmente se hace la medida de todos los valores de q . Éste proceso hay que hacerlo en los dos planos principales, obteniendo q_E y q_H . Si ambos valores son parecidos, se puede emplear uno haciendo la media aritmética de ambos. En caso contrario, el modelo deberá tener en cuenta que el diagrama de la bocina no es simétrico [5].

Empleando el programa SABOR [95] se ha caracterizado la bocina V637 de Narda [94], cuyas dimensiones se muestran en la Figura 6.8. Se ha encontrado un valor $q = 20.3$ a 35 GHz. que, para la antena con las características descritas en la Tabla 6.2, proporciona un táper de iluminación en la superficie del reflectarray de 16.25 dB. El proceso detallado de caracterización de la bocina puede consultarse en el Apéndice A.

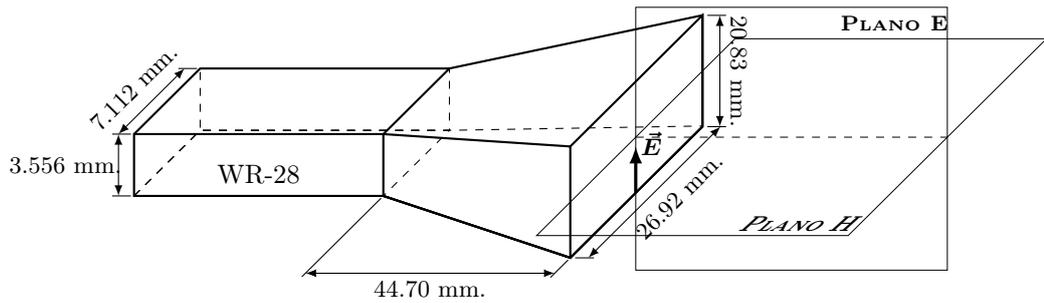


Figura 6.8: Esquema de la bocina caracterizada.

6.5.— RESULTADOS

En esta sección se revisarán los resultados obtenidos empleando celdas ideales y reales analizadas con el sustrato CuClad 233LX con la topología de dos capas descrita anteriormente. De esta manera se podrá comprobar qué efectos producen los parches reales sobre el campo cercano radiado por el reflectarray. Además, al igual que se hizo en la sección de validación del programa, se representará la diferencia de las amplitudes y fases entre las dos simulaciones (celdas ideales y reales) para apreciar mejor las diferencias. Las amplitudes se normalizarán y restarán en unidades naturales y se representarán en decibelios, mientras que las fases se restarán directamente.

En la Figura 6.9 se muestra el campo reflejado en la superficie del reflectarray, empleando celdas ideales y parches reales según la topología de dos capas. Las diferencias tanto en amplitud como en fase son muy pequeñas. La diferencia en amplitud está por debajo de -40 dB mientras que la diferencia de fases se sitúa en el rango de -3° a 3° . A partir de este campo se calculará el campo cercano radiado por la antena para varios planos paralelos a la dirección de apuntamiento.

En la Figura 6.10 se muestra un ejemplo del campo cercano radiado por el reflectarray en un plano perpendicular a la dirección de apuntamiento a 35λ (0.3 m.) del centro del reflectarray, tanto para celdas ideales como parches reales. La diferencia entre el uso de desfasadores ideales y reales es pequeña, aunque cabe esperar que en la realidad sea mayor debido a la dispersión producida por la estructura soporte así como por tolerancias en la fabricación de los parches, etc. En simulación, la máxima diferencia en amplitud es inferior a -45 dB y en fase, en la zona central del plano, donde se genera la zona quieta, es inferior a 1° . En dichas gráficas puede apreciarse el frente de fase generado por el reflectarray y como existe un táper en amplitud, generado por el táper que la bocina genera en la superficie del reflectarray [3] (cf. Figura 6.9).

Para una mejor visualización del campo cercano, en la Figura 6.11 se muestran los cortes principales de un plano de campo cercano obtenido a 23.3λ (0.2 m.) del centro del reflectarray. Los cortes se realizan de la siguiente manera. Primero se obtiene un corte a lo largo del eje x en el centro del plano ($y = 0$) con lo que se obtiene un corte en el plano asimétrico del campo. A continuación, se obtiene la posición del máximo en amplitud, que en este caso es $x = -14$ mm. y se procede a hacer un corte en el eje y en dicha posición, obteniéndose un corte en el plano simétrico. Como se puede observar, la diferencia entre las simulaciones con desfasadores ideales y reales en los cortes principales es mínima, por lo que la zona quieta apenas se verá afectada. Debido a la topología descentrada del sistema no solo el máximo en amplitud está ligeramente desplazado del centro, sino que la fase en el plano asimétrico también se ve afectada. Como se puede apreciar comparando las Figuras 6.11(c) y 6.11(d), en el corte asimétrico la fase es algo más irregular. De hecho, tomando la definición de zona quieta con un margen de variación de $\pm 5^\circ$ (10° en total), en el plano asimétrico se tiene un tamaño de 100 mm. y en el simétrico un tamaño de 144 mm. Sin embargo, la limitación más seria viene de la mano del uso de una bocina muy directiva, que produce un táper de 16 dB en la superficie del reflectarray. Esto produce un fuerte táper en el campo cercano del reflectarray (cf. Figuras 6.11(a) y 6.11(b)), lo que hace que su tamaño sea de 37 mm. en el plano asimétrico y de 42 mm. en el simétrico.

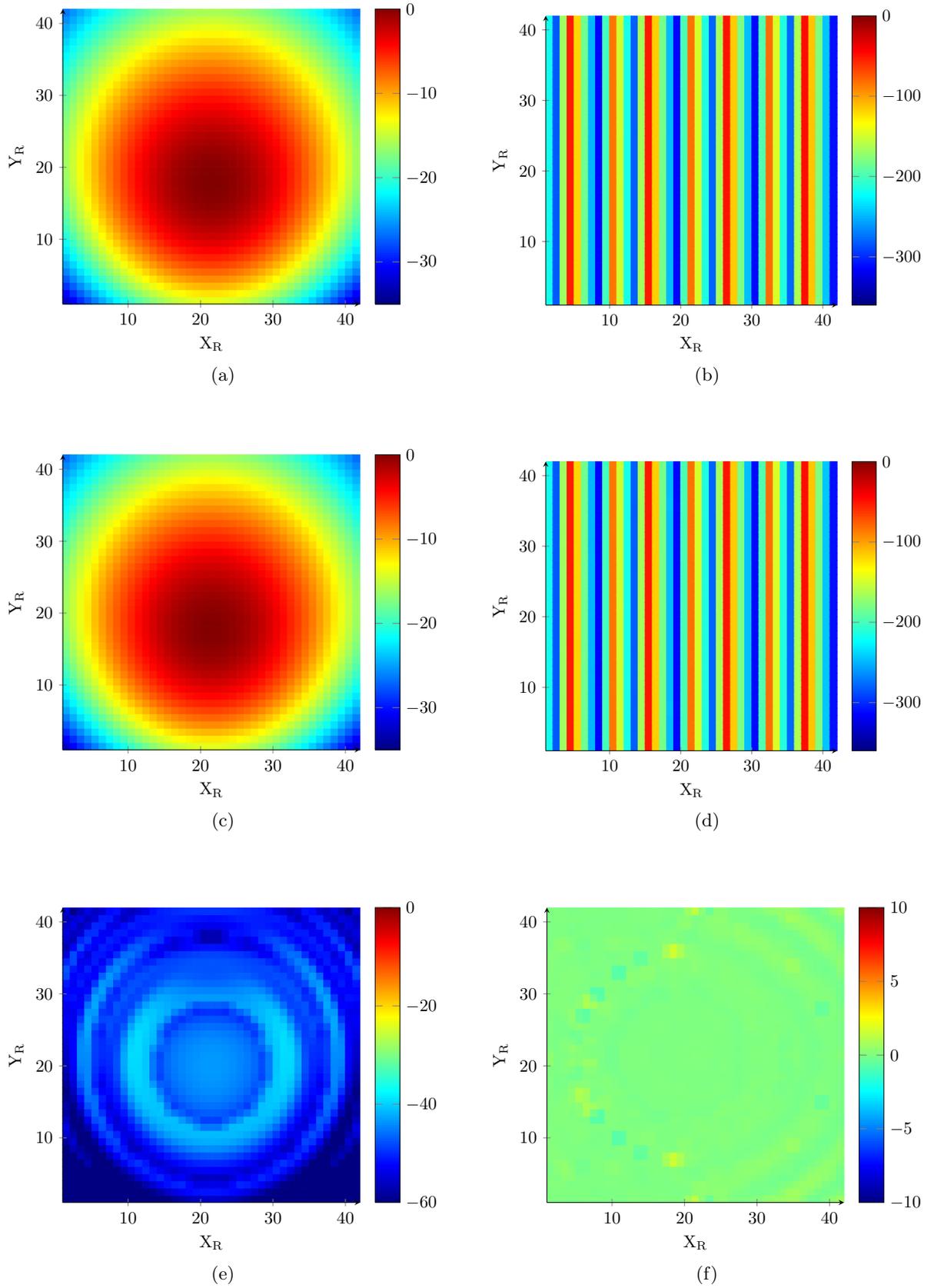


Figura 6.9: Campo reflejado en la superficie del reflectarray. (a) Amplitud y (b) fase con celdas ideales. (c) Amplitud y (d) fase con parches reales. (e) Diferencia de amplitudes y (f) fases.

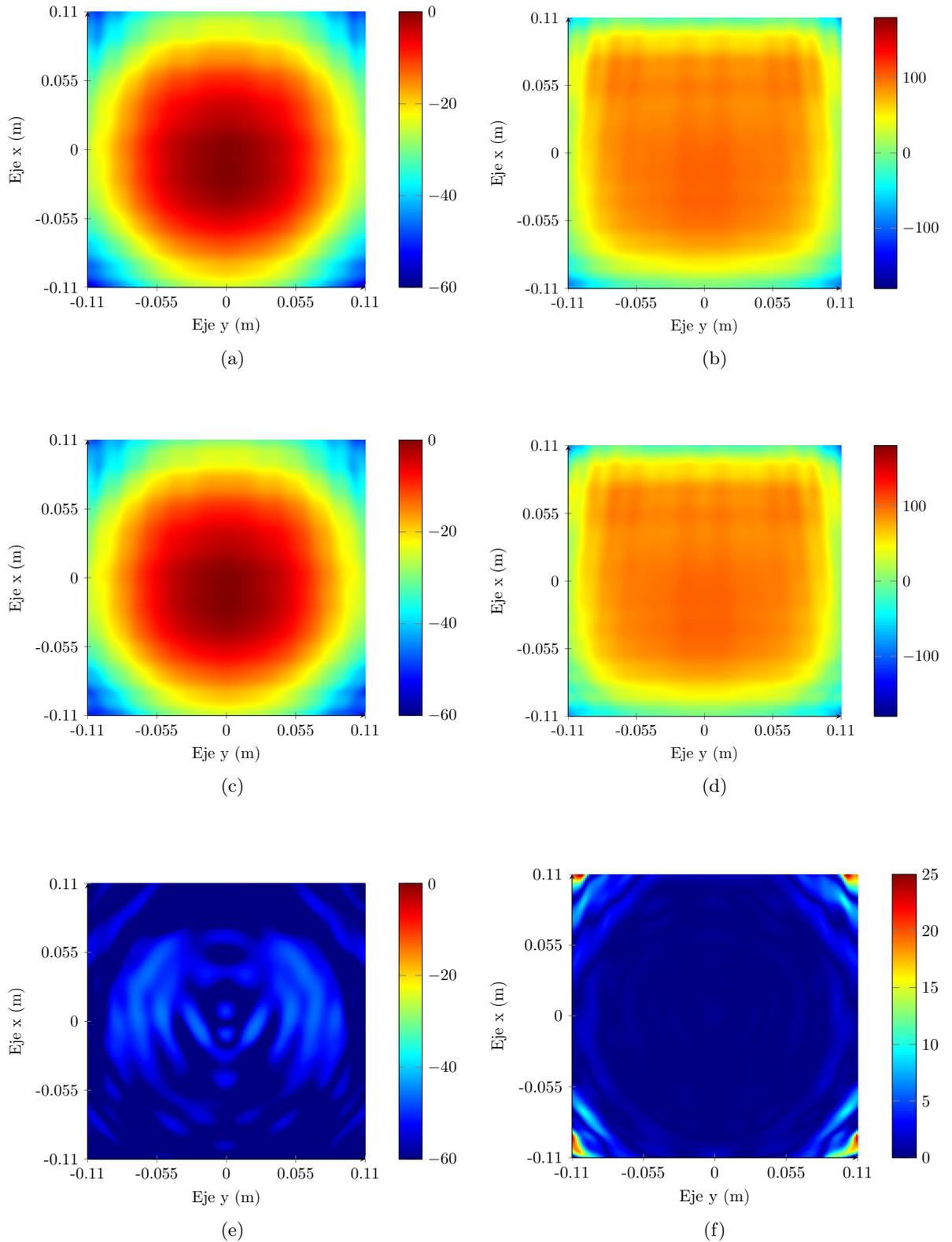


Figura 6.10: Campo cercano radiado por el reflectarray en un plano perpendicular a la dirección de apuntamiento a 35λ (0.3 m.) del centro del reflectarray. (a) Amplitud y (b) fase con celdas ideales. (c) Amplitud y (d) fase con parches reales. (e) Diferencia de amplitudes y (f) de fases.

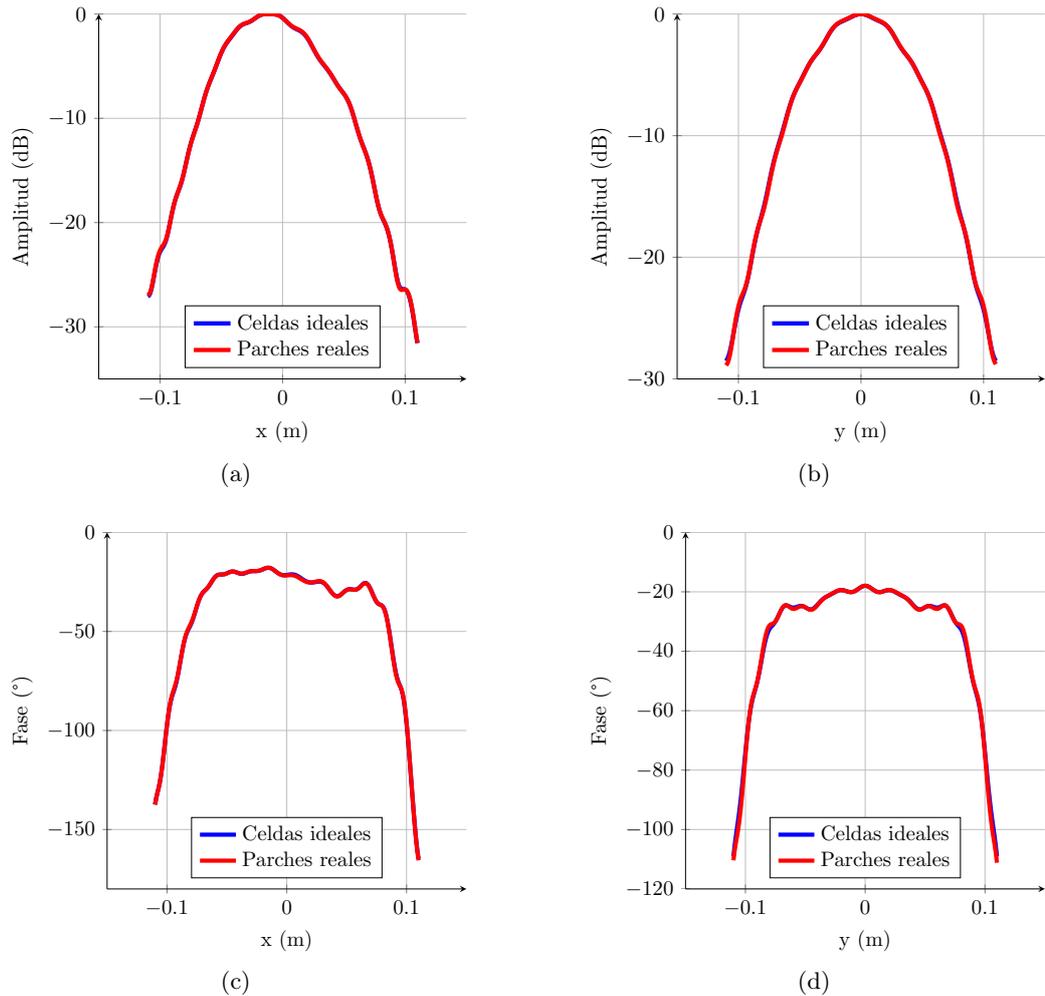


Figura 6.11: Cortes principales del campo cercano en un plano a 23.3λ (0.2 m.) del centro del reflectarray. (a) Corte en amplitud en $y = 0$. (b) Corte en amplitud en $x = -14$ mm. (c) Corte en fase en $y = 0$. (d) Corte en fase en $x = -14$ mm.

El empleo de aberturas pequeñas (lo que en [30,31] equivale a analizar el sistema a frecuencias más bajas, con lo que el tamaño relativo de las aberturas disminuye) hace que la zona quieta se sitúe cerca del reflector, ya que a partir de cierta distancia los campos se dispersarán y se perderá el frente de fase casi plano conseguido por el reflectarray. Esto puede comprobarse en la Figura 6.12, donde se muestra la evolución de un corte del frente de fase para diferentes distancias a medida que se va alejando del reflectarray. Como se puede ver en el primer corte, hay un frente de fase plano con un pequeño rizado. Sin embargo, a medida que se aleja de la antena, se va haciendo cada vez más circular. El frente plano generado por el reflector se pierde, haciendo que el tamaño de la zona quieta empiece primero a disminuir para posteriormente empezar a crecer una vez la onda se va alejando. El mismo efecto se puede observar en [30, 31]. En cuanto a la amplitud, debido al tapers que presenta, el efecto descrito para la fase no tiene lugar. Sin embargo, la posición del máximo en el plano asimétrico se va desplazando hacia el centro a medida que la onda se va alejando.

En la Figura 6.13 puede verse la evolución de la zona quieta a lo largo del eje de propagación en una representación tridimensional en ambos cortes, tanto para la amplitud como para la fase. Aquí pueden verse de nuevo los efectos de emplear una abertura pequeña, como cerca de la misma se forma la zona quieta y rápidamente desaparece. En amplitud este efecto queda enmascarado a causa del tapers de iluminación de la bocina.

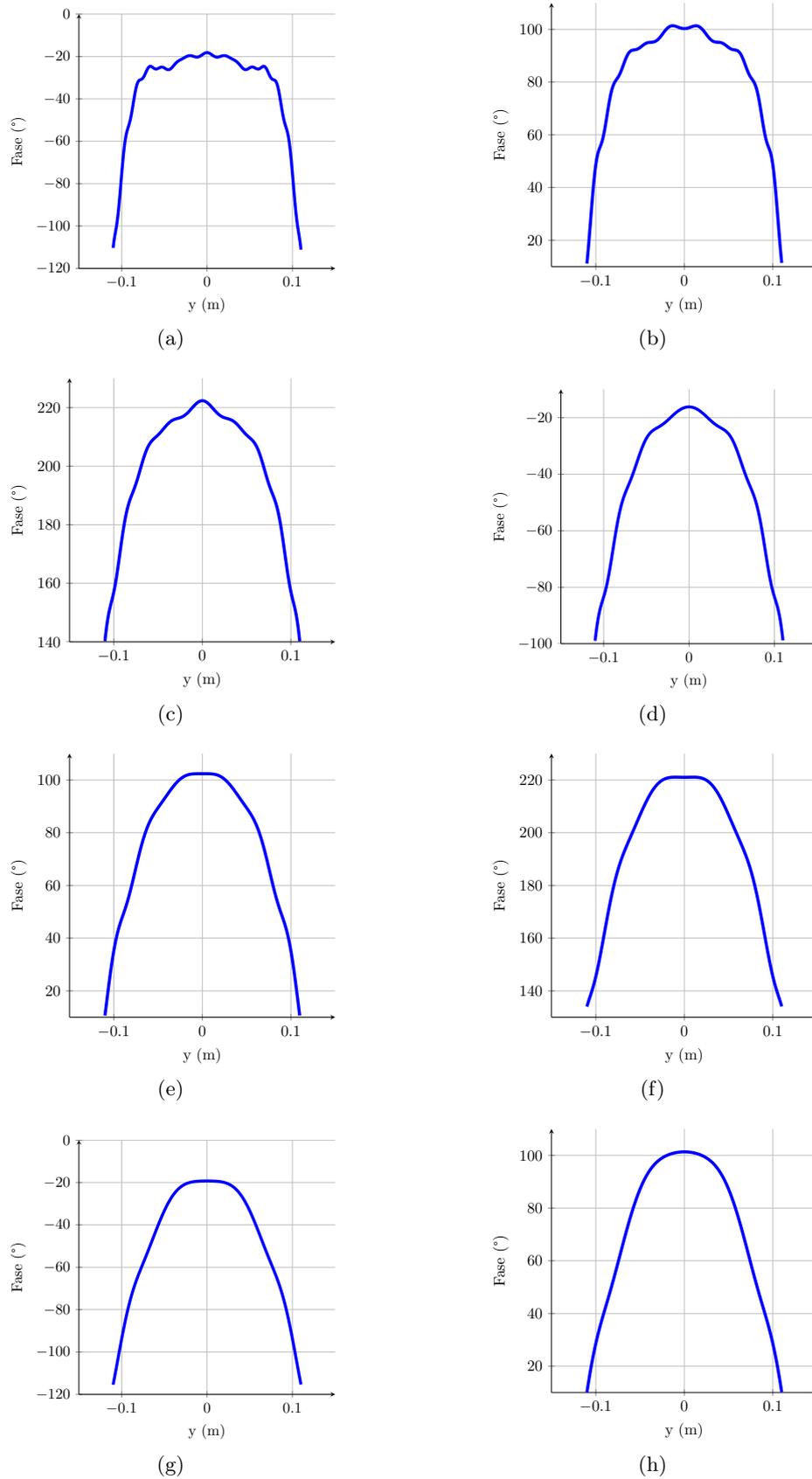


Figura 6.12: Evolución del frente de fase del prototipo con parches reales a medida que se aleja de la antena. (a) 23.3λ (0.2 m.) (b) 35λ (0.3 m.) (c) 46.7λ (0.4 m.) (d) 58.3λ (0.5 m.) (e) 70λ (0.6 m.) (f) 81.7λ (0.7 m.) (g) 93.3λ (0.8 m.) (h) 105λ (0.9 m.)

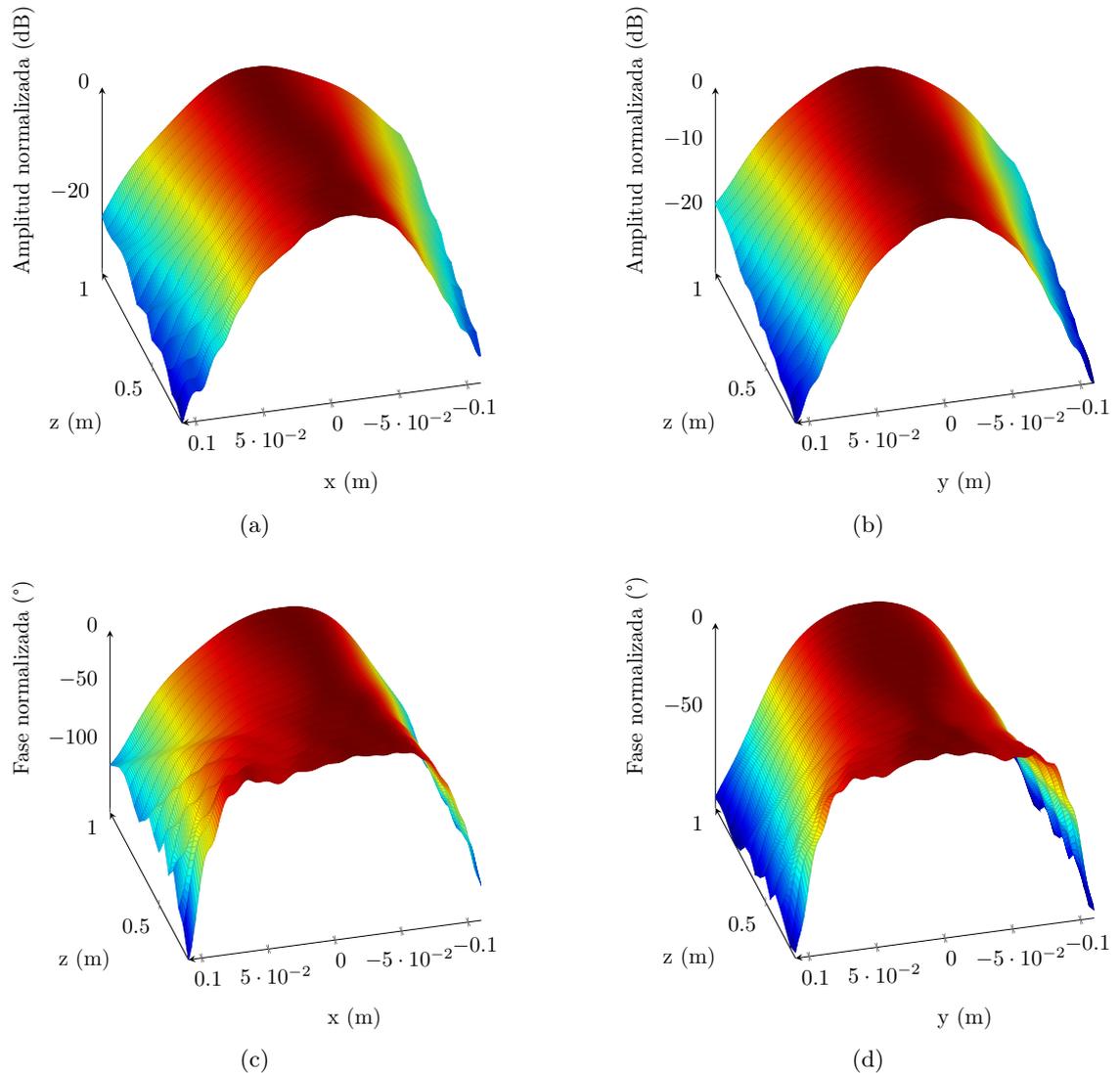


Figura 6.13: Evolución de la zona quieta a lo largo del eje z en la dirección de propagación. (a) Corte en y en amplitud. (b) Corte en x en amplitud. (c) Corte en y en fase. (d) Corte en x en fase.

Ya se ha visto como en simulaciones las diferencias entre el uso de desfases ideales o reales es mínimo para la componente copolar del campo. Sin embargo, en relación a la componente contrapolar las diferencias son notables. En la Figura 6.14 se han representado las componentes contrapolares empleando celdas ideales y parches reales en el mismo plano que el de la Figura 6.10, normalizando la contrapolar respecto a la copolar. Puede verse como el nivel de contrapolar empleando parches reales aumenta significativamente respecto al caso ideal, donde solo se tiene en cuenta la contrapolar debida a la geometría de la estructura descentrada de la antena (el modelo de bocina empleado no tiene contrapolar según la tercera definición de Ludwig, aunque al proyectar su campo radiado sobre la superficie del reflectarray aparece un cierto nivel de contrapolar). El máximo nivel de contrapolar del caso ideal es de -40 dB, mientras que para el caso real asciende hasta los -21 dB. La diferencia de niveles es la contrapolar introducida por los parches, cuya contribución es la más grande. Un hecho interesante es que el nivel de contrapolar empleando celdas reales se mantiene constante en diferentes planos, entorno a -40 dB, mientras que la contrapolar generada por los parches va disminuyendo a medida que el campo se aleja de la antena. En la Tabla 6.3 se muestran algunos valores de los niveles máximos de contrapolar.

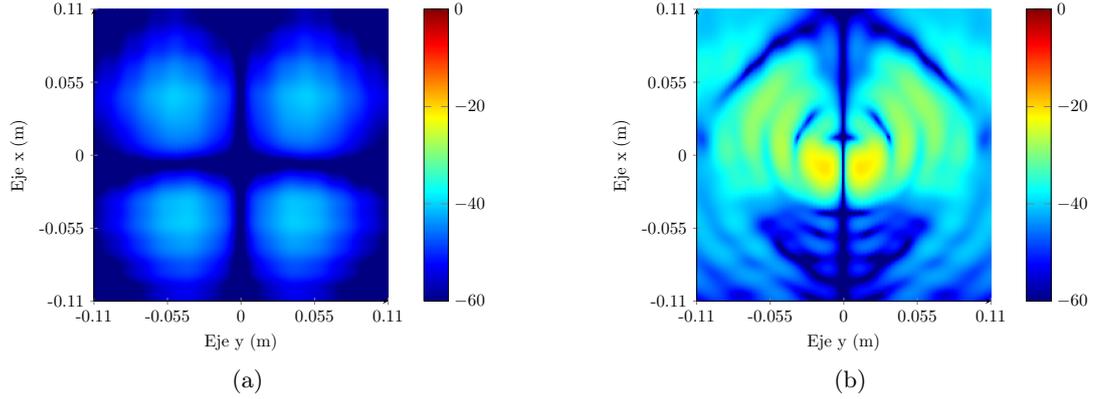


Figura 6.14: Comparación de la componente contrapolar entre (a) celdas ideales y (b) parches reales.

Plano z (mm.)	XP ideal (dB)	XP real (dB)
200	-40.4	-16.6
250	-40.0	-17.4
300	-40.3	-21.0
350	-40.2	-23.0
400	-40.2	-25.2

Tabla 6.3: Valor máximo de la componente contrapolar para varias distancias desde el centro del reflectarray.

6.6.— CONCLUSIONES

A la vista de los resultados de la simulación del prototipo diseñado a 35 GHz. quedan patentes las limitaciones del empleo de reflectores de abertura pequeña (en este caso de 21λ). Sin embargo, el objetivo de este diseño no era lograr generar y optimizar el tamaño de la zona quieta, sino desarrollar las herramientas necesarias para el diseño de reflectarrays y el análisis de su campo cercano, así como realizar un estudio preliminar del mismo que permita validar las herramientas. El siguiente paso sería fabricar y medir el prototipo previamente diseñado y caracterizado y comparar simulaciones y medidas, previa reducción del nivel de contrapolar, por ejemplo, empleando la técnica desarrollada en [62], consistente en ajustar el diseño de la celda para que se produzca un cambio de signo en la fase de la componente contrapolar en el sitio adecuado. Aunque dicha técnica ha probado ser exitosa en la reducción del nivel de contrapolar en campo lejano, se espera que lo reduzca también en campo cercano.

También existen otros factores limitantes para obtener una zona quieta adecuada. El diseño del prototipo se ha visto limitado por la existencia de una estructura soporte que restringe el tamaño de la placa sobre la que fabricar el reflectarray. Esto hace que el tamaño absoluto de la abertura sea pequeño ($180 \times 180 \text{ mm}^2$). Esto, unido al uso de una frecuencia relativamente baja causa que la zona quieta generada esté muy cerca del reflector. Si se mantiene el tamaño absoluto del reflectarray, aumentando la frecuencia de trabajo se conseguiría aumentar el tamaño relativo de la abertura. En el caso analizado, podía verse (p.e. en la Figura 6.12) como la zona quieta estaba muy cerca del reflector. En terminos absolutos, la distancia mínima para librar la bocina era de 150 mm., por lo que aunque se tenga parte de la zona quieta entre el borde del reflectarray y dicha distancia, no se podría emplear debido a la radiación directa del alimentador.

Por último, de los resultados mostrados ha quedado patente que el factor que más limita el tamaño de la zona quieta es el táper en amplitud que presenta el campo cercano. Como ya se ha mencionado, éste es debido al táper que produce el diagrama de radiación directivo de la bocina sobre la superficie del reflectarray. Si se emplease un solo reflector parabólico descentrado, esto se podría solventar mediante el diseño adecuado de una bocina alimentadora que proporcione un táper constante en la zona central del reflector y que luego cayese rápidamente a cero fuera de ese área [3]. En el caso de reflectarrays, además de la misma solución, se podría conseguir de otras maneras, como ajustando las pérdidas, además de las fases, en las celdas para ajustar el campo reflejado en amplitud y fase, o realizar conformado de haz en campo cercano para reducir el táper en amplitud y aumentar la zona quieta. Éste último enfoque sería similar al uso de reflectores parabólicos conformados. Otra solución, válida tanto para reflectores parabólicos como reflectarrays, es el uso de topologías de doble reflector, que permite aumentar el tamaño de la zona quieta reduciendo el táper en amplitud. Además, en el caso de reflectarrays presentan la ventaja que se podría realizar conformado en ambos reflectores de forma sencilla para intentar optimizar la zona quieta en tamaño, ancho de banda y pureza de polarización.

Capítulo 7

Conclusiones y líneas futuras

7.1.— CONCLUSIONES

En este trabajo se ha propuesto el uso de antenas de tipo reflectarray en aplicaciones CATR como sustitutas de los reflectores parabólicos debido a las ventajas que presentan los reflectarrays en altas frecuencias. Tras una introducción a los rangos compactos, donde se repasaron sus principios de funcionamiento, características y limitaciones; y otra a los reflectarrays con los mismos objetivos, se pasó a definir y analizar el sistema básico de reflector descentrado en el que se ha basado todo el trabajo mostrado en la presente tesis. A partir de los tres parámetros de diseño de un sistema reflector descentrado y mediante la ecuación de superficie del paraboloides que lo define, se han derivado una serie de parámetros de interés para el análisis del sistema reflectarray descentrado. Además, se realizó un repaso al diseño de reflectarrays de haz de pincel, empleados para colimar los rayos provenientes del foco en una determinada dirección.

Para emplear reflectarrays en aplicaciones CATR es necesario estudiar su campo cercano radiado. Para ello, se propuso la creación de un *software* a medida para el estudio sistemático del campo cercano radiado por este tipo de antenas. Estas antenas están formada por una superficie plana cubierta de un array de parches microstrip que reflejan la señal incidente. Se puede considerar cada parche o celda que contiene como la unidad de radiación de toda la antena. De esta manera, como cada celda tiene unas dimensiones muy reducidas con respecto a la superficie total del reflectarray, se podrá obtener el campo cercano del reflectarray como contribución del campo lejano de todos los parches que lo forman. El campo lejano de los parches se obtiene aplicando el segundo principio de equivalencia considerando que el campo es constante en toda la superficie de este parche. Debido a la alta carga computacional que supone calcular el campo cercano de un reflectarray sumando las contribuciones de campo de todos los parches que lo forman en un volumen del espacio, se decidió crear un programa multihilo que aproveche al máximo las capacidades de los modernos ordenadores que disponen de varias CPU. De esta forma se puede ahorrar tiempo de computación al aprovechar convenientemente los recursos disponibles. El *software* desarrollado fue validado con GRASP9. Para comprobar si los reflectarrays pueden sustituir a los reflectores parabólicos en aplicaciones de CATR, se comparó el campo cercano radiado por un reflectarray y por el reflector parabólico equivalente, obteniendo resultados similares. Además, se midió un reflectarray en un rango plano de campo cercano para evaluar la zona quieta generada. Mediante la comparación con simulaciones se confirmó la importancia de caracterizar adecuadamente el sistema, pues hay varias fuentes de incertidumbre que hacen diferir las medidas de las simulaciones.

Aprovechando la sencillez para obtener la zona quieta que brinda el programa desarrollado, se realizó un estudio paramétrico de la misma para ver como afectan los parámetros de diseño a su tamaño. Los parámetros bajo estudio fueron el tamaño de la abertura, la relación F/D , el *clearance*, la periodicidad de la celda unidad y el tóper de iluminación. De este estudio se concluyó

que los parámetros más importantes para la optimización de la zona quieta son el tamaño de la abertura, la relación F/D y la iluminación. Por una parte, el tamaño de la zona quieta varía linealmente con el tamaño de la abertura, por lo que si se desean zonas quietas grandes habrá que emplear aberturas grandes. Además, la zona quieta también mejora a medida que la distancia focal aumenta, aunque como contrapartida se pierde compactación. Finalmente, es deseable tener iluminaciones entorno a 10-12 dB para garantizar que la zona quieta tenga tamaño máximo.

Finalmente se ha abordado el diseño de un reflectarray a 35 GHz. realizando una caracterización completa del mismo, desde el análisis de la celda unidad con varios substratos y topología multicapa hasta la caracterización de la bocina alimentadora. La limitación del tamaño de la abertura de este diseño tiene como consecuencia que la zona quieta se ve limitada en gran medida, situándose muy cerca de la abertura. Esto viene a confirmar estudios previos de sistemas CATR analizados en baja frecuencia, donde el tamaño relativo de las aberturas es también pequeño. El uso de parches reales hace que la componente contrapolar sea mucho más elevada que al usar desfasadores ideales.

La realización de esta tesis ha supuesto el inicio de un nuevo campo de estudio de las antenas de tipo reflectarray para su uso en sistema de medida basados en rangos compactos. Las ventajas de este tipo de antenas basadas en tecnología microstrip sobre los reflectores parabólicos a altas frecuencias hacen que sean un serio candidato para su empleo en aplicaciones de medida de antenas y RCS.

7.2.— LÍNEAS FUTURAS DE TRABAJO

El trabajo realizado hasta el momento abre una serie de líneas de investigación futuras que resultan de especial importancia para el desarrollo de sondas para medidas en bandas de frecuencias milimétricas y submilimétricas. Por un lado se ha comprobado que las antenas de tipo reflectarray son candidatas a sustituir a los reflectores parabólicos en sistemas CATR en altas frecuencias. Sin embargo, por sí solas en configuraciones de un solo reflector no resultan atractivas por las limitaciones que presentan (que por otra parte también ocurre con reflectores parabólicos). Así pues, existen varias líneas abiertas que pueden ser abordadas bien consecutivamente o en paralelo para la mejora de la caracterización y prestaciones en este tipo de aplicación.

Por un lado ha quedado patente que la estructura soporte empleada para realizar las medidas del reflectarray descentrado introduce ciertas incertidumbres en las medidas. Como la correcta caracterización de las sondas de medida es muy importante, se podrían realizar simulaciones de onda completa de toda la estructura, incluyendo el campo real radiado por la bocina para predecir de forma más fehaciente su comportamiento. Esto debería venir unido a un mayor control del sistema de medida empleado.

Por otro lado, ya se han visto las limitaciones de emplear reflectores con un tamaño de abertura pequeño [30, 31]. Para una mayor comprensión y control de la zona quieta generada interesa emplear reflectarrays con una abertura grande. Para evitar tener antenas con tamaños físicos muy grandes, esto se puede conseguir diseñando antenas que trabajen a frecuencias más altas, donde la longitud de onda sea menor y por lo tanto el tamaño relativo de la abertura más grande. De esta manera se espera conseguir zonas quietas más alejadas de la abertura y cuyo tamaño se mantenga durante cierta distancia a medida que se aleja de la antena. Así mismo, es necesario reducir el nivel de contrapolar de la antena, que aumenta considerablemente al emplear parches. Existen técnicas para reducir su nivel en reflectarrays que emplean parches de tamaño variable apilados [62]. Además, el uso de bocinas corrugadas también ayudaría a disminuir el nivel de contrapolar.

Para aumentar el tamaño efectivo de la zona quieta se pueden emplear configuraciones de doble reflector, ya sean reflectarray más reflector parabólico o de doble reflectarray en configuraciones Cassegrain, Gregoriana y Dragoniana. Para eliminar el táper en amplitud de la zona quieta se podría conformar el haz mediante un subreflectarray que modifique el táper sobre el

reflector principal. El conformado de haces con reflectarrays es mucho más fácil, barato y flexible que con reflectores parabólicos, y empleando topologías multicapa sería posible aumentar el ancho de banda, reducir el nivel de contrapolar y aumentar el tamaño de la zona quieta en configuraciones de doble reflectarray.

Tras estudiar y evaluar la mejor configuración para el desarrollo de sondas de medida, se propone el diseño de un prototipo en bandas milimétricas, con su correspondiente caracterización y campaña de medidas como demostración de la validez de los reflectarrays para su uso en sistemas de rango compacto.

7.3.— PUBLICACIONES

Los resultados de este trabajo han dado lugar a la siguiente publicación:

D. R. Prado, M. Arrebola, M. R. Pino, F. Las-Heras, Evaluation of the quiet zone generated by a reflectarray antenna, *en* International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEEA), 2012, aceptado.

Apéndice A

Caracterización de bocinas con SABOR

A.1.— INTRODUCCIÓN

Antes de empezar el análisis del reflectarray es necesario conocer el campo incidente en cada elemento del mismo, que dependerá de la posición y diagrama de radiación de la antena alimentadora. Dicha antena suele ser una bocina, y se suele caracterizar su diagrama de radiación con una función, siendo los modelos más comunes el haz gaussiano (empleado, por ejemplo, por GRASP [89]) o el $\cos^q(\theta)$ [96]. El modelo empleado será este último, para el que se proponen las siguientes expresiones para el campo radiado por la bocina para las polarizaciones X e Y:

$$E^X = jA_0 \frac{k_0}{2\pi r} \exp(-jk_0 r) \left[\hat{\theta} \cos \varphi C_X(\theta) - \hat{\varphi} \sin \varphi C_Y(\theta) \right], \quad (\text{A.1})$$

$$E^Y = jA_0 \frac{k_0}{2\pi r} \exp(-jk_0 r) \left[\hat{\theta} \sin \varphi C_X(\theta) + \hat{\varphi} \cos \varphi C_Y(\theta) \right], \quad (\text{A.2})$$

donde k_0 es al número de onda en el vacío, A_0 es una constante compleja que depende de la potencia radiada y $C_X(\theta)$ y $C_Y(\theta)$ son las funciones que dan el diagrama de la bocina en los planos E y H, respectivamente:

$$C_X(\theta) = \cos^{q_X} \theta, \quad (\text{A.3})$$

$$C_Y(\theta) = \cos^{q_Y} \theta. \quad (\text{A.4})$$

De esta manera se pueden modelar bocinas con diagramas que sean o no simétricos en los dos planos, sin más que escoger adecuadamente los factores q_X y q_Y . Si el diagrama de radiación es simétrico en los planos E y H, se escogerá $q_X = q_Y$. El factor q proporciona el ancho de haz en los dos planos y, por lo tanto, la directividad de la antena (véase Figura A.1).

A.2.— OBTENCIÓN DEL FACTOR Q

Para que el modelo $\cos^q \theta$ pueda modelar adecuadamente el lóbulo principal del diagrama de radiación de la bocina, es necesario ajustar adecuadamente el factor q en los dos planos principales. Para ello se empleará el *software* SABOR, en el cual se pueden simular bocinas rectangulares y circulares, corrugadas o no. En este caso, la bocina a caracterizar es una bocina piramidal, la V637 de Narda [94], cuyas dimensiones pueden verse en la Figura 6.8.

SABOR presenta la particularidad de que hay que configurar las medidas en centímetros, tal y como indica su manual de usuario. Para el caso de la bocina bajo estudio, en la Figura A.2 puede verse dicha configuración. El valor de R1 hay que establecerlo tal que los valores Re,

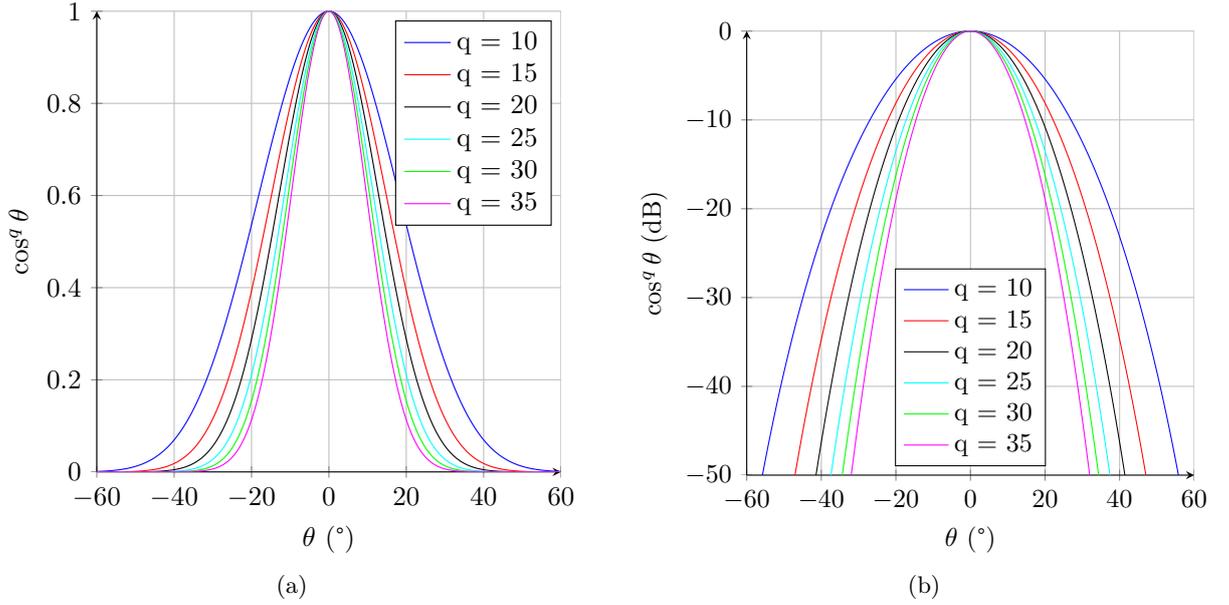


Figura A.1: Diagrama de radiación dado por la función $\cos^q \theta$. (a) Unidades naturales. (b) Decibelios.

Rh sean los de la bocina (en este caso 4.47 cm.), quedando un valor para R1 de 6.08 cm. La frecuencia se establece a 35 GHz.

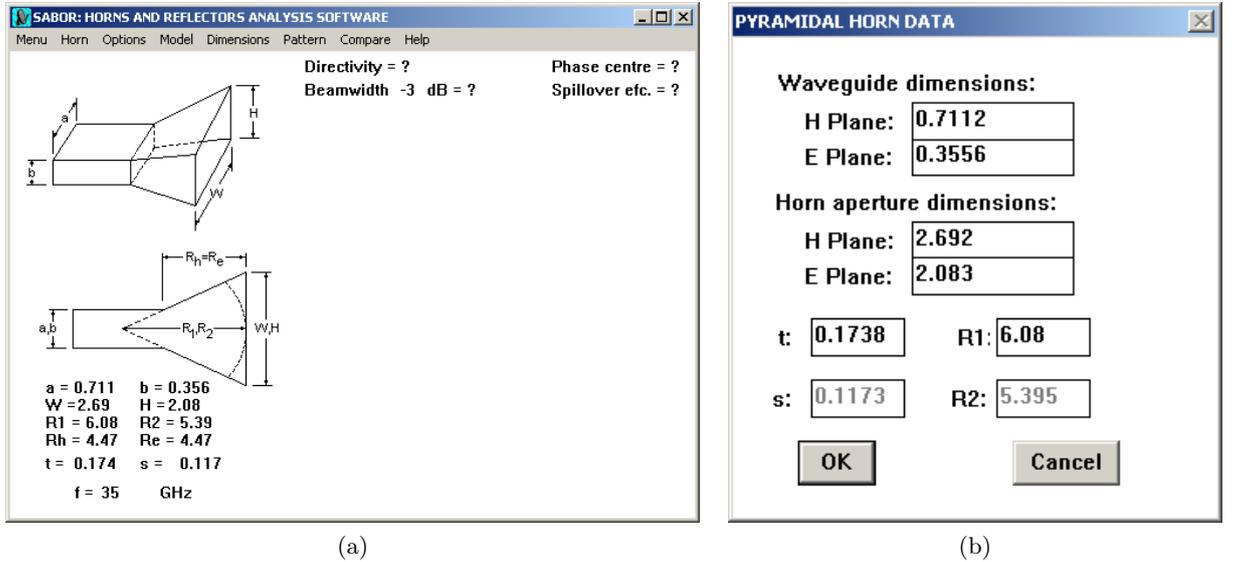


Figura A.2: (a) Pantalla principal de SABOR con los parámetros de diseño de la bocina. (b) Configuración de las dimensiones de la bocina en SABOR.

Una vez configurado el programa hay que obtener el factor q . Puesto que la función $\cos^q \theta$ modela la forma del módulo del campo eléctrico,

$$E \sim \cos^q \theta, \tag{A.5}$$

para la potencia se tendrá que

$$P \sim (\cos^q \theta)^2 = \cos^{2q} \theta, \tag{A.6}$$

y el diagrama de radiación *normalizado* será igual a

$$G(\theta) = 10 \log(\cos^{2q} \theta) = 20q \log(\cos \theta), \quad (\text{A.7})$$

con lo que despejando se tiene

$$q = \frac{G(\theta)}{20 \log \cos \theta}. \quad (\text{A.8})$$

De esta manera, evaluando el diagrama de radiación normalizado para distintos ángulos θ y aplicando la ecuación (A.8) se obtendrán varios factores q . Dichos factores deberían ser parecidos para ángulos donde se pueda aproximar el lóbulo principal por una función coseno (cf. Figura A.1). Se calculan algunos valores y luego se hace la media para obtener el factor q en un plano.

Para obtener una tabla con valores de q , primero hay que seleccionar el plano donde se van a calcular. En SABOR esto se realiza en el menú **Options**, **Phi-cut...**, correspondiendo el plano E con el corte en $\phi = 90^\circ$ y el plano H con el corte en $\phi = 0^\circ$ (además se podrá comprobar luego como los resultados se corresponden con estos cortes). Luego, seleccionando el menú **Options**, **Beamwidth...** aparecerá la ventana mostrada en la Figura A.3. Aquí se pueden calcular anchos de haz a un determinado nivel (-1 dB, -3 dB, ...) y a partir del mismo obtener q . Nótese que el valor de θ para usar con la ecuación (A.8) será la mitad del valor de **Beamwidth** de la Figura A.3.

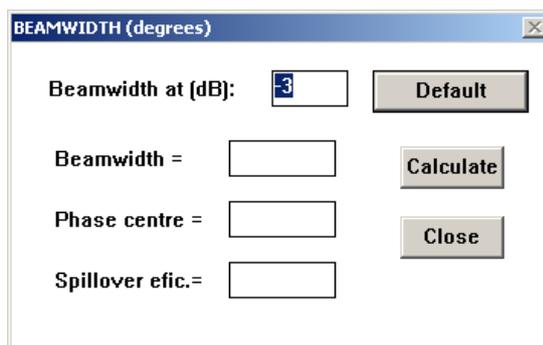


Figura A.3: Ventana para obtener anchos de haz en SABOR.

En la Tabla A.1 se recogen algunos valores obtenidos de la forma previamente comentada del factor q . Como se puede observar, el valor de q es similar para distintos valores de θ , pero no igual, por lo que finalmente se realiza la media de todos ellos en cada plano. Un valor más alto de q implica una mayor directividad. Así pues, de los valores obtenidos se deduce que el plano E es más directivo que el plano H. Además, esto también puede deducirse de las dimensiones de la bocina, mostradas en la Figura 6.8. Se puede ver como la dimensión de la bocina a lo largo del plano H es mayor que la ortogonal, siendo por lo tanto más directiva en el plano E.

Los valores de q obtenidos son 21.386 para el plano E y 19.306 para el plano H. A la vista de las gráficas de la Figura A.1, los diagramas en ambos planos no difieren mucho, por lo que se podría considerar que el diagrama de radiación de la bocina es simétrico y usar un valor de q que sea la media aritmética de los dos,

$$q = \frac{q_E + q_H}{2} = 20.346. \quad (\text{A.9})$$

El valor final escogido es 20.3.

$\varphi = 0^\circ$ (plano H)			$\varphi = 90^\circ$ (plano E)		
$G(\theta)$ (dB)	θ (°)	q	$G(\theta)$ (dB)	θ (°)	q
-1	6.240	19.373	-1	6.240	19.373
-3	10.811	19.288	-3	10.635	19.935
-5	13.975	19.160	-5	13.447	20.708
-7	16.436	19.317	-7	15.732	21.107
-9	18.545	19.432	-9	17.490	21.890
-11	20.479	19.399	-11	19.072	22.432
-13	22.236	19.367	-13	20.479	22.926
-15	23.994	19.108	-15	22.061	22.714
$q_H = 19.306$			$q_E = 21.386$		

Tabla A.1: Tabla de valores de q para varios ángulos θ .

Bibliografía

- [1] E. S. Gillespie, “A brief history of the compact range and the near-field range”, en “IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium”, vol. 4, págs. 436–439, 2001.
- [2] —, “Antenna measurements 1900–1980”, en “IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium”, vol. 3, págs. 1630–1631, 2000.
- [3] A. D. Olver, “Compact antenna test ranges”, *Proc. Int. Conf. Antennas Propag. ICAP, York, U.K.*, págs. 99–108, Abril 1991.
- [4] R. Johnson, H. Ecker y R. Moore, “Compact range techniques and measurements”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 17, n.º 5, págs. 568–576, Septiembre 1969.
- [5] John Huang y José A. Encinar, *Reflectarray Antennas*, Wiley-IEEE Press, 2008.
- [6] W. Hu, M. Arrebola, R. Cahill et al., “94 GHz dual-reflector antenna with reflectarray subreflector”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, n.º 10, págs. 3043–3050, Octubre 2009.
- [7] J. Lanteri, C. Migliaccio, J. Y. Dauvignac y C. Pichot, “Reflectarray using an offset prolate feed at 94 ghz”, en “IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium”, págs. 1–4, 2008.
- [8] D. Hess, F. Willwerth y R. Johnson, “Compact range improvements and performance at 30 ghz”, en “Antennas and Propagation Society International Symposium”, vol. 15, págs. 264–267, 1977.
- [9] A. D. Olver y A. A. Saleeb, “Lens-type compact antenna range”, *Electronics Letters*, vol. 15, n.º 14, págs. 409–410, Julio 1979.
- [10] V. Vokurka, “Compact-antenna range performance at 70 ghz”, en “Antennas and Propagation Society International Symposium”, vol. 18, págs. 260–263, 1980.
- [11] Y. Rahmat-Samii, L. I. Williams y R. G. Yaccarino, “The UCLA bi-polar planar-near-field antenna-measurement and diagnostics range”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 37, n.º 6, págs. 16–35, 1995.
- [12] IEEE, “IEEE Standard Definitions of Terms for Radio Wave Propagation”, *IEEE Std 211-1997*, 1998.
- [13] J. Tuovinen, A. Vasara y A. Raisanen, “A new type of compact antenna test range”, en “22nd European Microwave Conference”, vol. 1, págs. 503–508, 1992.
- [14] Y. Mizugutch, M. Akagawa y H. Yokoi, “Offset dual reflector antenna”, en “Antennas and Propagation Society International Symposium”, vol. 14, págs. 2–5, 1976.

- [15] W. Burnside, M. Gilreath, B. Kent y G. Clerici, “Curved edge modification of compact range reflector”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 35, nº 2, págs. 176–182, Febrero 1987.
- [16] P. A. Beeckman, “Prediction of the fresnel region field of a compact antenna test range with serrated edges”, *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings H*, vol. 133, nº 2, págs. 108–114, Abril 1986.
- [17] J. P. McKay y Y. Rahmat-Samii, “Quiet zone evaluation of serrated compact range reflectors”, en “Antennas and Propagation Society International Symposium”, vol. 1, págs. 232–235, 1990.
- [18] M. S. A. Sanad y L. Shafai, “Uniformity factor of a compact range using dual parabolic cylindrical reflectors”, *Electronics Letters*, vol. 22, nº 17, págs. 909–911, 14 1986.
- [19] E. Dudok, D. Fasold y H. J. Steiner, “Development of an optimized compact test range”, en “Proc. of 11th ESTEC Workshop on Antenna Measurements, Gothenburg, Sweden”, págs. 86–94, 1988.
- [20] E. Dudok, H. J. Steiner, J. Habersack y T. Fritzel, “Design, development and qualification of an advanced, large compact test range”, en “ESA Workshop on Antenna Technology, ESTEC, Netherlands”, 1989.
- [21] C. A. Balanis (Ed.), *Modern Antenna Handbook*, capítulo 20, págs. 986–987, Wiley, 2008.
- [22] C. G. Parini y C. J. Prior, “Radiation pattern measurements of electrically large antennas using a compact antenna test range at 180 GHz”, *Electronics Letters*, vol. 24, nº 25, págs. 1552–1554, Diciembre 1988.
- [23] T. Hirvonen, J. P. S Ala-Laurinaho, J. Tuovinen, y A. V. Raisanen, “A compact antenna test range based on a hologram”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, nº 8, págs. 1270–1276, Agosto 1997.
- [24] A. Lonnqvist et al., “Hologram-based compact range for submillimeter-wave antenna testing”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, nº 10, págs. 3151–3159, Octubre 2005.
- [25] J. Saily et al., “Test results of 310 ghz hologram compact antenna test range”, *Electronics Letters*, vol. 36, nº 2, págs. 111–112, Enero 2000.
- [26] A. V. Raisanen et al., “Compact antenna test range based on a computer-generated hologram and its use at submillimeter wavelengths”, en “Antennas and Propagation Conference. Loughborough”, págs. 23–26, 2007.
- [27] T. Koskinen et al., “Experimental study on a hologram-based compact antenna test range at 650 ghz”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, nº 9, págs. 2999–3006, Septiembre 2005.
- [28] Y. Junsheng et al., “Design of tri-reflector compact antenna test range”, en “International Conference on Microwave Technology and Computational Electromagnetics”, págs. 133–136, 2009.
- [29] X. Liu et al., “Design of tri-reflector compact antenna test range for millimetre/submillimetre wave and thz antenna measurement”, en “International Workshop on Antenna Technology (iWAT)”, págs. 144–147, 2011.

- [30] S. Brumley, “Extending the low-frequency limits of the compact-range reflector”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 38, n^o 3, págs. 81–85, Junio 1996.
- [31] J. Migl, A. Geise, J. Hartmann y H. J. Steiner, “Low frequency analysis of large dual reflector compact ranges”, en “Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)”, págs. 3591–3595, 2011.
- [32] N. N. Jackson y P. S. Excell, “An active array for uhf compact range illumination”, en “Eighth International Conference on Antennas and Propagation”, vol. 1, págs. 388–391, 1993.
- [33] A. Munoz-Acevedo y M. Sierra-Castaner, “An efficient hybrid go-pws algorithm to analyze conformal serrated-edge reflectors for millimeter-wave compact range”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, n^o 2, págs. 1192–1197, Febrero 2012.
- [34] D. G. Berry, R. G. Malech y W. A. Kennedy, “The reflectarray antenna”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, págs. 645–651, Noviembre 1963.
- [35] H. R. Phelan, “Spiralphase reflectarray for multitarget radar”, *Microwave Journal*, vol. 20, págs. 67–73, Julio 1977.
- [36] José Agustín Zornoza Ramírez, “Desarrollo de técnicas de diseño para reflectarrays impresos multicapa con haz conformado”, Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Madrid, 2003.
- [37] J.A. Encinar, “Design of two-layer printed reflectarrays for bandwidth enhancement”, en “Antennas and Propagation Society International Symposium, 1999. IEEE”, vol. 2, págs. 1164–1167, 1999.
- [38] J. Huang, “Microstrip reflectarray”, en “Antennas and Propagation Society International Symposium, 1991. AP-S. Digest”, vol. 2, págs. 612–615, 1991.
- [39] D.M. Pozar y T.A. Metzler, “Analysis of a reflectarray antenna using microstrip patches of variable size”, *Electronics Letters*, vol. 29, n^o 8, págs. 657–658, Abril 1993.
- [40] A. Kelkar, “FLAPS: conformal phased reflecting surfaces”, en “Radar Conference, 1991., Proceedings of the 1991 IEEE National”, págs. 58–62, 1991.
- [41] Y. J. Guo y S.K. Barton, “Phase correcting zonal reflector incorporating rings”, *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 43, n^o 4, págs. 350–355, Abril 1995.
- [42] J. Huang y R. J. Pogorzelski, “A Ka-band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles”, *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 46, n^o 5, págs. 650–656, Mayo 1998.
- [43] J. A. Encinar, “Recent advances in reflectarray antennas”, en “Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)”, págs. 1–6, 2010.
- [44] D. C. Chang y M. C. Huang, “Multiple-polarization microstrip reflectarray antenna with high efficiency and low cross-polarization”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 43, n^o 8, págs. 829–834, Agosto 1995.
- [45] N. Misran, R. Cahill y V. Fusco, “Reflection phase response of microstrip stacked ring elements”, *Electronics Letters*, vol. 38, n^o 8, págs. 356–357, Abril 2002.
- [46] —, “Design optimisation of ring elements for broadband reflectarray antennas”, *IEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 150, n^o 6, págs. 440–444, Diciembre 2003.

- [47] I. Barriuso, A. L. Gutierrez, M. Lanza, M. Domingo, J. R. Perez, L. Valle, y J. Basterrechea, “Analysis of single layer multiple concentric ring elements in reflectarray antennas”, en “IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)”, págs. 952–955, 2011.
- [48] J. A. Encinar y M. Barba, “Design manufacture and test of Ka-band reflectarray antenna for trasmitting and receiving in orthogonal polarization”, en “International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics”, págs. 1–4, 2010.
- [49] W. X. Zhang, Z. H. Wu, L. Zhang, P. Lu, Z. G. Liu y W. Shen, “On the printed reflectarray with polarized transformation”, en “IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials”, págs. 59–62, 2005.
- [50] J. A. Encinar et al., “Dual-polarization dual-coverage reflectarray for space applications”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, n^o 10, págs. 2827–2837, Octubre 2006.
- [51] M. Arrebola, Y. Alvarez, J. A. Encinar y F. Las-Heras, “Accurate analysis of printed reflectarrays considering the near field of the primary feed”, *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 3, n^o 2, págs. 187–194, Marzo 2009.
- [52] C. Wan y J. A. Encinar, “Efficient computation of generalized scattering matrix for analyzing multilayered periodic structures”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 43, n^o 11, págs. 1233–1242, Noviembre 1995.
- [53] I. Barriuso et al., “Comparison of heuristic methods when applied to the design of reflectarrays”, en “Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)”, págs. 970–974, 2011.
- [54] P. Robustillo, J. A. Encinar, y J. Zapata, “ANN element characterization for reflectarray antenna optimization”, en “Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)”, págs. 957–960, 2011.
- [55] J. A. Encinar y J. A. Zornoza, “Three-layer printed reflectarrays for contoured beam space applications”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, n^o 5, págs. 1138–1148, Mayo 2004.
- [56] P. Robustillo, J. Zapata, J. Encinar y J., “ANN Characterization of Multi-Layer Reflectarray Elements for Contoured-Beam Space Antennas in the Ku-Band”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2012, Early Access Articles.
- [57] J. A. Encinar, M. Arrebola y G. Toso, “A parabolic reflectarray for a bandwidth improved contoured beam coverage”, en “The Second European Conference on Antennas and Propagation”, págs. 1–5, 2007.
- [58] C. Tienda, J. A. Encinar y M. Arrebola, “Contoured-beam dual-reflectarray antenna for dbs application”, en “IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)”, págs. 109–112, 2011.
- [59] M. Arrebola, J. A. Encinar y M. Barba, “Multifed printed reflectarray with three simultaneous shaped beams for lmds central station antenna”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, n^o 6, págs. 1518–1527, Junio 2008.
- [60] M. Thiel y W. Menzel, “A multiple-beam sector antenna with a dual planar reflectarray arrangement”, en “3rd European Radar Conference”, págs. 53–56, 2006.

- [61] P. Nayeri, F. Yang y A. Z. Elsherbeni, “Design and experiment of a single-feed quad-beam reflectarray antenna”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, nº 2, págs. 1166–1171, Febrero 2012.
- [62] Carolina Tienda Herrero, “Development of efficient techniques for the analysis and design of antennas in dual-reflectarray configuration”, Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Madrid, 2012.
- [63] M. Arrebola, L. Haro y J. Encinar, “Analysis of dual-reflector antennas with a reflectarray as subreflector”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 50, nº 6, págs. 39–51, Diciembre 2008.
- [64] C. Tienda, M. Arrebola y J. A. Encinar, “General analysis tool for reflectarray antennas in dual-reflector configurations”, en “Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)”, págs. 992–996, 2011.
- [65] C. Tienda, M. Arrebola, J. A. Encinar y G. Toso, “Analysis of parabolic reflectarray in dual-reflector configuration”, en “Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)”, págs. 1–5, 2010.
- [66] H. Kamoda, T. Iwasaki, J. Tsumochi y T. Kuki, “60-GHz electrically reconfigurable reflectarray using p-i-n diode”, en “International Microwave Symposium Digest”, págs. 1177–1180, 2009.
- [67] H. Kamoda, T. Iwasaki, J. Tsumochi, T. Kuki, O. Hashimoto, “60-ghz electronically reconfigurable large reflectarray using single-bit phase shifters”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, nº 7, págs. 2524–2531, Julio 2011.
- [68] E. Carrasco, M. Barba, J. A. Encinar, “Electronically switchable-beam reflectarray antenna”, en “Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)”, págs. 1–5, 2010.
- [69] F. A. Tahir, H. Aubert, E. Girard, “Optimisation of MEMS-controlled reflectarray phase shifter cell”, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 5, nº 3, págs. 271–276, Febrero 2011.
- [70] O. Bayraktar, O. A. Civi, T. Akin, “Beam Switching Reflectarray Monolithically Integrated With RF MEMS Switches”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, nº 2, págs. 854–862, Febrero 2012.
- [71] J. A. Encinar, C. Tienda, E. Carrasco, M. Arrebola, G. Toso, “Design of dual-reflectarray antenna for beam scanning”, en “IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)”, págs. 1–4, 2010.
- [72] B. Wu, M. Okoniewski, “Design and Fabrication of a Ternary Switch for MEMS-Controlled Reflectarray Elements”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, págs. 998–1001, 2009.
- [73] T. Pochiraju, V. Fusco, “Amplitude and Phase Controlled Reflectarray Element Based on an Impedance Transformation Unit”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, nº 12, págs. 3821–3826, Diciembre 2009.
- [74] K. K. Kishor, S. V. Hum, “An Amplifying Reconfigurable Reflectarray Antenna”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, nº 1, págs. 197–205, Enero 2012.

- [75] C. Liu, S. V. Hum, “An Electronically Tunable Single-Layer Reflectarray Antenna Element With Improved Bandwidth”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, págs. 1241–1244, 2010.
- [76] A. Moessinger, R. Marin, J. Freese, S. Mueller, A. Manabe, R. Jakoby, “Investigations on 77 GHz tunable reflectarray unit cells with liquid crystal”, en “First European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)”, págs. 1–4, 2006.
- [77] R. Marin, A. Moessinger, F. Goelden, S. Mueller, R. Jakoby, “77 GHz Reconfigurable Reflectarray with Nematic Liquid Crystal”, en “The Second European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)”, págs. 1–5, 2007.
- [78] A. Moessinger, S. Dieter, W. Menzel, S. Mueller, R. Jakoby, “Realization and characterization of a 77 GHz reconfigurable liquid crystal reflectarray”, en “13th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and the Canadian Radio Science Meeting (ANTEM/URSI)”, págs. 1–4, 2009.
- [79] S. Bildik, S. Dieter, C. Fritzsich, M. Frei, C. Fischer, W. Menzel, R. Jakoby, “Reconfigurable liquid crystal reflectarray with extended tunable phase range”, en “41st European Microwave Conference (EuMC)”, págs. 1292–1295, 2011.
- [80] M. Sazegar, A. Giere, Y. Zheng, H. Maune, A. Moessinger, R. Jakoby, “Reconfigurable unit cell for reflectarray antenna based on barium-strontium-titanate thick-film ceramic”, en “European Microwave Conference”, págs. 598–601, 2009.
- [81] Y. Shen, S. Ebadi, P. Wahid, X. Gong, “Tunable reflectarray unit cell element using BST technology”, en “IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)”, págs. 43–46, 2012.
- [82] S. A. Long, G. H. Huff, “A Fluidic Loading Mechanism for Phase Reconfigurable Reflectarray Elements”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, págs. 876–879, 2011.
- [83] —, “Development of a closed-loop fluidic system for a phase reconfigurable reflectarray element”, en “Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)”, págs. 1192–1193, 2011.
- [84] T. H. Hand, S. A. Cummer, “Reconfigurable Reflectarray Using Addressable Metamaterials”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, págs. 70–74, 2010.
- [85] A. Georgiadis, A. Collado, “Active reconfigurable reflectarray based on voltage-controlled oscillators”, en “IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (ARRAY)”, págs. 700–706, 2010.
- [86] S.D. Tagonski y D. M. Pozar, “Minimization of beam squint in microstrip reflectarrays using an offset feed”, *Antennas and Propagation Society International Symposium*, págs. 1326–1329, 1996.
- [87] Manuel Arrebola Baena, “Contribution to the analysis and design of shaped-beam printed reflectarrays in complex configurations”, Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Madrid, 2008.
- [88] Arun K. Bhattacharyya, *Phased Array Antennas. Floquet Analysis, Synthesis, BFNs, and Active Array Systems*, capítulo 2, Wiley, 2006.
- [89] Knud Pontoppidan, “GRASP9 Technical description”, Hoja de características, Ticra, Septiembre 2005.

- [90] A. Arboleya et al., “Millimeter and Submillimeter Wave Measurement System Implementation”, en “URSI XXVII Symposium”, 2012, aceptado.
- [91] Francisco Eduardo Carrasco Yépez, “Contribution to the design of reflectarrays based on delay lines and aperture-coupled patches”, Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Madrid, 2008.
- [92] D. M. Pozar, “Wideband reflectarrays usign artificial impedance surfaces”, *Electronics Letters*, vol. 43, nº 3, Febrero 2007.
- [93] C. Wan y J.A. Encinar, “Efficient computation of generalized scattering matrix for analyzin multilayered periodic structures”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 43, nº 11, págs. 1233–1242, Noviembre 1995.
- [94] Narda Microwave East, “Waveguide horn antennas”, Online, Junio 2012, <http://www.nardamicrowave.com/east/index.php?m=Products&e=getPdf&id=3659>.
- [95] Leandro de Haro, “Sabor: Software for the analysis of horns and reflectors”, Online, Junio 2012, <http://www.gr.ssr.upm.es/sabor.htm>.
- [96] Y. T. Lo y S. W. Lee (Ed.), *Antenna Handbook. Volume I: Fundamentals and mathematical techniques*, capítulo 1, págs. 1–28 – 1–29, Chapman & Hall, 1993.
- [97] D. R. Prado, M. Arrebola, M. R. Pino, F. Las-Heras, “Evaluation of the quiet zone generated by a reflectarray antenna”, en “International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEEA)”, 2012, aceptado.