



# UNIVERSIDAD DE GRANADA

TESIS DOCTORAL

---

## Contribución al diseño de dispositivos radiantes con conformado de haz para sistemas de comunicación de última generación

---

Autor:  
Ignacio Parellada Serrano

Directores de Tesis:  
Dr. Pablo Padilla de la Torre  
Dr. Carlos Molero Jiménez

Departamento de Teoría de la Señal, Telemática y Comunicaciones  
Universidad de Granada  
Programa de Doctorado en Tecnologías de la Información y la Comunicación

Granada, Enero de 2024

Editor: Universidad de Granada. Tesis Doctorales  
Autor: Ignacio Parellada Serrano  
ISBN: 978-84-1195-245-3  
URI: <https://hdl.handle.net/10481/90749>



*“Solamente la libertad que se somete a la Verdad conduce a la persona humana a su verdadero bien. El bien de la persona consiste en estar en la Verdad y en realizar la Verdad.”*

San Juan Pablo II

# Agradecimientos

Ha llegado el final de una etapa más en mi formación académica. Esta, a diferencia de las anteriores, que de una forma u otra eran obligatorias, la emprendí con gusto y por pasión, por lo que he podido disfrutarla más aún, creciendo como persona y pasándomelo realmente bien. Por ello quiero agradecer a todas las personas que, de una manera u otra, han ayudado a que yo llegue a escribir estas líneas.

Si me he podido divertir ha sido gracias al excelente ambiente de trabajo que siempre han priorizado los Jefes del Grupo SWAT, Juanfra y, mi también Director de Tesis, Pablo. Infinitas gracias también a mi otro Director, a Carlos. Gracias a los 3 por confiar en mí desde el minuto cero, desde el hecho fortuito de ser parte del Tribunal en mi defensa del TFG. Gracias por nunca dejar de motivarme a superar cada contratiempo e ir expandiendo mis límites. Uno no puede pasárselo bien solo, y es ahí donde intervienen todos y cada uno de mis compañeros de Grupo. Compañeros a los que considero amigos (y muy personajes) y con los que se puede contar en cualquier momento: Álex, Andrés, Ángel, Antonio, Carmelo, Cleo, Ginés, Juane, Marcos, Mario, Migue, Salva, Sergio y Sohrab. Gracias por haber hecho del día a día en el Despacho y el Laboratorio algo extraordinario. Gracias a todos también por hacerme ver que con ganas, dedicación y mucho tiempo se puede aportar de verdad a la Ciencia.

Gracias a mi familia, porque a pesar de no haberla elegido, no puedo haber tenido una mejor. Una que mis padres empezaron de la nada hace 45 años y en la que ya somos casi diez, más los que vendrán. Creo que a unos padres nunca se les puede agradecer de verdad todo lo que a uno le dan, empezando por la propia vida. Sin embargo, supongo que se puede empezar por hacerles sentir orgullosos de lo que en uno llega a ser y a conseguir, y esta Tesis es un trocito de eso. A mis hermanos, Enri y Guille, y a María Jesús, mi otra *hermana*: también os debo mucho. Tengo la suerte de ser el pequeño y que toda mi vida hayáis estado ahí, actuando como segundos padres o como el mejor de los amigos, según fuera necesario. Eso sí, siempre haciéndolo como nadie. A los más pequeños de la familia, Enri y María: nos dais años de vida. Es increíble como dos personas tan pequeñas pueden ofrecerte un amor tan puro y una diversión constante, aunque a María la hayamos empezado a disfrutar hace tan poco. Sois los mejores sobrinos del mundo.

Por último estás tú, Gloria, la persona que le das sentido a todo. Gracias. Uno no puede tener más suerte en la vida que la de encontrar a la persona con la que compartir todo a los 15 años. Y cuando digo todo, es todo, incluyendo las muchísimas alegrías y las no demasiadas tristezas que hemos vivido. Todo es muy fácil cuando se comparte la forma de entender la vida y sus prioridades. El amor, el respeto y la lealtad que nos tenemos y que hemos construido desde la adolescencia es algo que desearía que todo el mundo pudiera experimentar. Crecer juntos ha sido, y sigue siendo, un Camino con la mejor Compañía. Míranos: desde el principio teníamos claro que queríamos formar nuestra propia familia. Por entonces éramos unos lanzados para la gente, que ya *se nos pasaría* o que eso es *la ilusión del principio*. Poco a poco demostramos que lo nuestro es real, que el amor existe. Hoy ya somos familia de verdad, aunque aún seamos dos, lo cual significa que todavía hay muchas páginas por rellenar... Te quiero.



# Resumen

Contribución al diseño de dispositivos radiantes con conformado de haz para sistemas de comunicación de última generación

Ignacio Parellada Serrano

**Palabras clave:** diseño, fabricación, caracterización, dispositivos radiantes, conformado de haz, *beamforming*, *reflectarrays*, FSS, optimización, algoritmo genético.

## Resumen

Esta Tesis Doctoral se centra en el diseño optimizado de dispositivos radiantes con conformado de haz. En concreto, centra la atención en el desarrollo de estructuras 3D en *array* de tipo tanto *reflectarray* como filtrantes en transmisión.

Las primeras de ellas suponen el desarrollo de estructuras *reflectarray* completamente metálicas, para distintas polarizaciones y bandas, tanto en el diseño de los dispositivos en sí como en el diseño de la configuración radiante del diagrama de radiación del *array* que las conforma. Para la definición del diagrama de radiación, se emplean algoritmos genéticos ya existentes en la literatura, centrandó el esfuerzo en su adaptación concreta a los problemas objeto de estudio: configuración de celdas y diagramas de radiación. En ese sentido, se dedica una parte de esfuerzo al desarrollo de un algoritmo de optimización programado ad hoc para la obtención de la distribución de fases para *reflectarrays* con celdas de 1 bit (dos estados). Con las configuraciones de radiación indicadas, se procede al diseño y fabricación de una serie de *reflectarrays* con características electromagnéticas particulares (una banda y doble banda, una polarización y doble polarización), cuyo funcionamiento y adecuado desempeño han sido experimentalmente validados en el laboratorio SWT (Cámara Anecoica).

En lo relativo al segundo tipo de estructuras filtrantes en transmisión se presenta un diseño de Superficie Selectiva en Frecuencia (FSS, *Frequency Selective Surface*) mediante una estructura en *array* metálica 3D diseñada mediante una técnica novedosa de diseño que permite determinar el diseño de cada celda del *array* y su matriz de acoplos mutuos. En dicho trabajo se consigue validar esa técnica de diseño con la fabricación de un prototipo y su adecuada caracterización en el banco óptico el laboratorio SWT.

Para el desarrollo de todos los diseños de esta Tesis, también se han elaborado una serie de herramientas de control del entorno de simulación que han sido de gran utilidad no sólo en la presente Tesis, sino en otros trabajos desarrollados en el Grupo de Investigación.

Finalmente, los resultados de la Tesis han derivado en contribuciones tanto a revistas científicas de impacto como a congresos nacionales e internacionales.



# Motivación, Objetivos y Estructura de la Tesis

En estas páginas se explica la motivación que hay tras la realización de esta Tesis, sus objetivos concretos y, por último, la estructura por Capítulos que sigue este documento.

## Motivación

El desarrollo de la Sociedad de la Información ha traído consigo una creciente demanda de sistemas de comunicación eficientes y de alta capacidad. Esto ha derivado en un interés significativo en el avance de dispositivos radiantes con conformado de haz y en su diseño optimizado. Estos dispositivos son fundamentales para garantizar la cobertura de señal a múltiples usuarios y mejorar la eficiencia espectral, tan demandadas en el estándar 5G y el venidero 6G. Sin embargo, el diseño de estos dispositivos presenta desafíos significativos. Esto se debe al aumento de la frecuencia de trabajo, tanto en términos económicos, debido al coste de fabricación al tratarse de dispositivos cada vez más compactos, como en términos tecnológicos, especialmente en lo que respecta a la optimización de la configuración del *array* y la conformación del haz. Sin embargo, con la gran evolución que han experimentado en los últimos años las tecnologías de fabricación avanzada, como la impresión 3D en sus distintas variantes, ahora es factible la exploración de estructuras tridimensionales que pueden ofrecer ventajas significativas en términos de rendimiento y flexibilidad. Por otra parte, el diseño de tales estructuras precisa de técnicas de optimización sofisticadas y eficientes, así como de herramientas de simulación precisas.

Como subconjunto específico de las antenas en *array* se encuentran los *Reflectarray* (RA), como una opción que reemplaza la necesidad de un reflector conformado, aportando propiedades muy útiles de funcionamiento, y versatilidad y mayor libertad en el diseño. Aunque estas antenas inicialmente solían basarse

en esquemas en Placa de Circuito Impreso (PCB, *Printed Circuit Board*), que simplifican en gran medida su configuración y diseño, en los últimos años, sin embargo, las nuevas técnicas de impresión 3D han abierto un campo de nuevas oportunidades para el diseño de las celdas unitarias de los RAs de manera precisa y versátil, así como el *array* de celdas completo. De este modo, los RA pueden dirigir haces de radiación en la dirección deseada en función de la configuración de fase de sus celdas, y pueden incluir tanto elementos sencillos, que los hacen ligeros, de bajo perfil y adaptables, como circuitos complejos en su arquitectura, como desfases y elementos activos que permitan incluso su reconfigurabilidad.

Por su parte, las Superficie Selectiva en Frecuencia (FSS, *Frequency Selective Surface*) comenzaron a investigarse en los años 50 con el objetivo militar de reducir la visibilidad de las aeronaves. A día de hoy se sigue tratando de reducir la periodicidad de sus elementos, de operar en doble polarización o de hacerlas robustas al ángulo de llegada. Las FSS ocupan un gran protagonismo en los filtros empleados en electromagnetismo. Con ellos se manipula el espectro en frecuencia de la onda incidente, por lo que las aplicaciones en telecomunicaciones son numerosas. Los filtros evanescentes basados en FSS surgen como una solución al problema del tamaño de los dispositivos a frecuencias relativamente bajas. Por esa misma razón, al ser más compactos, son totalmente integrables en sistemas de comunicaciones.

De esta forma, la motivación principal de esta Tesis pasa por cubrir los desafíos de lo expuesto anteriormente, contribuyendo así en el área de diseño optimizado de dispositivos radiantes. Esto se abarcará desde de diferentes puntos: haciendo uso de Algoritmos Genéticos para la optimización de las celdas unidad de un *reflectarray* y su diagrama de radiación, creando e implementando desde cero un algoritmo de optimización para la obtención eficiente de la distribución de fases para *reflectarrays* de 1 bit, y aplicando todo ello al desarrollo de diversas estructuras *reflectarray* y estructuras filtrantes en transmisión. Además, todo ello es validado experimentalmente los diseños propuestos y desarrollar herramientas de control del entorno de simulación.

## Objetivos

Los objetivos a alcanzar en esta Tesis se esquematizan en los siguientes puntos:

- Investigación y documentación sobre optimización, haciendo hincapié en los Algoritmos Genéticos, sobre los dispositivos radiantes como los *reflectarrays* y sobre las estructuras filtrantes en transmisión. Todo ello con el objetivo de asentar los conocimientos en las diversas áreas, de manera previa a los trabajos que se van a realizar.
- El desarrollo y adaptación de algoritmos de optimización metaheurísticos

para el diseño eficiente de dispositivos radiantes. Se emplearán Algoritmos Genéticos como NSGA-II o MOCeCell para la optimización del diseño de celdas unidad de *reflectarrays*, con el objetivo de adaptar su diagrama de radiación a una máscara dada.

- El desarrollo de nuevos esquemas y configuraciones que permitan el desarrollo de antenas con conformado de haz en milimétricas con altas prestaciones. Se propondrá un algoritmo de optimización para la obtención eficiente de la distribución de fases de un *reflectarray* de 1 bit teniendo en cuenta sus características y su entorno.
- El desarrollo optimizado de diseños de antenas conformadas enfocado a configuraciones en *array*. Se mostrarán los diseños completos de diversos *reflectarrays* de 1 bit, controlando una o dos polarizaciones del campo incidente, y en una o dos bandas de frecuencia.
- El desarrollo optimizado de diseños de estructuras filtrantes como Superficies Selectivas en Frecuencia. Se tratará de validar un novedoso método de Matriz de Acoplamiento Electromagnético mediante el diseño de una FSS empleada como Filtro Paso Banda en la banda Ku.
- La validación de todos los desarrollos, diseños y avances propuestos por medio de la fabricación y medida de prototipos, con especial atención a la reducción de coste de fabricación y optimizados en cuanto a pérdidas. Siempre que sea posible se hará uso de las infraestructuras del laboratorio SWT.

## Estructura de la Tesis

La Tesis se organizará por Capítulos de la siguiente manera:

- **Capítulo 1: Fundamento Teórico.** El primer Capítulo de la Tesis se destina a contextualizar de manera teórica los conceptos que se desarrollan en los Capítulos sucesivos. En lo que concierne a los dispositivos *reflectarray*, se introducen como una solución tecnológica tanto en relación a las comunicaciones 5G como a las comunicaciones satelitales. Más tarde, se presentan las Superficies Selectivas en Frecuencia desde sus inicios, para luego enmarcarlas en el área de filtrado. Por último, se expone la evolución de la Optimización a lo largo de las décadas, poniendo el foco en el uso de Algoritmos Genéticos, que serán los empleados en trabajos posteriores.
- **Capítulo 2: Desarrollos, herramientas y métodos.** Este Capítulo se divide en cuatro Secciones independientes: los dos primeros referidos a la

optimización de diseño de *arrays* y los dos últimos se dedican a herramientas de usuario para la aplicación de algoritmos de optimización. En la primera Sección se detallará la optimización de las dimensiones de los elementos de un *reflectarray* mediante una técnica de uso de máscaras de radiación. En segundo lugar, se elabora un algoritmo de optimización con el objetivo de extraer la distribución de fases adecuada de un *reflectarray* dado el tamaño del elemento, el número de elementos, la distancia hasta el alimentador, etc. Más tarde, se explica la construcción de una Interfaz Gráfica de Usuario dirigida al acercamiento de los Algoritmos Genéticos y sus beneficios a investigadores que no están muy familiarizados con este campo. Por último, se muestra otra herramienta, esta vez con la intención de automatizar la construcción, simulación y extracción de resultados llevados a cabo en CST, acelerando los procesos y avanzando así en la investigación.

- **Capítulo 3: Dispositivos *Reflectarray* (RA) basados en estructuras resonantes 3D.** El tercer Capítulo se extiende en el desarrollo completo de dispositivos *reflectarray*, desde el diseño de las celdas unidad hasta su prototipado y caracterización. En concreto serán cuatro diseños: los dos primeros controlan una y dos polarizaciones, respectivamente, en una banda de frecuencia; los dos últimos, una polarización en dos bandas de frecuencia.
- **Capítulo 4: Dispositivos selectivos en frecuencia (FSS) basados en estructuras resonantes 3D.** En el último Capítulo de materia se pretende diseñar una Superficie Selectiva en Frecuencia filtrante en transmisión mediante una nueva técnica de Matriz de Acoplamiento Electromagnética. En concreto, se diseña un filtro en transmisión con el objetivo de tener una banda de paso centrada en 13GHz. Con su fabricación y caracterización se dará validez tanto a la propia estructura como a este método innovador.
- **Capítulo 5: Contribuciones Científicas derivadas de la Tesis.** En este último y breve Capítulo se presentan todas los trabajos de la Tesis que han resultado en publicaciones en revistas científicas de alto impacto o en contribuciones a congresos tanto nacionales como internacionales





# Índice general

<b>1. Fundamento Teórico</b>	<b>23</b>
1.1. Introducción a los <i>Reflectarrays</i> (RAs)	23
1.1.1. Sobre las comunicaciones 5G	23
1.1.2. RA en las comunicaciones satelitales	27
1.2. Introducción a las Superficies Selectivas en Frecuencia y los Filtros	30
1.3. Introducción a la Optimización y uso de los Algoritmos Genéticos	39
1.3.1. Funcionamiento básico de los Algoritmos Genéticos	42
<b>2. Desarrollos, Herramientas y Métodos</b>	<b>51</b>
2.1. Introducción y contenido del capítulo	51
2.2. Optimización de diseño de <i>reflectarray</i> mediante Algoritmos Genéticos	52
2.3. Algoritmo de optimización para la distribución de fases de un <i>reflectarray</i>	61
2.4. Interfaz Gráfica de Usuario para la aplicación de Algoritmos Genéticos	69
2.5. Herramienta de automatización de CST a través de MATLAB	76
<b>3. Dispositivos <i>Reflectarray</i> (RA) basados en Estructuras Resonantes 3D</b>	<b>85</b>
3.1. Introducción y Contenido del Capítulo	85
3.2. <i>Reflectarray</i> 3D de Una Polarización en Una Banda	86
3.3. <i>Reflectarray</i> 3D de Doble Polarización en Una Banda	99
3.4. <i>Reflectarrays</i> de Una Polarización en Doble Banda de Frecuencia	111
3.4.1. <i>Reflectarray</i> de Una Polarización en Doble Banda con Resonadores en forma de $C$ y $\Delta$	111
3.4.2. <i>Reflectarray</i> de Una Polarización en Doble Banda con Resonadores en forma $C$ y $O$	128
3.5. Conclusiones y Líneas Futuras	138

<b>4. Dispositivos Selectivos en Frecuencia (FSS) basados en Estructuras Resonantes 3D</b>	<b>141</b>
4.1. Introducción y Contenido del Capítulo . . . . .	141
4.2. Matriz de Acoplamiento Electromagnético (ECM, <i>Electromagnetic Coupling Matrix</i> ) . . . . .	143
4.3. Diseño de la Celda Base de la Estructura . . . . .	146
4.4. Diseño de la Celda Unidad del Filtro en Cascada . . . . .	149
4.5. Análisis de Tolerancias y Proceso de Fabricación del Prototipo . .	151
4.6. Caracterización del Prototipo . . . . .	157
4.7. Conclusiones y Líneas Futuras . . . . .	159
<b>5. Contribuciones Científicas derivadas de la Tesis</b>	<b>163</b>
<b>Índice de tablas</b>	<b>167</b>
<b>Índice de figuras</b>	<b>168</b>
<b>Siglas</b>	<b>179</b>
<b>Bibliografía</b>	<b>196</b>





# Capítulo 1

## Fundamento Teórico

### 1.1. Introducción a los *Reflectarrays* (RAs)

#### 1.1.1. Sobre las comunicaciones 5G

Los avances en las antenas para transmisiones y telecomunicaciones están experimentando una creciente demanda debido a la aparición de tecnologías innovadoras y el rápido desarrollo de nuevas técnicas de fabricación. Esto se vio especialmente acentuado con la llegada del estándar de comunicaciones de Quinta Generación (5G, *Fifth Generation*) y la asignación de bandas de frecuencia en el rango de las ondas milimétricas [1], es decir, por encima de los 30GHz y hasta los 300GHz. Los dispositivos que operan en estas frecuencias se enfrentan a diversas restricciones relacionadas con el tamaño, el peso, las limitaciones de fabricación y un aumento significativo en las pérdidas de señal [2].

Los sistemas de comunicación modernos están adoptando cada vez más esas bandas de frecuencias milimétricas para satisfacer las demandas actuales de la sociedad, que incluyen baja latencia, alta capacidad de datos y una conectividad mejorada, entre otras necesidades [3–5]. De nuevo, un claro ejemplo son los estándares 5G [6], cuyo Rango de Frecuencia 2 (FR2, *Frequency Range 2*) se encuentra en el rango de 24-40GHz (conocida como banda Ka), y la futura Sexta Generación (6G, *Sixth Generation*), que se espera opere por encima de los 100GHz [7–9]. Esto se debe a que en el rango 30-300GHz el ancho de banda es mayor y la latencia menor, sobre todo en comparación a lo saturado que se encuentra el espectro radioeléctrico en la banda sub-6GHz. En la Imagen 1.1 se muestran los retos y los objetivos tecnológicos para esta Quinta Generación, incluyendo las evoluciones a corto, medio y largo plazo (*short, medium y long-term evolution: SEVO, MEVO y LEVO*) [10, 11].

## CAPÍTULO 1. FUNDAMENTO TEÓRICO

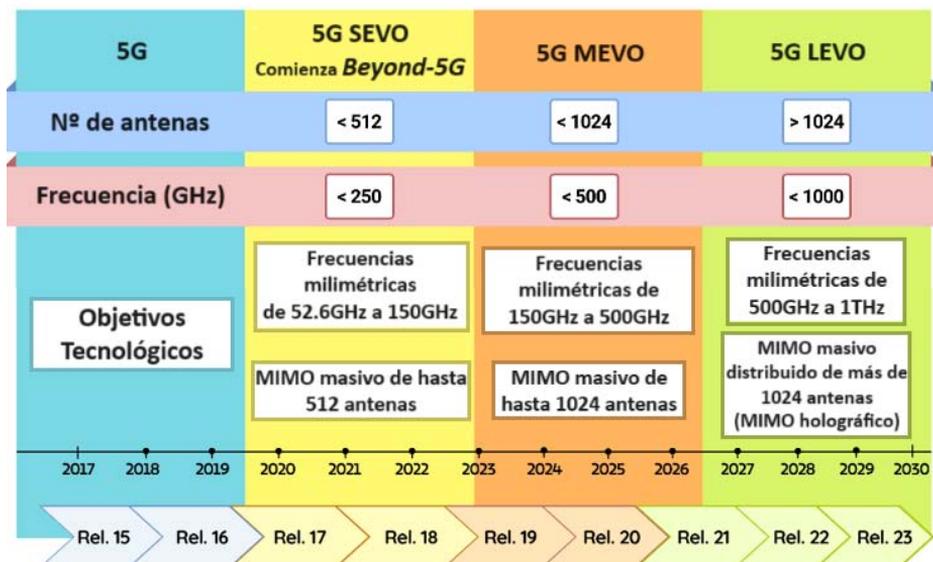


Imagen 1.1: Evolución de los estándares y sus principales retos tecnológicos para las futuras comunicaciones. Imagen adaptada de [12].

Banda	Rango de frecuencias
HF (High Frequency)	3 - 30 MHz
VHF (Very High Frequency)	30 - 300 MHz
UHF (Ultra High Frequency)	300 - 1000 MHz
L (Large Wave)	1 - 2 GHz
S (Short Wave)	2 - 4 GHz
C	4 - 8 GHz
X	8 - 12 GHz
$K_u$ (K-under)	12 - 18 GHz
K	18 - 27 GHz
$K_a$ (K-above)	27 - 40 GHz
V	40 - 75 GHz
W	75 - 110 GHz
Milimétricas	110 - 300 GHz

Tabla 1.1: Bandas de frecuencias según el estándar del IEEE.

Este aumento en la frecuencia de operación de las estaciones base y los dispositivos de usuario genera la necesidad de incrementar su ganancia, ya que por la fórmula de Friis (1.1) las pérdidas por propagación en estas frecuencias aumentan con la distancia. Por este motivo hay una transición desde las antenas omnidireccionales, comunes en las bandas de MHz y las más bajas de GHz, a antenas con haces direccionales, lo que conlleva la aparición de comunicaciones punto-a-punto. La Expresión 1.1, concretamente, define la potencia recibida en función de los parámetros definidos justo debajo [13].

$$P_r = P_t \left( \frac{A_e}{4\pi R} \right)^2 \quad (1.1)$$

Donde:

$P_r$  es la potencia recibida en la antena receptora.

$P_t$  es la potencia transmitida desde la antena transmisora.

$A_e$  es la ganancia efectiva de la antena receptora.

$R$  es la distancia entre las antenas.

Sin embargo, estos enlaces direccionales plantean desafíos significativos debido a obstáculos naturales y artificiales en los entornos de propagación, lo que da lugar a escenarios Sin Línea de Visión (NLOS, *Non Line of Sight*) [14, 15]. Además, existe una demanda constante de dispositivos más ligeros, económicos y compactos. Para salvar estas necesidades en los enlaces surge un nuevo paradigma que se basa en superficies o estructuras que permiten conformar de manera inteligente el haz radiado [16, 17]. Estas estructuras proporcionan nuevas posibilidades en el conformado del diagrama de radiación y en las propiedades electromagnéticas de los dispositivos radiantes, pudiendo conformar uno o varios haces a la vez, o incluso actuar como absorbentes, polarizadores o controlar la fase de la onda reflejada.

Los *Reflectarray* (RA) surgieron hace décadas como una solución tecnológica prometedora [18, 19] y han evolucionado en los últimos tiempos [20–22] hacia un concepto más moderno conocido como Superficie Inteligente Reconfigurable (RIS, *Reconfigurable Intelligent Surface*) [23], donde el dispositivo se reconfigura según las necesidades del entorno con la ayuda de algoritmos de optimización.

Las RIS representan una evolución del concepto de *reflectarray* [24], asentando los cimientos del nuevo paradigma en las comunicaciones inalámbricas [16]. Estos dispositivos permiten gestionar de manera inteligente el entorno para satisfacer los requisitos de las comunicaciones de cada usuario. Esto se logra con las distintas funcionalidades que ofrecen las RIS: redirección del haz, división de la onda en dos o más haces, control de fase de la onda reflejada [25, 26], etc. De esta

forma, pueden evitarse los escenarios NLOS, moderar las interferencias u ofrecer cobertura multiusuario.

Se utilizan elementos activos para ajustar individualmente las celdas [27], normalmente cambiando su fase en reflexión. Esto da lugar a redes altamente complejas que presentan desafíos en el control activo del gradiente de fase. Una solución de compromiso es el uso de *reflectarrays* de 1 bit (celdas digitales), donde las celdas pueden adquirir solo dos valores discretos de fase que difieren en 180 grados entre sí [28, 29]. Aunque la ganancia de los *reflectarrays* de 1 bit se ve ligeramente degradada respecto a la de los *reflectarrays* con gradiente de fase [30], estos simplifican enormemente el control de las RIS, siendo mayor el beneficio que el perjuicio.

Otro aspecto importante en dispositivos de frecuencias milimétricas es la necesidad de evitar el uso de materiales dieléctricos, ya que se degradan significativamente a altas frecuencias y en condiciones ambientales extremas [31]. En los últimos años, han surgido soluciones basadas en estructuras completamente metálicas gracias a los avances en técnicas de impresión 3D. Esto ha dado lugar a modelos de antenas de polarización simple para las bandas X [32], Ku [33], K [34, 35] y Ka [36]. Sin embargo, existen pocas soluciones con doble polarización, siendo [22] una de las pocas investigaciones al respecto. Hasta donde se ha investigado, no se han encontrado soluciones completamente metálicas para la banda V, especialmente con comportamiento de doble polarización.

El rápido desarrollo de las técnicas de impresión 3D ha abierto la puerta a la innovación en la forma de las celdas de antenas [37]. Por ejemplo, las arquitecturas 3D han surgido como soluciones robustas gracias a los grados adicionales de libertad que ofrecen [38]. Estas celdas 3D incluyen elementos resonantes a lo largo de la dirección de propagación, lo que les permite controlar de manera independiente diferentes componentes del campo electromagnético [39, 40]. Las celdas 3D abren la puerta a dispositivos de doble banda y doble polarización, combinando la arquitectura 3D con cavidades completamente metálicas [41, 42]. Estas celdas son especialmente prometedoras debido a su autoconsistencia mecánica y la falta de necesidad de soportes adicionales.

Si comparamos estas novedosas estructuras 3D con las tradicionales en 2D, podemos encontrar varios puntos a favor de las primeras. En cuanto a fabricación, con la impresión 3D conseguimos la estructura en una sola pieza, mientras que en 2D se suele utilizar Placa de Circuito Impreso (PCB, *Printed Circuit Board*) y apilamiento de capas. Si hablamos de pérdidas, al utilizar estructuras completamente metálicas como es el caso de las 3D, nos ahorraremos las pérdidas por dieléctricos de los sustratos utilizados en 2D. Además, las estructuras 3D son directamente escalables en tamaño para adaptarse a la frecuencia deseada, aparte de poder tener independencia total entre estados de polarización, algo muy complicado en estructuras 2D. Por contra, el coste de las estructuras 3D solía ser

mucho más elevado que el de, por ejemplo, las PCB, debido a que la impresión 3D no estaba muy desarrollada y además es necesario un metalizado a posteriori. Aun así, la brecha entre ambas técnicas cada vez es menor.

### 1.1.2. RA en las comunicaciones satelitales

Las infraestructuras satelitales actuales dependen en gran medida de las redes de conformado de haz para su funcionamiento efectivo [43]. Si bien las antenas parabólicas han sido ampliamente utilizadas para estas redes, permitiendo la redirección y el enfoque de las señales, presentan desventajas inherentes, como su gran tamaño y peso significativo [44]. Estas desventajas hacen que su uso no sea adecuado en ciertos escenarios. Como alternativa, las antenas *phased-array* [45–48] han ganado popularidad, ya que a diferencia de las antenas parabólicas, son dispositivos planos compuestos por distribuciones de emisores individuales. Estos emisores tienen sus amplitudes y fases de campo controladas externamente, y el patrón de radiación global de la antena *phased-array* se forma mediante la superposición de las contribuciones de los campos individuales de los emisores [49].

Una de las variantes más populares de las antenas *phased-array* son reflectoras, ya sean pasivas [50, 51] o activas [26, 27]. Estas desempeñan un papel esencial en las comunicaciones inalámbricas futuras y aplicaciones espaciales debido a su alta directividad y versatilidad [21]. Estas aplicaciones tienden a operar en frecuencias de onda milimétrica para aprovechar un mayor ancho de banda o porque la frecuencia de interés se encuentra en ese rango. Como resultado, es común utilizar estructuras metálicas en las antenas para lograr una mayor eficiencia y evitar problemas de desgasificación de materiales en entornos espaciales [52].

El *beamforming* es una parte esencial de las infraestructuras satelitales, y las antenas *phased-array* tienen ventajas significativas sobre otros tipos, como las antenas parabólicas, debido a su diseño plano. Estas antenas se componen de elementos que se alimentan individualmente, y sus contribuciones de campo se combinan para formar el patrón de radiación global de la antena [53].

Un subconjunto específico de las antenas *phased-array* son los ya mencionados RA, que se presentaron por primera vez en 1963 [18]. Estas antenas suelen construirse en PCB y simplifican en gran medida su alimentación. En los últimos años, las técnicas de impresión 3D han brindado nuevas oportunidades para diseñar las celdas unitarias de los RAs de manera precisa y versátil [54].

Las antenas *phased-array* tienen la capacidad de dirigir haces de radiación en la dirección deseada y pueden incluir circuitos complejos en su arquitectura, como divisores de potencia, desfases y elementos activos [55–57]. Por otro lado, los RAs son una solución menos compleja, siendo ligeros, de bajo perfil y adaptables [21, 44]. Los primeros diseños de RAs se basaban típicamente en estructuras

## CAPÍTULO 1. FUNDAMENTO TEÓRICO

---

metalo-dieléctricas fabricadas mediante técnicas estándar de PCB [20, 58–60]. Sin embargo, el crecimiento de las técnicas de fabricación de impresión 3D ha llevado al desarrollo de RAs completamente dieléctricos [61] y completamente metálicos [35]. Los RAs completamente metálicos son especialmente importantes más allá de las bandas K y Ka, donde las pérdidas dieléctricas ya no son despreciables. Se han propuesto diseños de RAs completamente metálicos en la literatura [62–64] que aprovechan geometrías diversas, como láminas metálicas perforadas y guías de onda metálicas de placas paralelas [65, 66] para reflejar eficientemente la onda incidente en direcciones *broadside* (perpendicular a su eje principal) o *endfire* (en dirección de su eje principal), respectivamente. En la Imagen 1.2 se ilustra el escenario que componen, de manera general, un *reflectarray* y su alimentador.

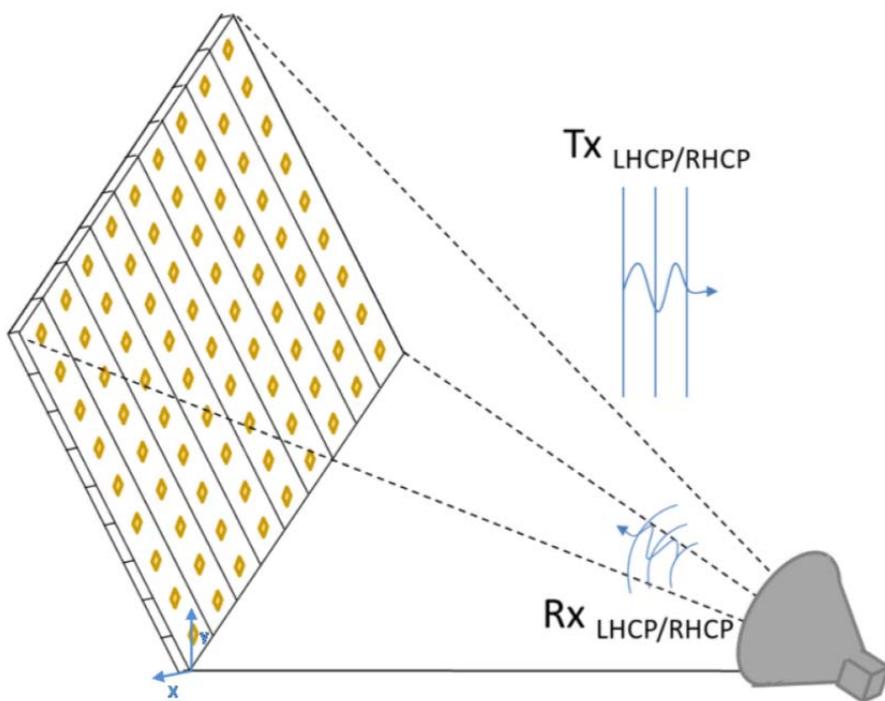


Imagen 1.2: Escenario general de un RA y su alimentación. Imagen extraída de [67].

En la banda V se han explorado diversas estrategias para diseñar celdas unitarias de RAs de metal. Un enfoque tradicional considera el uso de guías de onda cuadradas metálicas, como se describe en [68]. Además, se ha investigado la versión impresa en 3D de estas guías de onda [25, 69], lo que amplía las posibilidades de diseño en esta banda de frecuencia. Por otro lado, se ha propuesto un enfoque alternativo [52] que se basa en la definición de elementos convexos o no resonantes como celdas unitarias de RA. Estos elementos no resonantes funcionan como reflectores pasivos, lo que significa que no están diseñados para resonar a una frecuencia específica. En cambio, se ajusta su forma y tamaño para modificar la fase de la onda incidente, lo que permite un control preciso de la dirección del haz reflejado. Varios diseños de RAs han adoptado esta geometría de elementos reflectantes, como se ilustra en investigaciones varias [70–74]. Estos estudios demuestran que es posible lograr un amplio ancho de banda obteniendo altas ganancias mediante la adecuada configuración de elementos no resonantes, lo que representa una ventaja significativa en comparación con las celdas unitarias resonantes utilizadas previamente. Además, se han explorado geometrías más complejas para las celdas unitarias de RA de metal. Por ejemplo, en [32] se emplea una hélice de doble rama para lograr una respuesta de fase lineal a lo largo del rango de frecuencia, al tiempo que se conserva la polarización circular incidente. Otro enfoque interesante se presenta en [35], donde se utilizan cilindros metálicos grabados con una ranura rectangular para proporcionar una diferencia de fase estable, lo que los convierte en una opción sólida para diseñar RAs de dos estados en la banda V. Estas investigaciones amplían el repertorio de posibilidades en el diseño de RAs metálicas en la banda V.

En los diseños de RAs mencionados, generalmente se ajusta la respuesta de fase de una sola polarización. Sin embargo, el control independiente de las polarizaciones ortogonales es un requisito indispensable para ampliar las funcionalidades de estas antenas. El desarrollo de celdas unitarias en 3D ha abierto nuevas posibilidades para lograr un mayor control de dichas polarizaciones. Estas celdas unidad permiten un alto nivel de control de polarizaciones ortogonales, como se observa en los polarizadores metálicos de doble banda [42]. Si bien se han propuesto algunos diseños de RAs basados en estas celdas [27, 33], aún se están explorando las capacidades de estas nuevas estructuras para lograr un control de polarización independiente y un mayor rendimiento de banda ancha en RAs completamente metálicos. En el Capítulo 3 se abordará esto mediante el diseño de una serie de celdas y RAs totalmente metálicos: un par en banda V (polarización simple y doble) y otros dos con funcionamiento en doble banda.

### 1.2. Introducción a las Superficies Selectivas en Frecuencia y los Filtros

A principios de los años 50 y, como suele ser habitual, dentro del ámbito militar, se comenzó a cuantificar las características de las naves que hacían que fueran más o menos visibles y detectables. Así surgió el concepto de Sección Transversal de Radar (RCS, *Radar Cross-Section*) [75]. Con el tiempo, se fueron considerando distintos factores que permitieron crear un modelo para catalogar las distintas naves. A su vez, conociendo dichas fuentes, se extendió el interés en poder reducir la RCS para ocultar los aviones.

Ya en la Segunda Guerra Mundial se centró la atención en los Materiales Absorbentes de Radar (RAM, *Radar Absorber Material*) que, absorbían muy bien las ondas radar enemigas [76]. Paralelamente, se descubrió que la antena ubicada en la nariz de las aeronaves era una fuente de grandes ecos. Fue entonces, al final de la década, cuando se empezaron a utilizar elementos altamente conductores. Con ellos se podría implantar una superficie que limitase el rango de frecuencias en el que la antena producía dichos ecos.

Este fue el primer concepto de Superficie Selectiva en Frecuencia (FSS, *Frequency Selective Surface*). Se empezó a investigar este campo, no sin detractores, debido a la complejidad del concepto y del camino elegido para su solución: el método de los momentos, con el que se trataba de modelar la respuesta y optimizar parámetros como el tamaño o el material. En este punto apareció Ben A. Munk, quien combinó dicho método con la teoría de *arrays* para abordar el problema desde un punto de vista más general [75]. Al mismo tiempo que los resultados fueron apareciendo, así lo hizo también el interés de la comunidad científica.

Algunas de las características más buscadas en una FSS son, por ejemplo: una periodicidad pequeña, que opere en doble polarización o la robustez angular. Poder cumplir todos los requisitos al mismo tiempo no deja de ser un reto hoy en día [75]. Las principales técnicas de diseño se basan en la geometría y tamaño del elemento resonador, en el dieléctrico utilizado para el sustrato o el espaciado entre elementos [77, 78]. A estas FSS se les suele llamar filtros espaciales, por su paralelismo con filtros de teoría de circuitos. El funcionamiento básico, aunque detallado en [75], trata de que la onda que incide sobre la FSS ve cómo ciertas componentes de frecuencia son reflejadas mientras que otras son transmitidas, es decir, que la FSS es invisible para ellas. Esto ocurre gracias a las corrientes (y sus estados resonantes) que excita el campo eléctrico sobre los elementos de la superficie [79].

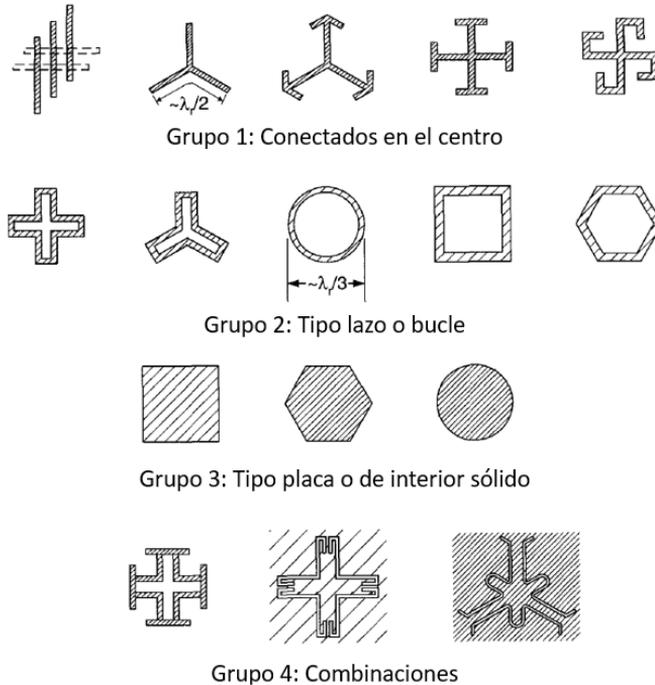


Imagen 1.3: Diferentes tipos de elementos que suelen emplearse en agrupaciones. Imagen adaptada de [75].

Una FSS es, en esencia, una superficie periódica. Esto quiere decir que está compuesta de elementos, como parches [80, 81] o aperturas [82–85], que se van repitiendo en una o dos dimensiones sobre un sustrato dieléctrico hasta, teóricamente, el infinito. Los elementos pueden ser activos o pasivos, según se exciten mediante generadores o directamente a través del campo eléctrico incidente. Dichos elementos poseen una frecuencia a la que resuenan, mostrando la FSS cierto comportamiento en transmisión y reflexión [86]. Por tanto, las FSS se diseñan para reflejar, transmitir o absorber el campo electromagnético incidente en función de la frecuencia. En este sentido, en las FSS el filtrado se logra por la periodicidad (generalmente metálica, pero a veces dieléctrica o metalodieléctrica) del patrón en su superficie. La región de uso más frecuente para las FSS es la Radiofrecuencia (RF, *Radiofrequency*), aplicándose en radomos de antenas o metamateriales modernos, entre otros. Existen nuevos dispositivos tridimensionales similares a las FSS, llamados cristales fotónicos [87].

Aunque las superficies periódicas solían componerse de una capa metálica sobre otra dieléctrica, con el paso del tiempo se fueron viendo configuraciones

multicapa. Con esta extensión, se empezaron a combinar capas que poseen distintas propiedades, mejorando la respuesta de la superficie. Por ejemplo, al usar dos capas con frecuencias de resonancia distintas, al combinarlas, se consigue aumentar el ancho de banda, aunque no es la única manera de lograrlo [88–90]. Estas capas que se van superponiendo pueden ser de cualquier material, de forma que se vaya modificando la impedancia o la fase de las ondas reflejadas o transmitidas [91]. Existen estudios sobre el apilamiento de capas desde el punto de vista del circuito equivalente [92, 93], aunque no consideran los acoplos de orden superior entre capas, por lo que están limitados a escenarios muy controlados.

Una de las aplicaciones más importantes de las FSS son los filtros, que son una pieza clave en electromagnetismo. Son dispositivos utilizados para manipular el espectro de frecuencia de la entrada para bloquear ciertas frecuencias y permitir el paso de otras a la salida, por lo que sus aplicaciones son innumerables en telecomunicaciones, desde la radio a la televisión, pasando por telefonía, por poner algún ejemplo. Aunque no sean un componente visible de cara al usuario final, son esenciales en cualquier dispositivo o sistema de comunicaciones, ya que forman parte de funciones como la cancelación de ruido, la detección, demodulación o conversión digital/analógico de señales, entre muchas otras [94].

Desde los primeros pasos de la telegrafía y la telefonía en el siglo XIX, los filtros ya estuvieron presentes. Los primeros, mecánicos, voluminosos y poco prácticos, permitían el paso de frecuencias concretas utilizando resonadores. Ya en el siglo XX, con la revolución electrónica, surgieron también los filtros electrónicos en Estados Unidos y Alemania. Estos hacían uso de resistencias, condensadores y bobinas para crear circuitos resonantes con el mismo objetivo que los anteriores: dejar paso a las frecuencias deseadas. Aunque son complejos teóricamente, son muy robustos a las tolerancias de sus componentes, es decir, cuando el valor real varía algo respecto al nominal. Ya en los últimos tiempos, con el desarrollo tecnológico de los semiconductores, los filtros hacen uso de circuitos integrados que mejoran el funcionamiento además de tener un tamaño inmensamente menor.

Los filtros pueden agruparse según qué característica se mire: la alimentación que necesitan, las señales que tratan, su respuesta al impulso, su respuesta en frecuencia o el comportamiento de las ondas con ellos. Para cada característica, por lo general, se pueden dividir en dos grupos.

Según la alimentación del filtro, encontramos los filtros pasivos y activos. Los filtros pasivos toman su nombre de los componentes pasivos que los forman: resistencias, inductancias y capacitancias. Estos no necesitan una alimentación externa para poder funcionar, son fáciles en cuanto a diseño y fabricación, y adecuados para señales de alta frecuencia y potencia. Sus desventajas vienen en forma de baja ganancia y selectividad en frecuencia. En el lado contrario, los filtros activos sí requieren una alimentación externa y tienen, además de componentes pasivos, transistores y amplificadores operacionales. Este tipo de filtros soluciona

los problemas mencionados de los filtros pasivos, pudiendo ejecutar también funciones de transferencia más complejas. Entendiendo todas estas mejoras, hay que asumir que el punto negativo de los filtros activos es el difícil diseño y fabricación que implican. Los filtros pasivos suelen utilizarse en radio y televisión, mientras que los activos se destinan más al tratamiento de señales. En la Imagen 1.4 se puede ver un ejemplo de filtro pasivo y de filtro activo.

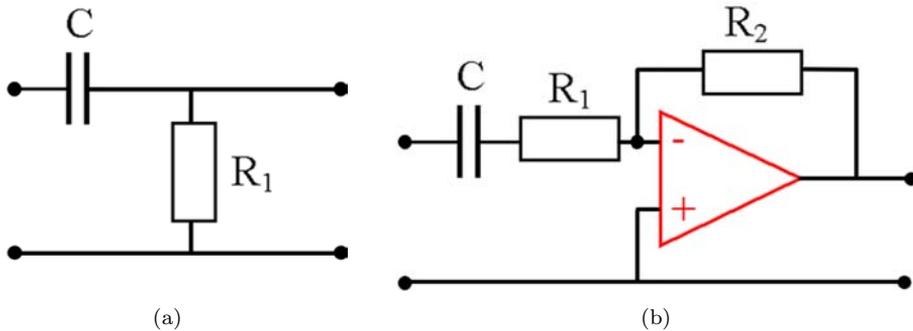


Imagen 1.4: Ejemplo esquemático de un filtro (a) pasivo y (b) activo.

Dependiendo del tipo de señal que procesen, analógica o digital, así también se pueden dividir los filtros. Los filtros analógicos, que a su vez suelen ser activos, son fáciles en cuanto a diseño y fabricación, aunque flaquean en cuanto a ganancia y selectividad. En cambio, los filtros digitales emplean algoritmos de procesamiento de señales que mejoran el comportamiento, pero requieren de un hardware más específico para su implementación.

Dentro de los filtros digitales, según la respuesta al impulso que tengan, encontramos dos variantes: los de Respuesta Finita al Impulso (FIR, *Finite Impulse Response*) y los de Respuesta Infinita al Impulso (IIR, *Infinite Impulse Response*). La diferencia básica entre ellos es que los IIR nunca vuelven al estado de reposo previo a la entrada de la señal impulso. Técnicamente, quiere decir que la salida tiene infinitos términos no nulos. Computacionalmente, estos filtros IIR son más eficientes que los FIR, ya que precisan de menos coeficientes para alcanzar la misma respuesta en frecuencia. Por contra, su fase no es lineal: no todas las componentes de frecuencia son retrasadas en el tiempo de la misma manera. Esto, en aplicaciones donde la fase de la señal es crítica, es un gran problema. Para ello se utilizan los filtros FIR, cuya fase sí es lineal, pero requieren más coeficientes, como ya se ha mencionado.

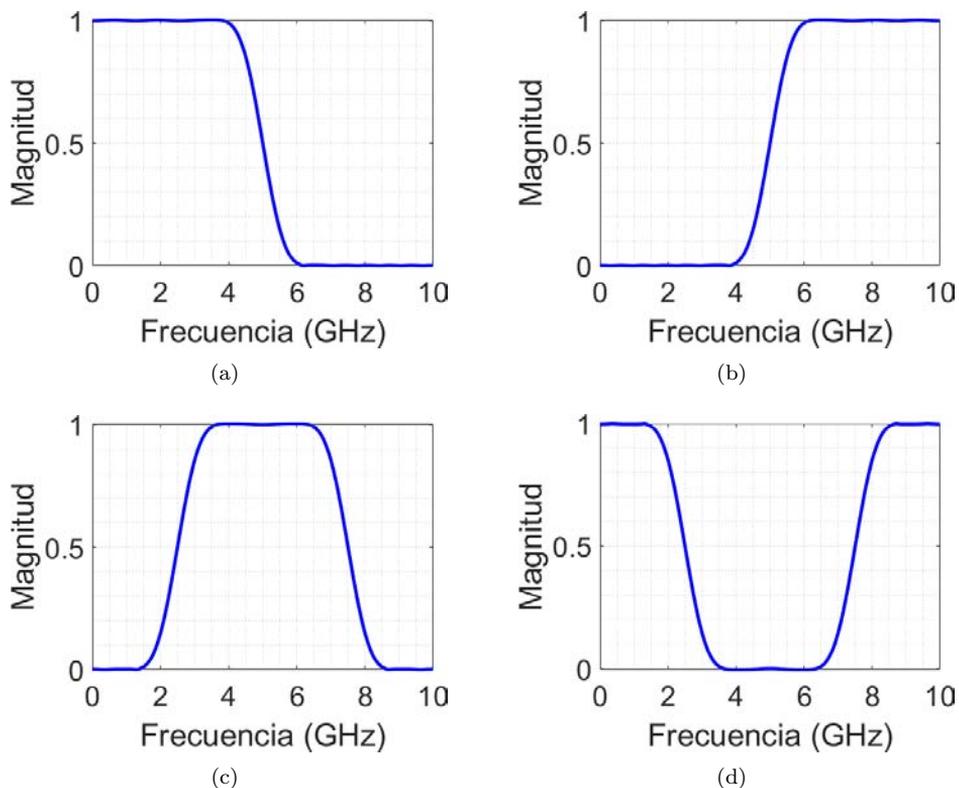


Imagen 1.5: Magnitud de la respuesta en frecuencia de los cuatro tipos de filtros. (a) LPF. (b) HPF. (c) BPF. (d) BSF.

También se puede hablar de los tipos de respuesta en frecuencia en que se dividen los filtros. De hecho, es la primera característica de la que se habla al referirnos a un filtro. Tenemos tres grandes divisiones: los Filtro Paso Bajo (LPF, *Low Pass Filter*), Filtro Paso Banda (BPF, *Band Pass Filter*) y Filtro Paso Alto (HPF, *High Pass Filter*). En el caso de los LPF, el filtro deja pasar todo hasta una frecuencia de corte  $f_c$ , a partir de la cual todo se rechaza. El caso contrario es el HPF, donde se rechazan todas las frecuencias hasta llegar a la  $f_c$ , a partir de la cual el filtro permite el paso. El BPF es una combinación de ambas, en la que se tiene una frecuencia de corte inferior,  $f_L$ , y otra superior,  $f_H$ . El filtro únicamente acepta las componentes que se encuentren entre esas dos frecuencias. El caso contrario de este último filtro es el Filtro Rechazo Banda (BSF, *Band Stop Filter*), en el que el filtro cancela las frecuencias comprendidas entre  $f_L$  y  $f_H$ .

El comportamiento en frecuencia de un filtro Lineal e Invariante en el Tiempo (LTI, *Linear Time-Invariant*) está descrito por su función de transferencia,  $H(s)$ . No es más que la relación entre las transformadas de Laplace de su salida,  $Y(s)$ , y su entrada,  $X(s)$ :

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad (1.2)$$

La función de transferencia define cómo se comporta cada componente de frecuencia de la señal de entrada al ser modificada por el filtro. Por ejemplo, en un LPF, el valor de la función de transferencia sería 1 para todas las frecuencias hasta  $f_c$ , y 0 para todas a partir de ella. Aunque en la práctica los filtros no sean ideales, ya que la transición de la banda de paso a la de rechazo no es inmediata, esta función es muy útil para describir y entender el comportamiento del filtro. También es importante incidir en el hecho de que la función de transferencia es propia del filtro, inherente: no depende de ninguna señal de entrada en concreto. Es por ello por lo que dada dicha función, se puede intuir cómo transformará cualquier señal de entrada. En la Imagen 1.5 se puede observar la función de transferencia (en magnitud) de los cuatro tipos básicos de filtros que se comentaron anteriormente: paso baja, paso alta

En base a las características de la función de transferencia, se definen algunos de los tipos de filtros más usuales: los de Butterworth, con una banda de paso plano y una caída no muy abrupta; los de Chebyshev, con rizado en la banda de paso pero buena selectividad; o los de Bessel, que si son analógicos tienen una respuesta en fase constante.

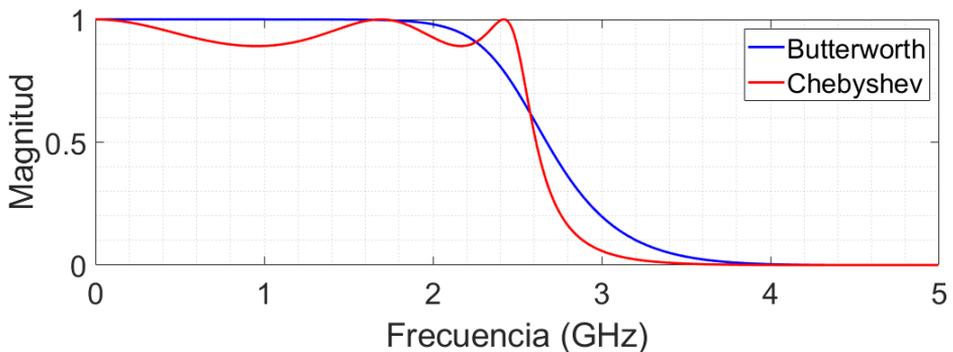
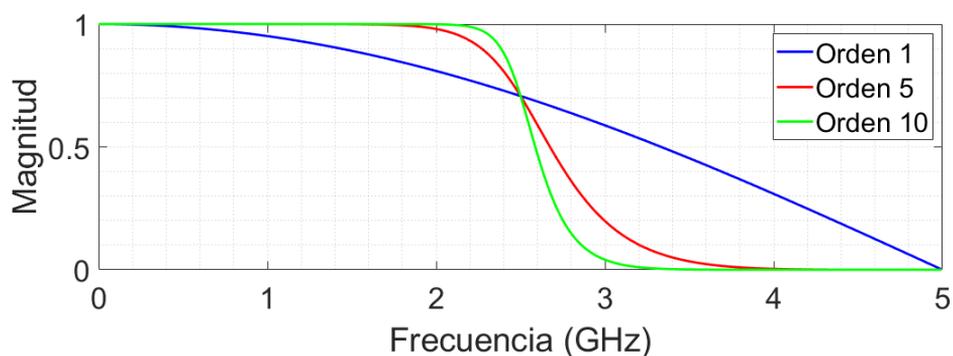
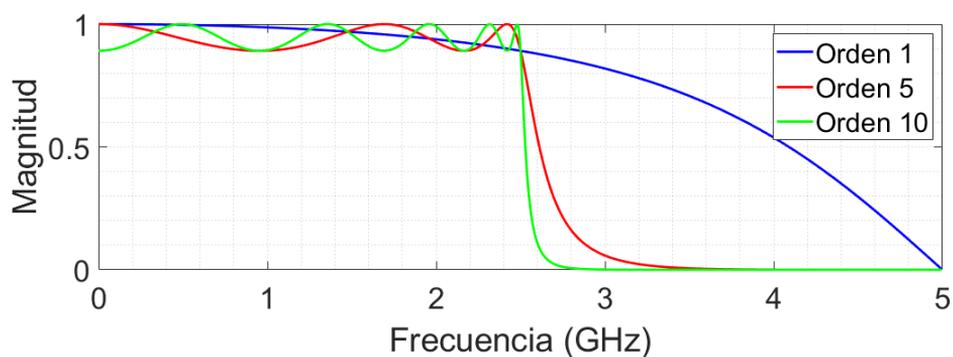


Imagen 1.6: Comparación de las respuestas entre el filtro de Butterworth y el filtro de Chebyshev.

Relacionado con la función de transferencia veamos el orden del filtro. En pocas palabras, se trata del grado del polinomio de dicha función. Lo que quiere decir que, si es de primer orden, la función de transferencia es proporcional a la frecuencia; y si es de orden 2, lo será respecto al cuadrado de la frecuencia. En la práctica, el orden del filtro mide su calidad, lo que incluye la selectividad o el ancho de banda, y complejidad, tanto de diseño como de implementación. Cuanto mayor sea el orden del filtro, más abrupta será la transición a la banda de rechazo, acercándose a lo ideal (el escalón de 1 a 0 en la función de transferencia), pero también introducirá mayor distorsión en la salida. En la Imagen 1.7, se puede ver como varían las respuestas de los filtros de Butterworth y Chebyshev según se aumenta el orden.



(a)



(b)

Imagen 1.7: Comparación de las respuestas de los filtros de (a) Butterworth y (b) Chebyshev, según su orden.

Hasta ahora se han explicado los diferentes tipos de filtro que podemos encontrar. Todo ello asumiendo elementos concentrados como los de la Imagen 1.4. Sin embargo, estos dejan de ser suficiente al aumentar la frecuencia de operación hasta las microondas. En este punto, los elementos distribuidos, como por ejemplo las líneas de transmisión, toman relevancia. Por tanto, en estos filtros la variable espacial también es importante. Un ejemplo son los filtros en guía, que aprovechan las propiedades de dicho elemento para filtrar las frecuencias deseadas. Esto se consigue gracias a las resonancias o discontinuidades que contenga la guía. Existen dos grandes grupos de filtros en guía: los filtros propagativos y los evanescentes.

Por una parte, los filtros propagativos permiten a las ondas electromagnéticas propagarse a través de ellos, de ahí su nombre, excepto en ciertas bandas de rechazo. Las ondas que entran en juego aquí son de una frecuencia mayor a la de corte. Esto, a la hora de diseñar en condiciones donde el tamaño y el peso son fundamentales, puede ser problemático [95], ya que cuanto menor es la frecuencia, mayores son las dimensiones. Los filtros evanescentes surgen como la solución tecnológica para superar esto, puesto que operan por debajo de la frecuencia de corte de la guía, evitando la propagación del modo fundamental. También ofrecen niveles de pérdida por inserción significativamente menores, una banda de paso más plana y transiciones a la banda de rechazo abruptas gracias a su inherente factor  $Q$  [96]. Esto los hace ideales para aplicaciones como etapas de salida en transmisores de datos [97]. Además, los filtros evanescentes son compactos y ligeros [98], lo que permite su integración en sistemas de comunicación [99].

Las primeras investigaciones en este campo datan de la década de 1950 [100], realizándose avances significativos en la década de 1960 [99, 101, 102]. Las guías de onda rectangulares se impusieron como la tecnología prominente para los filtros debido a su simplicidad para operar en la región de corte (evanescente) [103, 104]. A lo largo de los años, esta tecnología ha seguido desarrollándose, aprovechando las mejoras en las técnicas de fabricación y los simuladores electromagnéticos comerciales. También se han explorado configuraciones en línea, como guías de onda cargadas con *pin-loads* espaciados periódicamente [105], *ridges*, [106, 107], *dielectric-mushrooms* [108], *exotic ridges* [109], modos no resonantes [110, 111], y acoplamientos variantes en frecuencia [112, 113], entre otros.

Por otro lado, los fitros basados en FSS han surgido como soluciones para aplicaciones específicas en entornos espaciales y militares, donde se requiere la reducción de la RCS en aeronaves o antenas de radomo [114–116], como se comentó anteriormente. Aunque las FSS tienen la ventaja de ser flexibles y adecuadas para áreas grandes y superficies curvas [117], generalmente están basadas en sistemas propagativos, careciendo de sensibilidad y siendo más susceptibles a interferencias no deseadas [118]. Sin embargo, los diseños 3D completamente metálicos, como los presentados en [119], surgen como soluciones prometedoras. Estas arquitecturas son más robustas en condiciones ambientales extremas y

ofrecen un alto factor  $Q$ , lo que las hace ideales para aplicaciones espaciales [120]. Además, las celdas completamente metálicas pueden operar en régimen de corte, ofreciendo un rendimiento compacto y de banda ancha con respuestas de rechazo abruptas [33, 42].

Con las estructuras reconfigurables se pueden adaptar las propiedades de la FSS a las condiciones dadas. Con varactores [121] o diodos [122], por ejemplo, se puede alterar la frecuencia, el ángulo o la polarización de la FSS. Por otro lado, con materiales ferromagnéticos, ferroeléctricos o líquidos, es posible modificar la forma, tamaño o material de los elementos que conforman la FSS.

En cuanto a la fabricación, siempre consiste en reducir costes, peso y volumen. Por ello, se han probado distintas técnicas y materiales: impresión 3D, impresión por transferencia de agua, corte láser, el polímero conductor o el grafeno [123]. La impresión 3D permite crear estructuras complejas y muy precisas, aunque depende mucho de los soportes para su fabricación [124]. La impresión por transferencia de agua consiste en la inmersión de la superficie en un líquido que contenga el patrón impreso en una película soluble [125]. Con el corte láser se puede perforar la superficie, creando elementos con forma compleja y buena precisión, pudiendo usarse en materiales metálicos o dieléctricos. El polímero conductor es interesante, ya que combina las propiedades eléctricas de un metal con las mecánicas de un plástico, pudiendo emplearse en la impresión por transferencia de agua o el corte láser. La última opción mencionada es el grafeno, formado por una capa de átomos de carbono dispuestos hexagonalmente que aportan unas propiedades eléctricas, ópticas y mecánicas muy buenas, aunque sigue siendo un material más prometedor que presente en los dispositivos actuales.

Gracias a las diversas funciones y propiedades de las FSS, además de su posible integración en otros sistemas, las aplicaciones de las FSS son muy variadas:

- Radomos: como se comentó antes, las FSS sirven como protección frente a interferencias y ruido. No sólo eso, sino que también pueden ayudar a aumentar la ganancia y directividad de las antenas o a reducir la RCS. En los radomos de transmisión, las FSS se colocan entre la antena y el medio exterior para transmitir sólo las frecuencias deseadas, reflejando el resto. Por su parte, en los radomos de reflexión, las FSS se sitúan tras la antena, actuando como espejo para determinadas frecuencias.
- Absorbentes: se mencionó antes el uso de FSS como disipadoras de las ondas incidentes, comentando también los dos posibles tipos. Los absorbentes de impedancia de superficie se pueden diseñar utilizando capas dieléctricas o magnéticas o con elementos resistivos o reactivos. Por otro lado, los absorbentes de resonancia se diseñan mediante elementos metálicos o dieléctricos, o con elementos activos o reconfigurables.
- Camuflaje: las FSS pueden hacer a los objetos indetectables frente a ondas

electromagnéticas. Basándose en FSS, se puede conseguir ser invisible en una banda ancha, frente a ambas polarizaciones y ser activa o reconfigurable. Se puede hablar de dos tipos de camuflaje: de ocultación y de ilusión. El primer caso trata de eliminar la dispersión de las ondas que producen los objetos, haciendo que sean invisibles o fusionados con el fondo. Se trata de cancelar la transmisión y reflexión de las ondas, o de conseguir que se desvíen alrededor del objeto en cuestión, mediante varias capas de FSS. El otro caso no trata de ocultar el objeto, si no de hacer que cambie su forma, tamaño, posición, etc., haciendo que parezcan diferentes a como son. Esto se consigue con varias capas de FSS que creen falsas imágenes o múltiples objetos.

- **Metamateriales:** son materiales sintéticos cuyas propiedades electromagnéticas no están presentes en los materiales encontrados en la naturaleza de modo convencional [126]. Las FSS pueden servir como componentes de estos metamateriales, aplicados al control de la luz, detección de moléculas, manipulación cuántica, etc.

### 1.3. Introducción a la Optimización y uso de los Algoritmos Genéticos

Desde su origen, la optimización computacional ha evolucionado notablemente hasta hoy. Ha cambiado tanto en el tipo y complejidad de problemas que se plantean, como en los avances tecnológicos y en el consecuente aumento de potencia de cálculo.

La optimización, entendida como la resolución de problemas cuantitativos en diversas disciplinas, surge con la idea de que dichos problemas tienen una serie de principios y métodos matemáticos en común [127]. De hecho, el término programación matemática, en cierta manera sinónimo de optimización, se acuñó en los años 40, mucho antes de relacionarse con la programación computacional.

En optimización, un aspecto clave, y a veces un hándicap, es el almacenamiento de datos. El IBM 305 RAMAC, que se muestra en la Imagen 1.3, fue el primer ordenador comercial con disco duro, sustituyendo las tarjetas perforadas. Tenía una capacidad de 5MB, aun ocupando una habitación completa, por lo que no podía soportar grandes cantidades de información. A este respecto, y sin hablar de la velocidad de lectura y escritura, la evolución es tal que hoy en día podemos tener varios TB en apenas unos centímetros cuadrados.



Imagen 1.8: El IBM 305 RAMAC, primer ordenador comercial con disco duro. Imagen extraída de [128].

La optimización en la computación ha evolucionado conforme avanzaba la potencia de cálculo. Al inicio, los problemas de optimización en computación eran relativamente simples y además podían resolverse con algoritmos deterministas. La potencia de cálculo, desde esa época hasta la década de 2010, se estima que se ha multiplicado por un billón [129]. Esto ha supuesto una revolución, pudiendo resolver problemas mucho más complejos.

En los 80, con la aparición de los microprocesadores, comenzaron a utilizarse algoritmos en diferentes aplicaciones como por ejemplo la planificación de rutas. En la década de 1990 se subió un escalón más con los primeros supercomputadores, que podían resolver problemas sobre física de partículas o predicciones climáticas. En estos últimos años, además, estamos viviendo la revolución de la Inteligencia Artificial (IA) y la computación en la nube. Esto se utiliza, sobre todo, para optimizar motores de búsqueda, para el aprendizaje automático o para asignación de recursos. OpenAI, la empresa responsable del conocido *ChatGPT*, estimó en 2018 que la potencia computacional empleada en el entrenamiento de los grandes modelos de IA se iba duplicando cada 3 meses y medio desde el año 2012 [130]. Conforme la potencia de cálculo vaya creciendo, así lo hará la IA y, como consecuencia, es probable que experimentemos una evolución exponencial en la optimización computacional, con algoritmos integrados en ella.

En resumen, la optimización aplicada a la computación y el deseo de resolver problemas cada vez más complejos han ayudado a romper las barreras de lo que parecía el límite de la capacidad de cálculo. Así, se ha pasado de resolver problemas que, al fin y al cabo, podían resolverse manualmente, a tener algoritmos de Inteligencia Artificial que se van retroalimentando hasta dar con la solución.

Al margen de la computación tradicional se encuentra la computación cuántica. Esta se centra en el desarrollo de hardware y software basados en la cuántica. Los llamados qubits (*quantum bit*), aparte de poder tomar los estados 0 y 1 clásicos, pueden tomar múltiples valores al mismo tiempo gracias a la superposición cuántica. La consecuencia directa de este fenómeno es la ingente cantidad de información que puede procesar un ordenador cuántico al mismo tiempo y, por tanto, el poder que esto les otorga para las tareas de optimización. Un ejemplo de optimización en computación cuántica es el algoritmo de Shor [131], el cual factoriza grandes números a una velocidad incomparable respecto a los algoritmos de la computación clásica. Otro ejemplo es el algoritmo de búsqueda cuántica de Grover [132], que ofrece una mejora cuadrática en comparación con los algoritmos clásicos al resolver problemas de búsqueda no estructurada. No obstante, a la computación cuántica le restan aún varias etapas de desarrollo, sobre todo en cuanto a estabilidad y coherencia de los qubits, para que se integren totalmente en nuestros recursos habituales.

Dentro del gran campo de la optimización, los Algoritmos Evolutivos (AE) son un conjunto de algoritmos metaheurísticos basados en la selección natural y la genética, llamados por ese motivo *bioinspirados*. Son procedimientos adaptativos utilizados para encontrar soluciones dentro de un espacio de búsqueda complejo. Estos algoritmos no devuelven una solución única, sino un conjunto de soluciones dentro de una población en una sola ejecución, diferenciándose así de otras técnicas que necesitan varias iteraciones para encontrar distintas soluciones [133]. Algunos de los tipos de AE que podemos encontrar son: la evolución diferencial, la estrategia de evolución, la programación evolutiva y, los que se van a tratar aquí, los Algoritmos Genéticos (AG).

Fue Alan Turing quien comenzó a imitar y reproducir procesos evolutivos para la resolución de problemas. Fue tras la Segunda Guerra Mundial, a finales de los 40, antes de que cualquier computador invadiese este campo. Los Algoritmos Genéticos se comenzaron a ver en los años 60, aunque se empezaron a desarrollar más en profundidad en la década siguiente, siempre de la mano de John Henry Holland y sus estudiantes de la Universidad de Michigan [134]. Su propósito personal, más allá de resolver problemas concretos, era el estudio de la adaptación de los individuos dentro de un ecosistema y cómo simularlo. También hubo ideas parecidas por parte de Rechenberg [135] y Schwefel [136], quienes veían muy ventajoso optimizar los sistemas técnicos mediante los principios de la evolución biológica.

### 1.3.1. Funcionamiento básico de los Algoritmos Genéticos

En un Algoritmo Genético se parte de una población de soluciones candidatas, también llamadas individuos, organismos, fenotipos, etc. Cada uno posee una serie de características, llamadas en términos biológicos cromosomas o genotipos, que se irán mutando y cruzando. La población inicial, de esta manera, irá modificándose iterativamente, teniendo sucesivas generaciones. Estas modificaciones son una de las grandes ventajas de los AG, ya que son las que proporcionan diversidad y, por tanto, las que impulsan esa búsqueda en varias direcciones a la vez, permitiendo encontrar soluciones en espacios complejos sin que el algoritmo converja prematuramente en un mínimo local.

La población inicial, normalmente aleatoria, está compuesta de  $K$  soluciones que pertenecen a un espacio de búsqueda  $\Phi$  y con las que se evalúa la función  $f$ . Con este tipo de algoritmos, lo que se suele buscar es el mínimo de dicha función. En caso de requerir el máximo, basta con encontrar el mínimo del opuesto, de  $-f$ .

$$f : \Phi \mapsto \mathbb{R} \qquad \min_{s \in \Phi} f \qquad (1.3)$$

Lo ideal es que en esa primera población, cada solución o genotipo  $s$  del espacio  $\Phi$  sea muy distinta a las demás. Esto quiere decir que es conveniente que las variables de decisión que componen cada solución sean heterogéneas, de modo que el algoritmo comience con cierta diversidad. Originalmente, las soluciones eran representadas como una cadena binaria de variables de decisión, llamadas anteriormente cromosomas o genotipos, aunque ya en 1989 comenzó a tomarse cualquier tipo de variable [137].

De forma general, nombramos  $P(i)$  a la población de cada generación o iteración  $i$ , formada por las soluciones  $s_1^i, \dots, s_K^i$ . Así, la población inicial corresponde a  $i = 0$  y, al evaluarla, tendremos  $f(s_1^0), \dots, f(s_K^0)$ . La clave en los Algoritmos Genéticos, y normalmente lo más complejo, es describir a la perfección el problema mediante la función  $f$ . Una vez evaluada la primera población comienza el proceso evolutivo, con la que se pasará a la siguiente generación, con tres operadores principales: la selección, el cruce y la mutación.

Se comienza seleccionando una parte de la población. Aunque se hace de forma aleatoria, cuanto mejor sea la aptitud de una solución, la cual se representa con el valor de la función objetivo que devuelve dicha solución, mayor será la probabilidad de ser seleccionada. En otras palabras, cuanto mejor se adapte el individuo al entorno, más probable es que sea seleccionado. Una vez escogidas las soluciones, es el momento de las modificaciones que se mencionaron antes para aportar diversidad al algoritmo.

Primero, el operador de cruce, por ejemplo, trata de ir cruzando las soluciones por pares: parte de las variables de decisión de una solución se intercambian con

las de otra. Aquí también entra en juego la aleatoriedad del algoritmo, ya que de ella depende qué soluciones se cruzan y qué conjunto de variables se alternan. Este operador se aplica con un alto porcentaje, por encima del 80 %, para introducir mucha diversidad entre soluciones.

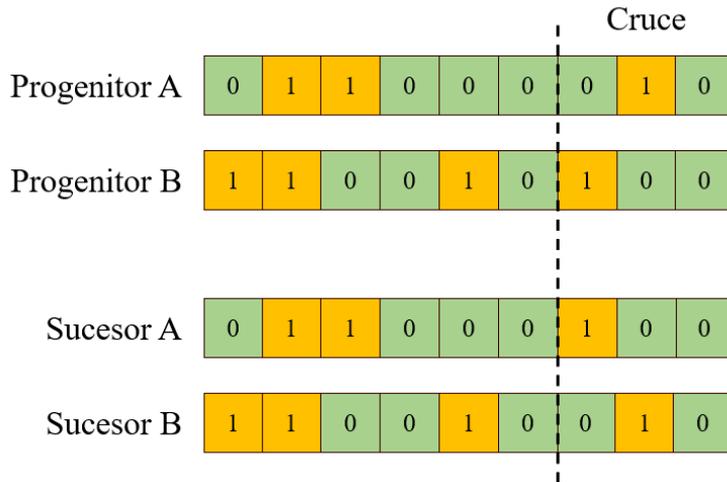


Imagen 1.9: Ejemplo de aplicación del operador de cruce.

Una vez generadas esas nuevas soluciones, es el momento de la mutación: un fenómeno mucho más sutil y esporádico. Se trata de introducir a esas nuevas soluciones pequeñas modificaciones en sus variables. Si se trataran de variables binarias, esto se traduce en modificar la variable de 0 a 1, o viceversa. Si, en cambio, son variables reales, puede establecerse un margen de variación de un pequeño porcentaje respecto al valor original. Aun así, como se ha mencionado antes, estas mutaciones se realizan con una probabilidad baja, de entorno al 1 %, ya que su propósito es ayudar al algoritmo a converger totalmente o, al contrario, arrastrarlo fuera de un mínimo local.

De esta forma, se llega a una nueva generación. Con esta nueva generación de soluciones candidatas se comienza entonces la siguiente iteración del algoritmo. En el caso de un problema mono-objetivo, cuando el algoritmo pare según el criterio establecido, lo que se tendrá será una solución lo más cercana al máximo global de la función objetivo. En un problema multi-objetivo, en cambio, se obtiene un Frente de Pareto. Se trata de un conjunto de soluciones que no se dominan unas por encima de otras, lo que quiere decir que ofrecen distintas compensaciones entre los objetivos. En este punto, es el usuario el que decide qué solución tomar: la de un extremo mejora al máximo un objetivo descuidando el otro, y viceversa,

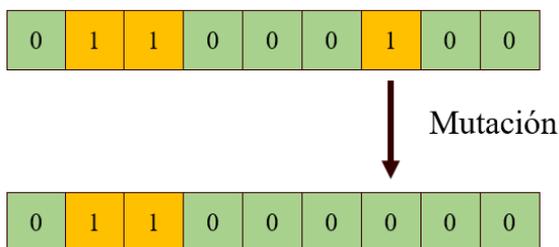


Imagen 1.10: Ejemplo de aplicación del operador de mutación.

habiendo en medio un abanico de soluciones en equilibrio.

Existen distintas técnicas de actuación para cada operador, como si fueran sub-algoritmos dentro del propio AG. A continuación se irán explicando de manera muy sencilla algunos de ellos.

Para el operador de selección, siempre se suele utilizar una técnica parecida a la de un cuadro de eliminatorias de una competición. Consiste en enfrentar por parejas a  $N$  soluciones de la población y que vayan avanzando las que mejor adaptación presenten.  $N$  define el tamaño del torneo: si es 1, la selección es aleatoria; conforme  $N$  aumenta, tendiendo como máximo al tamaño de la población, esas soluciones con peor resultado en la función objetivo tendrán menos posibilidades de ser finalmente seleccionados. El tamaño de  $N$  es importante en funciones con varios mínimos locales, pero si únicamente tiene un mínimo global, este parámetro no es muy relevante [138]. Aquí entran en juego otras opciones como que una solución pueda participar en varios torneos. Se harán tantos torneos como sean necesarios hasta tener el número necesario de individuos para crear la siguiente generación.

Algunas de las técnicas de cruce más habituales son las de uno o varios puntos de cruce, en las que las variables se dividen en grupos, los cuales se intercambian entre las soluciones. Otra opción implica asignar a cada variable, individualmente, una probabilidad de ser asignado a una u otra solución. Aparte, para problemas con variables continuas existe un operador llamado SBX (*Simulated Binary Crossover*) [139], que consiste en utilizar distribuciones de probabilidad para la generación de nuevas soluciones, en lugar de cruzar directamente los valores originales. Dicha distribución la define el índice de cruce  $\beta$ , e influye en cómo de probable es que los nuevos valores se acerquen más o menos a los valores de las soluciones originales. Al margen de estas técnicas predefinidas, también se pueden implementar métodos propios para problemas como los que se abordarán más adelante. Por ejemplo, para problemas que involucran a RAs, en los que la distribución matricial de las variables es fundamental, se pueden cruzar dos

sub-matrices de dos soluciones distintas. Dicha sub-matriz puede ser de cualquier tamaño y ubicada en cualquier parte pero, obviamente, si se tiene que cumplir que las que se crucen tienen que corresponderse a las mismas posiciones en una y otra solución.

Por su parte, el operador de mutación, como ya se comentó anteriormente, modifica ligeramente las soluciones para, en caso de estar próximas a la solución óptima, se explore en profundidad ese espacio de búsqueda. Una de las técnicas más usadas para la mutación es la llamada *Random Polynomial Mutation*. Como su nombre deja entrever, consiste en alterar ligeramente la solución mediante una función polinómica más o menos compleja. Normalmente, aquí entran en juego parámetros como el índice de distribución de probabilidad o cuán lejos se encuentra el valor original de la variable respecto a sus límites. Para soluciones cuyas variables son binarias, no cabe otra que mutar de 0 a 1 y viceversa. Sin embargo, sí hay dos maneras de afrontar dicha mutación que, recordemos, se efectúa con una probabilidad muy baja: una es que, en caso de que haya mutación, aplicarla sobre una variable aleatoria; la otra, aplicar esa probabilidad variable a variable  $y$ , cuando se dé el caso, mutar la variable en cuestión. Otra técnica de mutación parte de la idea de la última técnica de cruce comentada en el párrafo anterior. Consiste en seleccionar una submatriz del *array* y calcular la media y varianza de sus valores. Se asigna a toda la submatriz un mismo valor comprendido en el rango  $[\mu - \sigma, \mu + \sigma]$ . Esto suaviza u homogeneiza la solución, lo que, en según que ocasiones, puede ser contraproducente, ya que se perdería diversidad. Para preservarla, existe otra opción: aplicar a la submatriz un mismo factor  $\delta$  dentro de un rango aceptable que se incremente o decremente a los valores originales.

Algunos de los algoritmos genéticos más populares hoy en día, aparte del clásico mono-objetivo, son el NSGA-II y el MOCell. Ambos son algoritmos multi-objetivos, de los cuales extraeremos un frente de soluciones sub-óptimas que equilibran los objetivos impuestos. En los dos también se suele utilizar la dominancia de Pareto para ordenar a la población. Esto impone que una solución es *mejor* que otra si uno de los objetivos es mejor, a la vez que el resto no son peores. Estos algoritmos utilizan, por supuesto, los tres operadores evolutivos desarrollados anteriormente. De esta forma, tratarán de mantener la tan mencionada diversidad entre soluciones para no caer rápidamente en un mínimo local que impida al algoritmo acercarse al global.

## NSGA-II

El Algoritmo Genético de Clasificación No Dominada II (NSGA-II, *Non-dominated Sorting Genetic Algorithm II*) [140], como su nombre indica, es una evolución dada en 2002 del original, que data de 1994 [141]. Esta primera versión se basaba en la clasificación de las soluciones en base a la *dominancia* entre ellas, llamado *fast non-dominated sort*. Primero, se colocan las soluciones que no están dominadas por ninguna otra, luego las que sólo son dominadas por una solución, y así sucesivamente. A cada uno de esos niveles se les asigna un mismo valor objetivo, teniendo así las mejores soluciones mayor probabilidad de ir avanzando generación tras generación, haciendo que el algoritmo converja. Ahora bien, para que una solución *domine* a otra, es necesario que todos sus objetivos sean, como mínimo, iguales, y forzosamente, al menos uno de ellos ha de ser mejor.

NSGA-II corrige los tres principales inconvenientes de su primera versión [140]: disminuye la complejidad computacional, introduce elitismo para mejorar el rendimiento y, por último, elimina el llamado parámetro de reparto,  $\sigma_{share}$ , que era necesaria para asegurar la diversidad entre soluciones.

**ENTRADA:** Tamaño de la población  $P$ ,  $N$ , y parámetros como las tasas de los operadores.

**INICIALIZACIÓN:**  $i = 0$ ,  $P_i = \text{PoblaciónAleatoria}$ ,  
 $Q_i = \emptyset$ ,  $CP = \text{CriterioParada}$ .

**BUCLE:**

**while**  $CP=0$  **do**

$R_i = P_i \cup Q_i \rightarrow$  Combinación de padres y descendientes.

$F = \text{Clasificación}(R_i)$

$P_{i+1} = \emptyset$

$j = 1$

**while**  $|P_{i+1}| + |F_j| \leq N$  **do**

$\text{CrowdingDistance}(F_j)$

$P_{i+1} = P_{i+1} \cup F_j$

$j = j + 1$

$P_{i+1} = P_{i+1}[1 : N]$

$Q_{i+1} = \text{Descendientes}(P_{i+1}) \rightarrow$  Cruce+Mutación

$i = i + 1$

$CP = 1$  si corresponde

**SALIDA:** Frente  $F_1$  de la última  $P$ .

Imagen 1.11: Pseudo-código del algoritmo NSGA-II [140].

El algoritmo, de forma esquemática, procede como se ve en el pseudo-código

de la Imagen 1.11 y como se explica a continuación. A raíz de la población inicial  $P_i$ , con  $i = 0$ , se obtiene su población descendiente,  $Q_i$ . Ambas se unen en el conjunto  $R_i$ , de tamaño  $2N$ , y se ordenan en diferentes Frentes  $F_j$  mediante el *fast non-dominated sort*, tal y como se explicó un poco más arriba. En este punto, se introduce la reordenación según la *crowding distance*, métrica que introduce el elitismo y que provoca que el algoritmo dé prioridad, dentro de un mismo Frente, a aquellas soluciones que están en zonas más aisladas. Ahora, siguiendo ese nuevo orden, se introducen  $N$  soluciones en la nueva población,  $P_{i+1}$ . De ella, mediante los operadores de cruce y mutación, se obtiene la población descendiente  $Q_{i+1}$ . Si las soluciones seleccionadas cumplen en este momento el criterio de parada, el algoritmo da como salida al Frente  $F_1$ , que es aquel cuyos individuos no están dominados por ningún otro. La imagen 1.12 muestra el diagrama de flujo del algoritmo.

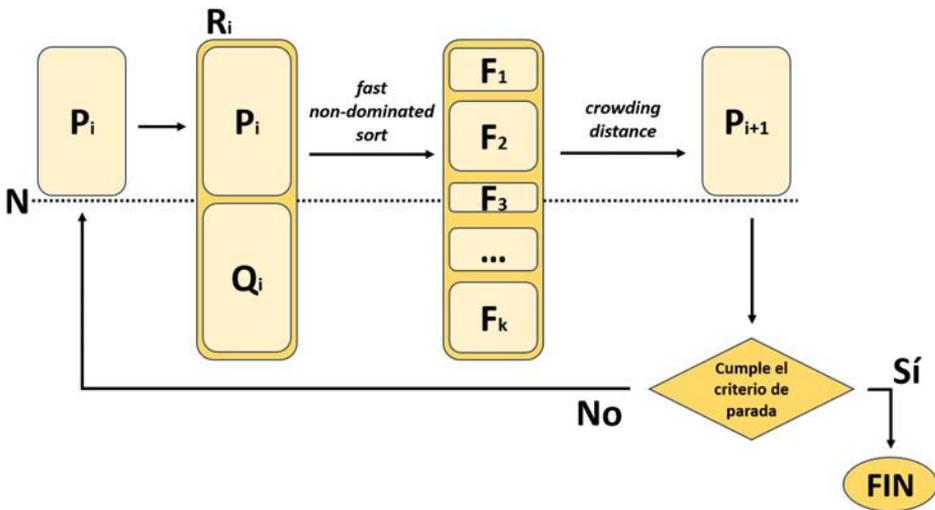


Imagen 1.12: Diagrama de flujo del algoritmo NSGA-II.

## MOCeII

Este algoritmo [142] fue desarrollado por los mismos autores que crearon el *framework* `jMetal`, que se comentará en el siguiente Capítulo. MOCeII forma parte de los llamados Algoritmos Genéticos celulares. En ellos, la población se dispone en forma una matricial  $n$ -dimensional, en la que cada individuo tiene definido un vecindario de cierta extensión. Centrado en una solución concreta, de su vecindario se escogen dos progenitores, obteniendo sus individuos descendientes. El que sea mejor será incorporado, en la posición del original, a la población de la siguiente iteración. Esto se repite con todas las soluciones para obtener la nueva población y, a su vez, se generan nuevas poblaciones hasta cumplir el criterio de parada establecido (salvo que se exceda antes el número de evaluaciones máximas o se alcance el valor deseado).

En este contexto, la novedad que introduce MOCeII es la adición del Frente de Pareto. Este actúa como una población adjunta, y en ella se insertan algunas soluciones no dominadas que se van estudiando a lo largo del proceso. Este algoritmo utiliza la ya citada *crowding distance* en el intercambio de soluciones para procurar la mayor diversidad posible. Adicionalmente, también dispone de un sistema que puede guiar la búsqueda hacia alguna de las soluciones no dominadas ya halladas.

```

for individuo = 1 to  $N$  do
  vecindario(individuo)
  1) progenitores = Selección(vecindario)
  2) descendiente = Cruce(progenitores)
  descendiente = Mutación(descendiente)
  fitness = Evaluación(descendiente)
  noDominado = Dominancia(descendiente)
  domina = DominanciaSoluciones(individuo,descendiente)
  3) if noDominado = 1 then
    | frente  $\leftarrow$  descendiente
  4) if domina = 1 then
    | Reemplazo(individuo,descendiente)
  5) Realimentación(población,frente)
  
```

Imagen 1.13: Pseudo-código del algoritmo MOCeII [142].

El pseudo-código de este algoritmo se puede observar en la Imagen 1.13. Al inicio, el Frente de Pareto está vacío, mientras que la población inicial, en lugar de organizarse en forma de rejilla, se hace toroidalmente, con el objetivo de haya la

misma cantidad de vecinos para cada solución. Ahora, se procede como se comentó anteriormente: se escogen dos vecinos de la solución en cuestión, de los que se obtiene el descendiente, el cuál es evaluado. Este nuevo individuo reemplazará al original en la población si lo domina o, en el caso de que ambos son no dominados, el nuevo tenga una mejor *crowding distance*. En el Frente de Pareto también se ordenan las soluciones acorde a esa métrica, por lo que si una nueva solución no dominada entra, la solución con peor valoración es relegada. Al final de la iteración, como sistema de realimentación, en la nueva población se reemplazan cierto número de soluciones elegidas aleatoriamente por individuos del Frente. En la Imagen 1.14 se muestra el diagrama correspondiente al bucle del algoritmo, indicando los pasos 1-5 del pseudo-código.

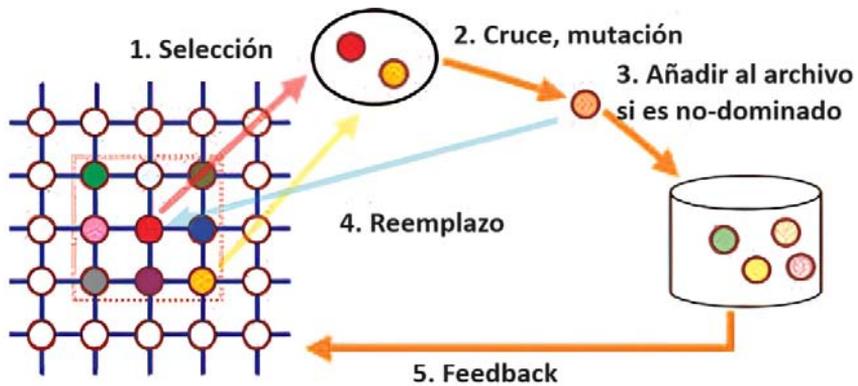


Imagen 1.14: Diagrama de flujo del algoritmo MOCell. Adaptada [142].



## Capítulo 2

# Desarrollos, Herramientas y Métodos

### 2.1. Introducción y contenido del capítulo

A lo largo del Doctorado, aparte de las investigaciones propias en el área del electromagnetismo, buena parte del tiempo también ha sido empleado en la implementación de diversas herramientas y algoritmos que ayudasen al desarrollo no sólo de dichos trabajos, sino también de los del resto de compañeros del Grupo de Investigación.

En las dos primeras Secciones se explicarán los desarrollos específicos de optimización para diseños de *arrays*, mientras que en las dos últimas se explicarán las herramientas de usuario para la aplicación de algoritmos de optimización en problemas de diseño electromagnético.

Concretamente, en la Sección 2.2 se emplearán los Algoritmos Genéticos para la optimización del diseño de un *reflectarray* de 30x30 elementos. En particular, se optimizarán las dimensiones de cada elemento para ir adaptando el diagrama a una máscara de radiación dada.

El objetivo de la Sección 2.3 es mostrar el algoritmo de optimización implementado aplicado a *reflectarrays*. En este caso, lo que se optimiza es la distribución de fases de los elementos del dispositivo. La gran diferencia es que no se usan máscaras de radiación, sino que el diagrama es calculado aplicando las expresiones correspondientes y pudiendo indicar todas las condiciones del problema concreto.

Más tarde, en la Sección 2.4 se implementarán los Algoritmos Genéticos más utilizados en una Interfaz Gráfica. El propósito de dicha Interfaz es el acercamiento

de los AG como una herramienta a disposición de los demás miembros del Grupo para que, no estando familiarizados con ellos, puedan beneficiarse de sus ventajas sin tener que enfrentarse tanto con sus complejidades.

En la última Sección, la 2.5, se explicará el desarrollo de una herramienta de MATLAB para el manejo automático de CST, el software de simulación electromagnética utilizado para este tipo de dispositivos. Con esa herramienta, compuesta de una biblioteca de funciones, se pueden construir todo tipo de modelos tridimensionales, como lo son las celdas de los *reflectarrays*, las bocinas que los alimentan, etc., para después configurar la simulación, ejecutarla y finalmente exportar los resultados obtenidos. Dichos resultados se exportan a ficheros de texto para luego poder ser procesados, de nuevo, en MATLAB, y así alcanzar los diseños deseados.

## 2.2. Optimización de diseño de *reflectarray* mediante Algoritmos Genéticos

Este trabajo, el primero de mi Tesis Doctoral, nace de una colaboración con la Universidad de Oviedo y la Universidad de Málaga. El objetivo de este problema es la optimización del tamaño de los elementos de un *reflectarray* para un enlace satelital empleando Algoritmos Genéticos, de manera que su diagrama de radiación se adapte a la máscara proporcionada. Para nosotros, el *reflectarray* actúa como una caja negra: se introduce cierto conjunto de variables de decisión y obtenemos un valor de la función objetivo.

Concretamente, se trata de un *reflectarray* de 30x30 elementos, de los cuales se quiere hallar el valor óptimo de  $T_x$  y  $T_y$ . Estas dos variables dan lugar a las dimensiones reales de los dipolos indicadas en la Expresión 2.1, cuyo esquema de [143] se puede ver en la Imagen 2.2. Esto supone un total de 1800 variables de decisión, dos por cada uno de los 900 dipolos.

$$\begin{aligned} L_{a4} &= T_x; & L_{b1} &= L_{b3} = 0.63T_x; & L_{b2} &= 0.93T_x; \\ L_{b4} &= 0.95T_y; & L_{a1} &= L_{a3} = 0.58T_y; & L_{a2} &= T_y. \end{aligned} \quad (2.1)$$

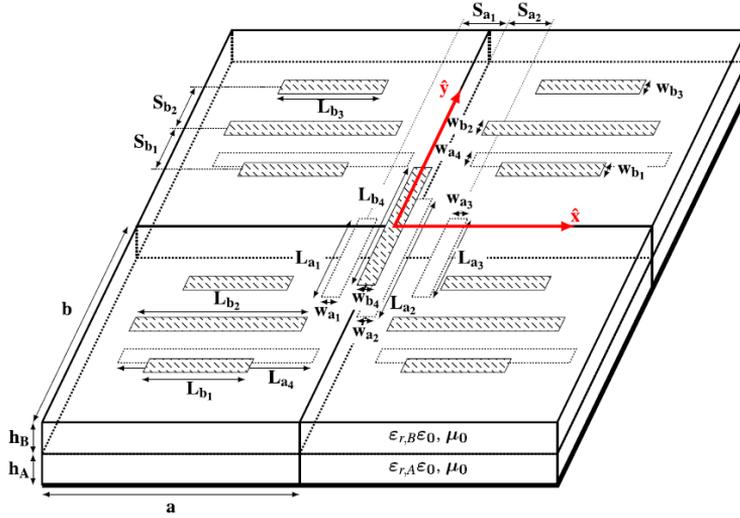


Imagen 2.1: Esquema del elemento del *reflectarray* [143].

Un espacio de búsqueda que involucra a 1800 variables de decisión es grande, pero lo es aún más si cada variable puede tomar hasta 1001 valores distintos como en este caso. Los posibles valores oscilan entre 1 y 11mm, con precisión de  $10\mu\text{m}$ . La idea que nos trasladan para este problema de optimización es llevarla a cabo en dos etapas: primero, encontrar una buena solución en lo que se refiere a la componente copolar del diagrama para, después, afinar dicha solución para rebajar la componente contrapolar hasta un umbral establecido.

Para un mejor rendimiento en la optimización, nos otorgan acceso a *Picasso* [144], uno de los nodos de la Red Española de Supercomputación (RES). Con él, los tiempos de ejecución de cada evaluación, de media, y en comparación con los equipos del Grupo de Investigación, se dividen por tres.

Antes se comentó que, a nuestros ojos, este problema es una caja negra. Con esto quiero decir que no poseemos un conocimiento pleno de cómo influyen los cambios de una variable u otra al comportamiento del *reflectarray* y su diagrama de radiación. Ese es el motivo por el cuál su optimización se lleva a cabo a través de máscaras en las que el diagrama de radiación ha de ajustarse entre los valores mínimo y máximo establecidos para cada punto del espacio.

Para una mejor representación del espacio  $(\phi, \theta)$ , este se proyectará en el plano  $(u, v)$ . Con esta transformación, definida en la Expresión 2.2, se mapean los puntos de la superficie de una esfera, definidos por los ángulos  $\phi$  y  $\theta$ , al plano  $(u, v)$ . De esta manera es mucho más sencilla la visualización de los datos en todo el espacio.

$$\begin{aligned} u &= \sin \theta \cos \phi \\ v &= \sin \theta \sin \phi \end{aligned} \tag{2.2}$$

En la primera fase de optimización, la de la componente copolar, la máscara de radiación propuesta para todo el espacio es la mostrada en la Imagen 2.2. A la izquierda tenemos una vista de la parte superior, donde se aprecia la forma del haz, centrado en  $(u, v) = (0.3, 0)$ . También se observa que, para todo el espacio ajeno al haz, la máscara marca un máximo de -20dB. Por su parte, a la derecha se facilita la visión de la máscara inferior, haciendo que el diagrama deba ajustarse al espacio que comprenden ambas máscaras. En este caso, el mínimo que exige la máscara fuera del haz está por debajo de -40dB (límite inferior de la Imagen), dejando entrever que no importa qué valor tenga mientras esté por debajo de los -20dB que ya marca la máscara superior.

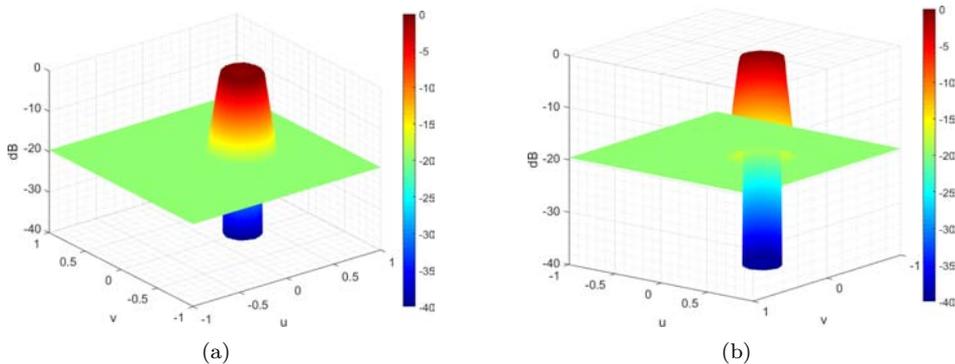


Imagen 2.2: Máscara de radiación para la componente copolar. (a) Vista superior. (b) Vista inferior.

Para empezar, se plantea una simplificación del problema: imponer que, para cada dipolo,  $T_x$  sea igual a  $T_y$ , de forma que reducimos las variables de decisión a la mitad. El Algoritmo Genético parte de una población aleatoria, aunque las soluciones son manipuladas mediante un filtro de suavizado con el objetivo de que no haya una disparidad enorme de tamaños entre elementos contiguos. Cada solución es evaluada mediante la ya mencionada caja negra, que como salida devuelve un fichero con el valor del diagrama en todo el espacio  $(u, v)$  para ambas componentes (copolar y contrapolar) y polarizaciones (horizontal y vertical).

Conforme se van evaluando las soluciones, se van computando también sus objetivos, que en este caso serán dos. Para un control mayor, se comparan

diagrama y máscara en unidades lineales. Para cada punto del espacio, se comprueba si el valor del diagrama se encuentra entre el valor mínimo y máximo de la máscara en ese punto o no. En caso afirmativo, se suma al primer objetivo ese valor del diagrama. Esto significa que cuando un punto del haz principal esté dentro de la máscara contribuirá con un valor alto al objetivo; mientras que si se trata de un punto ajeno al haz, su contribución será menor. Así, maximizando este objetivo, se irá forzando cada vez más a adaptar, sobre todo, el haz principal a la máscara. En caso de que el valor del diagrama esté fuera de la máscara, se incrementa el segundo objetivo con la diferencia entre el valor obtenido y el de la máscara. Por tanto, este objetivo tratará de minimizarse, lo que se traduce en ir minimizando las diferencias entre la máscara y el diagrama hasta que, idealmente, sean nulas. En la Imagen 2.3 se plasma la idea de ambos objetivos.

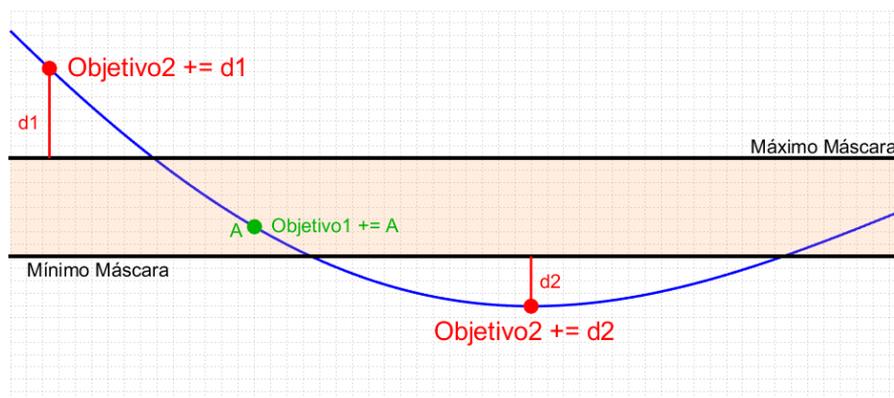


Imagen 2.3: Ejemplificación del cómputo de los objetivos.

En la Imagen 2.4 se ha representado un corte del diagrama de radiación de una de las soluciones de la población inicial que, recordemos, es aleatoria. Por este motivo, el diagrama de radiación no se adapta en absoluto a la máscara, lo irá haciendo poco a poco a lo largo de la optimización. Concretamente, se pueden ver las componentes copolar y contrapolar de ambas polarizaciones.

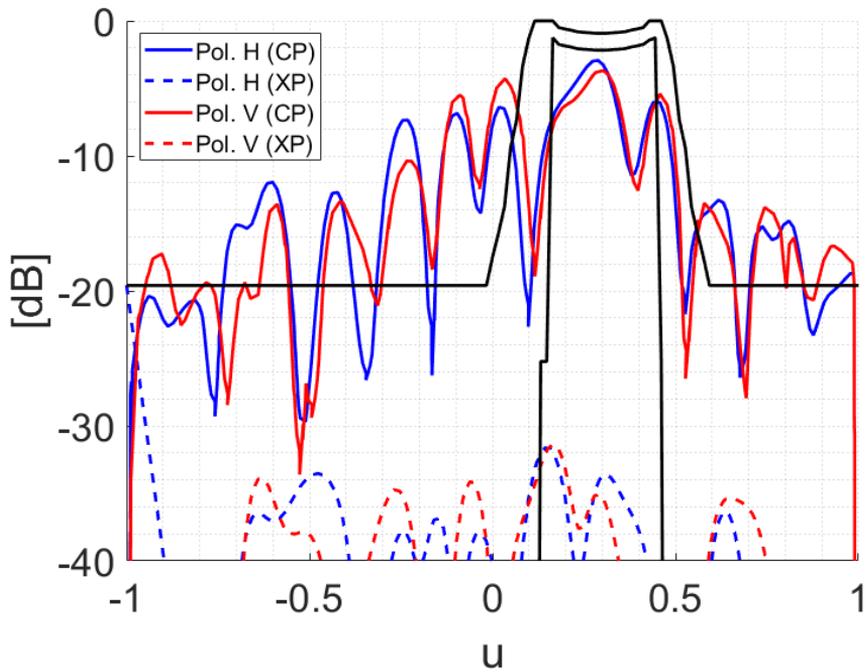


Imagen 2.4: Diagrama de radiación resultante de una solución aleatoria de la población inicial. Corte en  $u$  con  $v = 0$ .

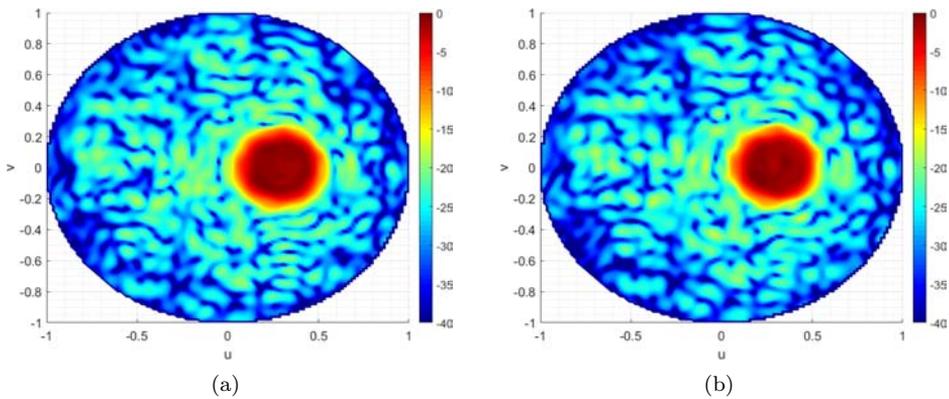


Imagen 2.5: Componente copolar del diagrama obtenido tras la primera fase de optimización. (a) Polarización horizontal. (b) Polarización vertical.

De media, el algoritmo tarda unas 800 generaciones en arrojar un buen resultado como el que se puede ver en las Imágenes 2.5 y 2.6. Según las tasas de los operadores se tarda más o menos en llegar, eso sí, a resultados prácticamente iguales. Se ha representado la componente copolar de las dos polarizaciones en el plano  $(u, v)$ . Las diferencias entre ellas son prácticamente inapreciables ya que, como se comentó antes, en esta primera etapa de optimización se impone la igualdad entre las variables  $T_x$  y  $T_y$ . Con estas dos Imágenes se puede intuir que el resultado es bueno, ya que se tiene el lóbulo donde marcaba la máscara, en  $(u, v) = (0.3, 0)$ , y, además, el nivel de radiación es inferior a  $-20\text{dB}$  en el área ajena a él.

Para dar completitud y poder tomar como buena esta solución, en la Imagen 2.6 se muestran dos cortes para compararlos con las máscaras. En cada uno se trazan las dos componentes de las dos polarizaciones. A la izquierda, en la 2.6(a), se fija  $v = 0$  para barrer  $u$ , mientras que a la derecha, en la 2.6(b), se fija  $u = 0.3$  para hacer el barrido en  $v$ .

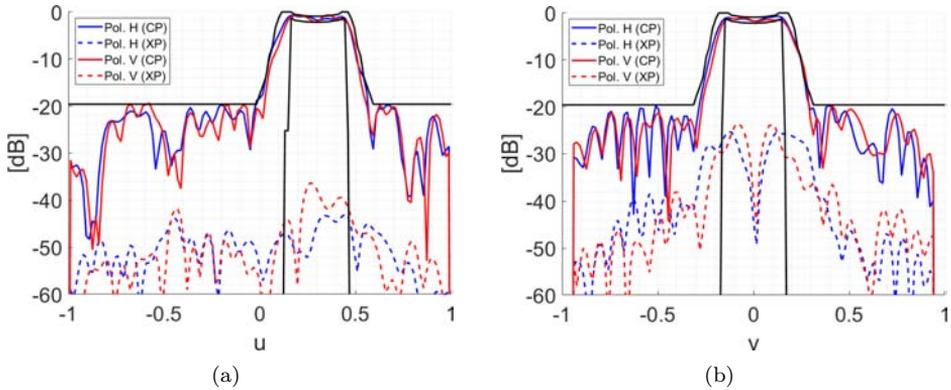


Imagen 2.6: Cortes del diagrama obtenido tras la primera fase de optimización comparado con las máscaras. (a)  $v = 0$ . (b)  $u = 0.3$ .

Para terminar esta primera etapa de optimización, queda hablar sobre la componente de polarización cruzada, que además es el punto central de la segunda fase. En la Imagen 2.7 se muestra esta componente para las dos polarizaciones. Puede verse que su contribución es apenas apreciable en todo el espacio, excepto en la dirección de apuntamiento del lóbulo principal. Ahí, el nivel ronda los  $-25\text{dB}$ , siendo los valores máximos  $-24.23\text{dB}$  en la polarización horizontal y  $-22.88\text{dB}$  en la vertical.

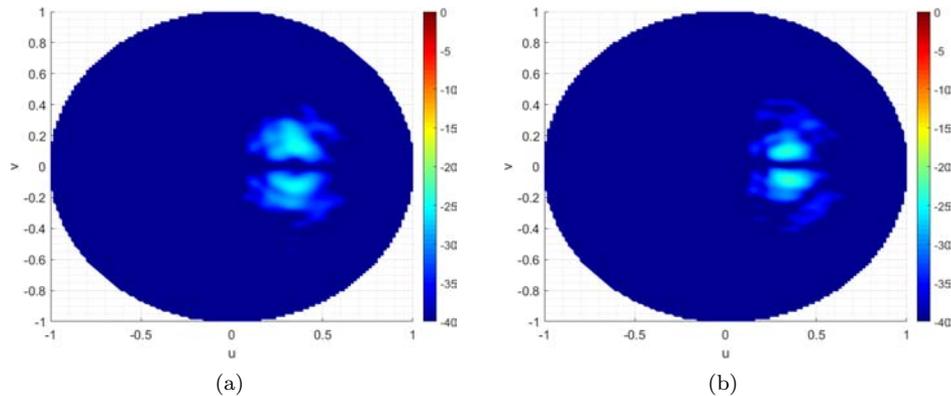


Imagen 2.7: Componente contrapolar del diagrama obtenido tras la primera fase de optimización. (a) Polarización horizontal. (b) Polarización vertical.

En la segunda etapa de optimización se tratará de rebajar el nivel de contrapolar lo máximo posible, a la vez que no se degrada lo conseguido en la fase anterior. Mientras que en aquella se partía de una población inicial aleatoria, la población inicial de la segunda etapa será la obtenida al final de la primera. Es en esta etapa cuando ya se modificarán ambas dimensiones a la vez, teniendo las 1800 variables de decisión mencionadas al inicio.

En primera instancia, lo que se trató de aplicar era una búsqueda local con la que ir modificando ligeramente las dimensiones de los elementos, uno a uno. Sin embargo, modificar un elemento dentro de un conjunto de 900 apenas reflejaba un cambio significativo en el diagrama de radiación. También se intentó hacer barriendo por grupos, tanto pequeños (3x3) como más grandes (10x10), pero no se obtenían buenos resultados, ya que la componente copolar se degrada a la mínima.

Se optó, por tanto, por proceder a una optimización similar a la primera. Como ya se ha comentado, el objetivo de esta fase de optimización es claro: rebajar el nivel máximo de polarización cruzada de ambas polarizaciones. Aparte de eso hay que imponer la condición de que, aunque una solución cumpla con ese objetivo, la componente copolar debe haberse mantenido, como mínimo, igual de bien adaptada a la máscara como estaba. Por tanto, las soluciones que disminuyen la componente contrapolar en gran medida, pero a costa de degradar también la copolar, se irán desechando.

Al inicio de la Sección se comentó que este *reflectarray* está dedicado a la comunicación satelital. En estos enlaces, el nivel de polarización cruzada que se suele exigir es, como máximo, de -30dB. Si bien ese era el objetivo a alcanzar en esta segunda fase de optimización, era complicado rebajar casi 7dB como

había que hacerlo en el caso de la polarización vertical. Esto puede deberse, principalmente, por dos razones: la primera es que las características de la propia estructura no permitan un nivel mucho más bajo de lo ya conseguido, ya sea por el tipo de elemento que la compone o porque sea preciso aumentar el número; la segunda, que a través de la primera optimización nos encontremos en una zona de mínimo local de la cual sea complicado salir sin perjudicar a la componente copolar.

Aun así, sí se ha conseguido una disminución considerable de la polarización cruzada, pasando de los niveles máximos mencionados antes,  $-24.23\text{dB}$  y  $-22.88\text{dB}$ , a los siguientes:  $-26.57\text{dB}$  y  $-26.78\text{dB}$ , lo que supone un decremento de casi  $4\text{dB}$  en el mejor de los casos. En la Imagen 2.8 se pueden ver los mismos cortes que se han ido mostrando anteriormente. En ellos, se traza el diagrama de radiación de la mejor solución encontrada, en los que se puede observar cómo la componente copolar se mantiene igual de bien que en la Imagen 2.6, al mismo tiempo que la contrapolar ha bajado considerablemente.

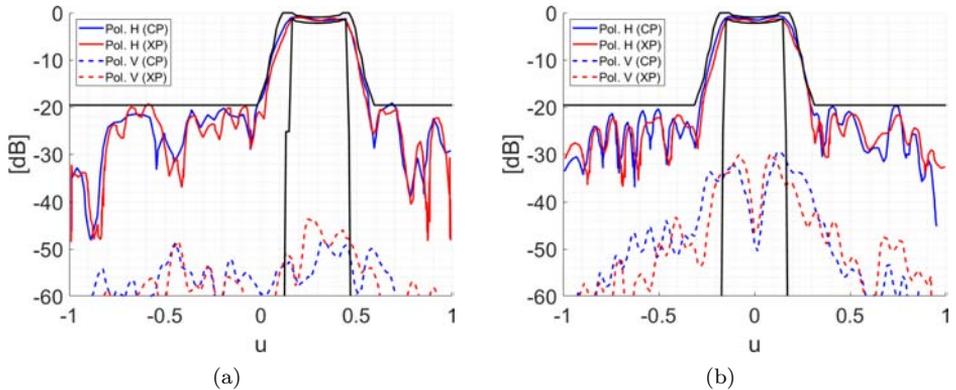


Imagen 2.8: Cortes del diagrama obtenido al finalizar la optimización. (a)  $v = 0$ . (b)  $u = 0.3$ .

Aunque el descenso de la componente de polarización cruzada es notable, el coste computacional necesario ha sido muy grande. Concretamente, se ha necesitado, de media, el doble de generaciones en esta segunda etapa de optimización que en la primera. Esto, además, partiendo de una solución ya bastante buena, mientras que en la primera fase se partía de una solución aleatoria.

En la Imagen 2.9 se han interpretado las dimensiones de los elementos, tanto  $T_x$  como  $T_y$ , en sendos mapas de color. En ellos se pueden apreciar dos zonas bien definidas: la central, en forma de círculo, con unas dimensiones próximas a los  $6\text{mm}$ ; y la externa, que rodea a la primera como un anillo. En esta última, de

manera general, nos encontramos con que las variables rondan los 8mm, salvo en la esquina inferior derecha, donde disminuyen hasta los 4mm. Por otro lado, también es destacable cómo en la zona izquierda, la más alejada a donde se pretende dirigir el haz, la distribución de las dimensiones es más aleatoria, más ruidosa, dando a entender que su influencia es menor. Por último, también es interesante observar cómo, para cada elemento, ambas variables toman un valor muy parecido, haciendo que ambos mapas resulten casi idénticos. Esto se traduce en que todos los elementos serán prácticamente cuadrados.

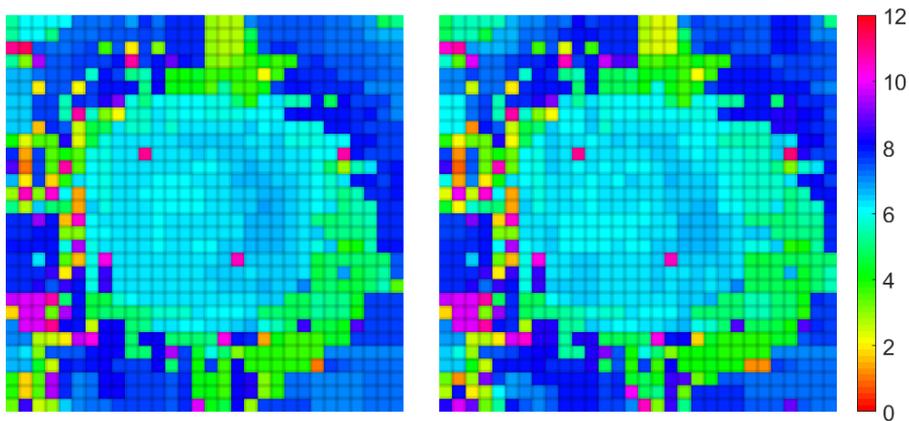


Imagen 2.9: Valores finales, en milímetros, de  $T_x$  (izquierda) y  $T_y$  (derecha) para los 30x30 elementos del *reflectarray*.

La conclusión a la que podemos llegar al término de este problema de este optimización es que, como se ha venido comentando, los AG son una herramienta muy potente para problemas complejos como este. Se ha demostrado que, sin necesidad de un conocimiento profundo del problema, se puede llegar, desde cero, a una buena solución. También ha quedado patente lo importante que es detenerse a plantear muy bien la función objetivo ya que, de lo contrario, el algoritmo puede devolver un resultado excelente en lo que al objetivo se refiere pero que, al consultar una solución, no se haya optimizado lo que realmente se quería.

### 2.3. Algoritmo de optimización para la distribución de fases de un *reflectarray*

En la Sección 2.2, el problema de optimización se basaba en la minimización de la diferencia entre lo obtenido y lo deseado, es decir, del diagrama de radiación y la máscara. Era un problema empírico, en el que no necesitábamos aportar un conocimiento electromagnético, es decir, sobre la interacción entre la onda y el *reflectarray*.

En la optimización que se tratará en esta Sección, en cambio, sí se va a profundizar más en la aplicación de los principios físicos de las ondas, concretamente con la teoría de rayos (*ray tracing*). También impondremos nosotros todas las condiciones de diseño:

- Frecuencia: la frecuencia a la que operará el *reflectarray* es fundamental, ya que la longitud de onda asociada definirá las longitudes eléctricas.
- Número de elementos: cuantos más elementos tenga el *reflectarray*, mayor será la directividad, es decir, más estrecho será el haz que apunta a la dirección deseada.
- Distancia entre elementos: el tamaño de los elementos, en términos de longitudes de onda, es muy importante para asegurar que no aparezcan lóbulos secundarios que hagan perder energía en la dirección de interés. Es importante anotar que, si bien la estructura no es periódica, la distancia entre los elementos siempre es la misma.
- Distancia al alimentador: normalmente, haremos uso de antenas de bocina piramidales como alimentador. Por ello, hay que tener en cuenta que dependiendo de la distancia a la que se encuentre el centro de fase de nuestro *reflectarray*, estaremos en región de campo lejano o cercano, según se cumpla o no la siguiente expresión:

$$r > \frac{2S}{\lambda} \quad (2.3)$$

Donde:

$r$  es la distancia a la que se evalúa la condición.

$S$  es la dimensión característica de la antena, que en nuestro caso es el área de la apertura de la bocina.

$\lambda$  es la longitud de onda asociada a la frecuencia de trabajo.

- Ángulo de incidencia ( $\phi_i, \theta_i$ ): dependiendo de cómo incida la onda en el *reflectarray*, los elementos tendrán un comportamiento de fase en reflexión determinado, afectando directamente a la distribución de fases.
- Ángulo de apuntamiento ( $\phi_o, \theta_o$ ): esto, junto al ángulo de incidencia y la distancia al alimentador, son los factores de los que depende la distribución de fases del *reflectarray*. Dependiendo de a dónde se redirija el haz, la fase total de cada elemento ha de modificarse para que la contribución de todas ellas a la vez cumpla el objetivo.
- Resolución angular: según el número de puntos con que se definan los ángulos  $\phi$  y  $\theta$ , se podrá elegir con más precisión la dirección de apuntamiento deseada. Por contra, también será mayor el coste computacional.

En la Imagen 2.10 se representan algunos de los puntos que se han descrito.

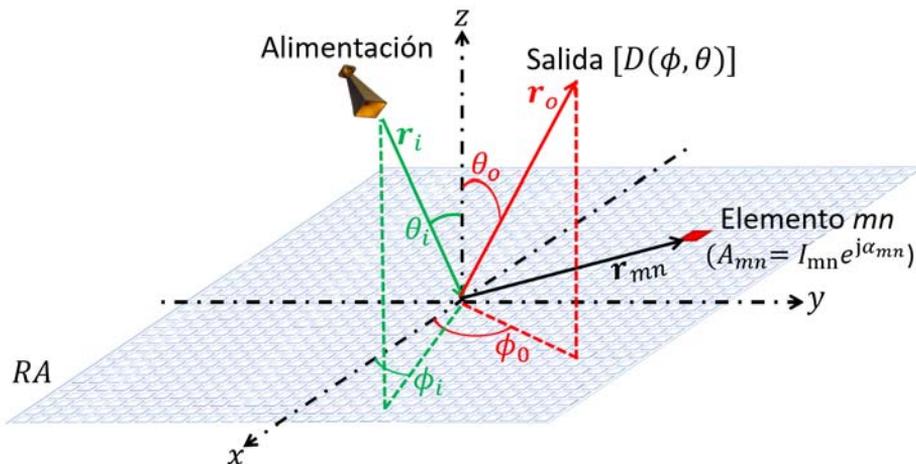


Imagen 2.10: Esquema general del funcionamiento de un *reflectarray*.

Como nuestro fin es reorientar el haz hacia una dirección concreta, el objetivo es maximizar la energía que se dirige hacia ella. Por ello, también hay que comprender cómo se calcula el diagrama de radiación.

Haremos uso de la herramienta de *ray-tracing* [21] mencionada anteriormente e implementada en MATLAB para calcular el patrón de radiación. Para ello también contaremos con el efecto de fase del alimentador, como ya se hizo en [27]. Así, la fase total de cada celda se computa como la suma de la fase del campo incidente y el desfase que la propia celda introduce. Es este último término, discretizando

el plano y siendo  $n$  y  $m$  las posiciones de las celdas en una u otra dirección, el que nosotros diseñamos y optimizamos para redirigir la onda, que se define como sigue [145]:

$$\alpha_{mn} = k_0(d_{mn} - [x_m \cos(\phi_o) + y_n \sin(\phi_o)] \sin(\theta_o)) \quad (2.4)$$

$$m, n = 1, 2, 3, \dots$$

Donde:

$k_0$  es la constante de propagación en el vacío.

$(x_m, y_n)$  son las coordenadas del elemento de la posición  $(m, n)$ .

$d_{mn}$  es la distancia desde el centro de fase de la antena de bocina hasta la celda  $(m, n)$ .

$(\phi_o, \theta_o)$  es la dirección de apuntamiento deseada a la que redirigir el haz, definida por los ángulos en azimut y elevación, respectivamente.

Este parámetro  $\alpha_{mn}$  es, concretamente, la fase de la alimentación compleja del elemento  $(m, n)$ . Se emplea para el cálculo del Factor de *Array* de la estructura completa, que se describe en la Ecuación 2.5:

$$FA(\phi_o, \theta_o) = \sum_n \sum_m I_{mn} e^{jk\vec{r}_{mn} \cdot \hat{r}} \quad (2.5)$$

donde  $k$  es el número de onda y  $\vec{r}_{mn}$  representa el vector de posición del elemento  $(m, n)$ :

$$\vec{r}_{mn} = x_{mn} \cdot \hat{x} + y_{mn} \cdot \hat{y} + z_{mn} \cdot \hat{z} \quad (2.6)$$

El término en  $\hat{z}$  se anula asumiendo que el RA se sitúa en el plano  $XY$ . Simplificando:

$$\vec{r}_{mn} = md_x \cdot \hat{x} + nd_y \cdot \hat{y} \quad (2.7)$$

$I_{mn}$  es la alimentación compleja del elemento  $(m, n)$ , a la que consideramos de amplitud 1 y fase  $\alpha_{mn}$

$$I_{mn} = e^{j\alpha_{mn}} \quad (2.8)$$

y, por último,  $\hat{r}$  es el vector unidad que apunta en la dirección  $(\phi_o, \theta_o)$

$$\hat{r} = \sin \theta_o \cos \phi_o \hat{x} + \sin \theta_o \sin \phi_o \hat{y} + \cos \theta_o \hat{z} \quad (2.9)$$

De esta manera, la Expresión 2.5 queda así:

$$FA(\phi_o, \theta_o) = \sum_n \sum_m e^{j\alpha_{mn}} e^{jk(md_x \sin \theta_o \cos \phi_o + nd_y \sin \theta_o \sin \phi_o)} \quad (2.10)$$

El efecto de fase del campo incidente comentado anteriormente es igual de importante que el definido en la Expresión 2.4. Como se comentó a raíz de la Ecuación 2.3, dependiendo de la distancia a la que se encuentre la antena del *reflectarray*, la onda incidente será plana o esférica. La principal consecuencia de ello es la diferencia de fase con la que el frente llega al dispositivo. Suponiendo onda plana e incidencia normal al centro del *reflectarray*, la fase en todos los elementos será la misma; mientras que si la onda es esférica, el recorrido de la onda al elemento central será menor que al del resto de elementos. En la Imagen 2.11 se ilustran ambos casos.

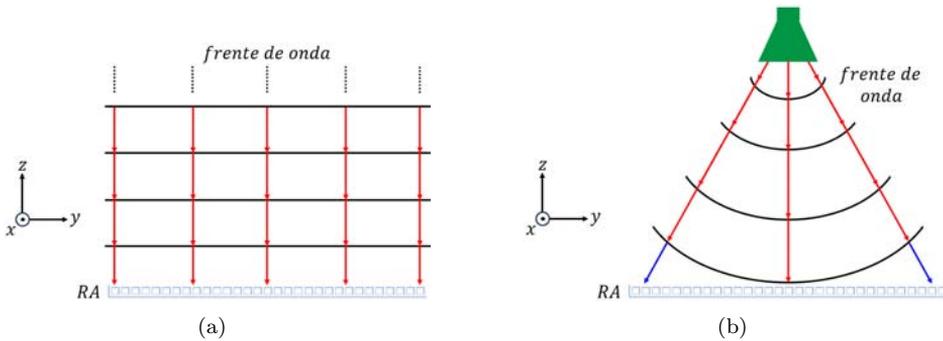


Imagen 2.11: Esquema del escenario de incidencia de la onda en el RA. (a) Caso de onda plana. (b) Caso de onda esférica.

Esa diferencia de fase entre una onda plana o esférica que se propagan en la misma dirección, representada por la flecha azul de la Imagen 2.11(b), puede expresarse como sigue a continuación:

$$\beta_{mn} = k|r_{mn} - r_{00}|, \quad (2.11)$$

siendo  $r_{00}^{\vec{0}}$  el vector de posición del elemento central. Se puede añadir este término a la Ecuación 2.10 para acabar obteniendo lo siguiente:

$$FA(\phi_o, \theta_o) = \sum_n \sum_m e^{j\alpha_{mn}} e^{jk(md_x \sin \theta_o \cos \phi_o + nd_y \sin \theta_o \sin \phi_o)} e^{j\beta_{mn}} \quad (2.12)$$

Hay que destacar que la Ecuación 2.4, así como la 2.12, se usa para obtener un valor de fase continuo en el rango  $[0, 360]^\circ$ , por lo que se simplifica al extremo si tenemos un *reflectarray* de 1 bit, es decir, si consideramos solamente dos posibles valores de fase:  $0^\circ$  o  $180^\circ$ .

Tomando eso en consideración, se nos plantean dos vías. La primera consiste en calcular la distribución de fase real, con valores continuos, para luego truncarlos a  $0^\circ$  o  $180^\circ$ . La otra opción, y la elegida, es realizar una optimización ad hoc considerando únicamente esos dos valores de fase.

Dicha optimización parte de una distribución de fases binaria aleatoria. Se calcula el diagrama de radiación asociado ella y tomamos como referencia el valor de campo en la dirección de interés  $(\phi_o, \theta_o)$ . A continuación, se recorren de uno en uno todos los elementos, cambiando su estado (de 0 a 1, o viceversa) y volviendo a evaluar el campo en dicho punto. Si su valor ha aumentado, significa que el haz en la dirección deseada ha crecido, por lo que el cambio de estado es favorable y se mantiene. En cambio, si el campo ha disminuido, revertiremos el cambio para volver al estado original. Una vez se ha hecho esto con todas las celdas del *reflectarray*, observamos qué porcentaje de elementos han visto su fase cambiada. Si el porcentaje es mayor que cierto umbral se repite el proceso barriendo de nuevo todos los elementos. El umbral normalmente lo establecemos en un 10%, punto donde se ha observado que el beneficio obtenido por hacer un nuevo barrido es pequeño comparado con el tiempo y el coste de computación asociados. Por tanto, si al término de un barrido se han modificado menos elementos que ese porcentaje, damos por concluida la optimización y la distribución en ese momento será la definitiva. En la Imagen 2.12 se puede observar el diagrama de flujo del algoritmo descrito.

A priori, debería ser más eficiente la primera opción de truncar la distribución de fases continua, ya que sólo se calcula una vez el diagrama de radiación, mientras que en la optimización descrita se evaluará cientos de veces. Sin embargo, aquí entra en juego el conocimiento obtenido con el uso de los Algoritmos Genéticos y la importancia de hacer un análisis exhaustivo de la función objetivo a minimizar.

Al calcular el diagrama de radiación con la distribución de fases continua, este se calcula en el espacio completo  $(\phi, \theta)$ , por lo que la resolución angular descrita al inicio del capítulo será clave: si es baja, también lo será la precisión aunque el cálculo sea rápido; si es muy alta, tendremos una gran precisión a costa del tiempo de computación. Normalmente nos bastará con tomar un punto por ángulo, lo que

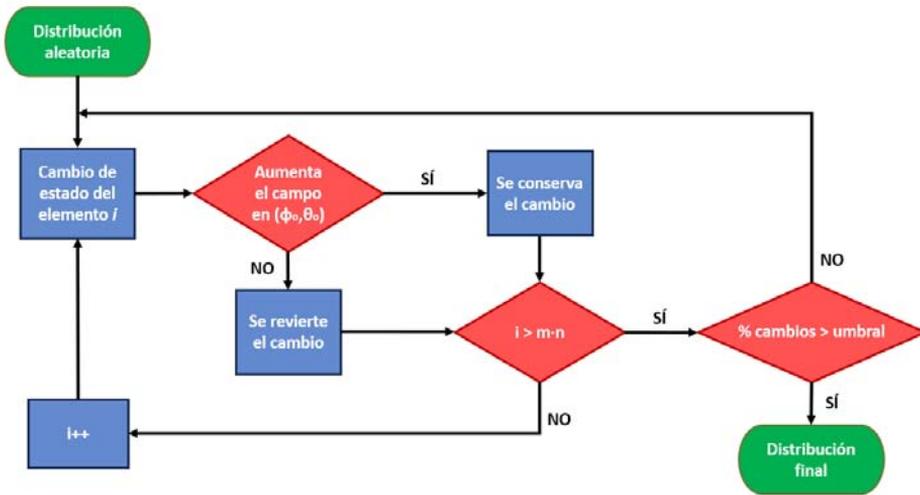


Imagen 2.12: Diagrama de flujo del algoritmo de optimización.

supone un barrido en  $\phi$  de 180 puntos (de  $-89^\circ$  a  $90^\circ$ ) y de 181 puntos (de  $-90^\circ$  a  $90^\circ$ ) en  $\theta$ , lo que hace un total de 32580 puntos.

No obstante, en el algoritmo de optimización descrito no necesitamos calcular todo el diagrama, sino que, como se ha explicado, sólo tenemos en cuenta el valor en la dirección de apuntamiento. Esto se debe a que, para obtener el haz deseado, nos basta con saber que el campo en ese punto está creciendo, ya que por el principio de conservación de la energía inferimos que en el resto del espacio está disminuyendo. En virtud de ello, en lugar de tener que calcular el diagrama en 32580 puntos del espacio, nos basta con calcularlo en uno. Este punto a favor supera con creces la desventaja que le supone al algoritmo tener que evaluar cientos de veces el mismo punto, porque aún así el tiempo total será mucho menor.

En lo que respecta a la calidad de las soluciones obtenidas de una forma u otra, la diferencia entre ellas es mínima. Con el método de truncado, la solución siempre es la misma porque se parte de una solución analítica. Por otro lado, la solución que se obtiene del algoritmo varía muy levemente con cada ejecución, porque depende mucho de esa distribución aleatoria de la que se parte. A pesar de esto, la diferencia en la directividad del diagrama obtenido con una u otra solución no llega al decibelio, lo que afianza la idea de que el algoritmo es totalmente válido además de eficiente.

También es digno de mención la adaptabilidad del algoritmo en cuanto al número de bits empleados para la distribución de fases. Este factor, unido al resto de elementos modificables del algoritmo, nos permite poder optimizar

casi cualquier escenario imaginable, en términos del propio dispositivo (tamaño, número de elementos o de estados, etc.) o de su localización (distancia al alimentador, ángulos de incidencia y reflexión, etc.).

Volviendo a la disyuntiva entre tener una onda plana o esférica incidiendo en el RA, aparte de la aplicaciones asociadas, tienen una gran diferencia que puede derivar en problemas. En la Imagen 2.13 se pueden ver dos distribuciones para un mismo caso: incidencia normal ( $\phi_i = 0^\circ, \theta_i = 0^\circ$ ) y redirección hacia ( $\phi_o = 0^\circ, \theta_o = 30^\circ$ ), siendo el mapa de fases de la izquierda para el caso donde la onda incidente es plana, y el de la derecha para una onda esférica.

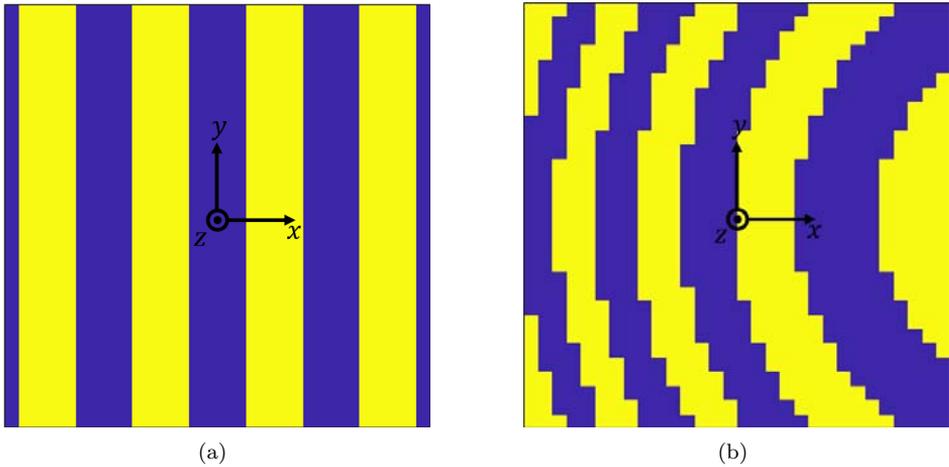


Imagen 2.13: Ejemplo de distribución de fases para los dos escenarios. (a) Onda plana. (b) Onda Esférica.

En el caso de onda plana, a simple vista no se puede saber si el *reflectarray* reorientará el haz en el sentido positivo o negativo del ángulo de elevación  $\theta$  escogido. De hecho, la realidad es que el dispositivo divide el haz incidente en las dos direcciones al mismo tiempo. Al haz extra e indeseado lo llamamos especular o espúreo, y aparece exclusivamente en el caso de onda plana y el uso de 1 bit para la codificación de las fases [28, 146]. Para romper la simetría de lóbulos reflejados acudimos al caso de onda esférica. En él, podemos ver que la dirección de apuntamiento es unívoca: con ese patrón no podemos pensar que haya dos direcciones distintas a la que se reorienta el haz.

En la Imagen 2.14 se han representado los diagramas de radiación asociados a sendas distribuciones de fase en el plano  $(u, v)$ . En ambos casos, la incidencia de la onda es normal, y la dirección de apuntamiento es  $(\phi_o, \theta_o) = (0, 30)^\circ$ . Entre los diagramas se observa claramente una diferencia: la aparición del haz especular

en  $(\phi_o, \theta_o) = (0, -30)^\circ$ , o lo que es lo mismo:  $(u, v) = (0, -0.5)$ . Visto esto, en los diseños que se verán más adelante, se impondrá la condición de alimentar el dispositivo de forma que sobre él incida una onda esférica.

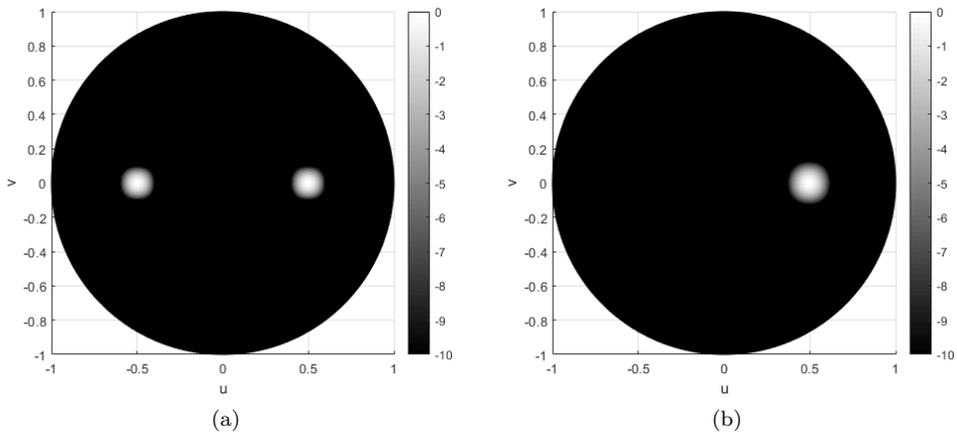


Imagen 2.14: Diagramas de radiación asociados a las distribuciones de fases. (a) Onda plana. (b) Onda esférica.

Para concluir esta sección, en la que se ha planteado el problema de optimización de distribuciones de fase para un *reflectarray* y en el que se da como solución un algoritmo programado específicamente para él, veamos una tabla comparativa de tiempos. En la Tabla 2.1 se indican los tiempos medios de ejecución del algoritmo (en base a 10 repeticiones) comparando los dos factores que más influyen en ello: número de elementos y número de bits. El resto de factores, como el ángulo de incidencia y apuntamiento, la frecuencia de operación y el período de los elementos se mantienen fijos en todos los casos y sin tener ningún papel destacado. Todos los tiempos de ejecución se han obtenido en el mismo equipo, compuesto por: procesador Intel Core i7-12700H (12<sup>a</sup> Generación), tarjeta Gráfica NVIDIA GeForce RTX 3070 Ti (Laptop GPU) con 8GB (GDDR6), RAM 32GB (DDR4).

Tamaño del RA	Nº de bits	
	1	2
10x10	0.042	0.086
20x20	0.57	1.19
30x30	2.99	6.13
50x50	23.66	47.08
100x100	378.28	714.46
150x150	1796.07	3639.89

Tabla 2.1: Tiempo medio de cómputo (en segundos) del algoritmo de optimización según el tamaño del RA y el número de bits.

## 2.4. Interfaz Gráfica de Usuario para la aplicación de Algoritmos Genéticos

Con el objetivo de acercar los beneficios que traen consigo los Algoritmos Genéticos a los demás miembros del Grupo SWAT, extendiéndose después a otros grupos de investigación, se propuso la idea de crear una Interfaz Gráfica de Usuario (GUI, *Graphic User Interface*) muy sencilla para su uso. La principal ventaja de esta GUI es no tener que lidiar con la usual complejidad que supone adaptar este tipo de algoritmos a los problemas de cada investigador, tan diferentes entre sí. El planteamiento inicial de esta GUI era utilizarla para la optimización de diseños de CST, tratando, por ejemplo, de disminuir el coeficiente de reflexión en ciertas bandas o de ubicar una resonancia a una frecuencia concreta. Más tarde, se comenzó a implementar la optimización de funciones de MATLAB que tuvieran bien definidos sus argumentos de entrada (variables de decisión) y salida (función objetivo).

Esta GUI está programada en Python, no en Java, como era el caso de la Sección 2.2 o en MATLAB, como se hizo para la Sección 2.3. Esto se debe a que Python tiene una sintaxis más concisa, pudiendo cumplir las mismas tareas en menos líneas de código, facilitando así su comprensión. A esto también ayuda el hecho de que sea un lenguaje de programación dinámico, es decir, que para usar una variable no tiene que ser declarada previamente. Igual que en la Sección 2.2 se usó la librería `jMetal`, ahora se empleará la análoga en Python: `jMetalPy`. En comparación, la original de Java tiene una comunidad muy amplia detrás, así como una base de usuarios bastante fuerte, resultando así en una documentación muy rica. Por su parte, `jMetalPy` es una adaptación reciente, por lo que también se plantea su uso para nutrirlo y que poco a poco se recorten las diferencias con su matriz.

La estructura de la GUI es sencilla: se parte de una ventana inicial en

la que elegir la opción de optimizar un diseño de CST o una función de MATLAB. Dependiendo de la selección, se suceden los distintos *frames* o marcos correspondientes a la configuración de la optimización, aunque las diferencias son mínimas. Con el objetivo de facilitar futuras modificaciones, dichos marcos se programan en *scripts* independientes que se coordinan y se van mostrando a raíz de otro *script* principal.

En la Imagen 2.15 se muestra el *frame* inicial de la GUI. En ella, como se mencionó antes, se da a elegir al usuario entre optimizar un diseño de CST o MATLAB. Según qué botón de selección esté marcado se mostrará una u otra descripción pero, sobre todo, definirá qué marco se mostrará al avanzar con el botón *Next*.



Imagen 2.15: *Frame* principal de la Interfaz Gráfica.

En caso de seleccionar la optimización de un diseño de CST, el siguiente *frame* es el mostrado en la Imagen 2.16. En él, está definida por defecto la ruta de acceso a la Interfaz de Programación de Aplicaciones (API, *Application Programming Interface*) de CST y Python, contenida en su ruta de instalación por defecto. Aún así, el usuario puede modificarla libremente. Del mismo modo, se tiene que seleccionar el archivo del proyecto y otra ruta en la que almacenar los datos de salida. En la parte inferior se disponen los cuatro botones principales para la definición del algoritmo: variables, objetivos, restricciones y configuración del optimizador. Al presionar cada uno de ellos, una ventana auxiliar se abre para establecer los parámetros correspondientes. A continuación se irán describiendo uno a uno.

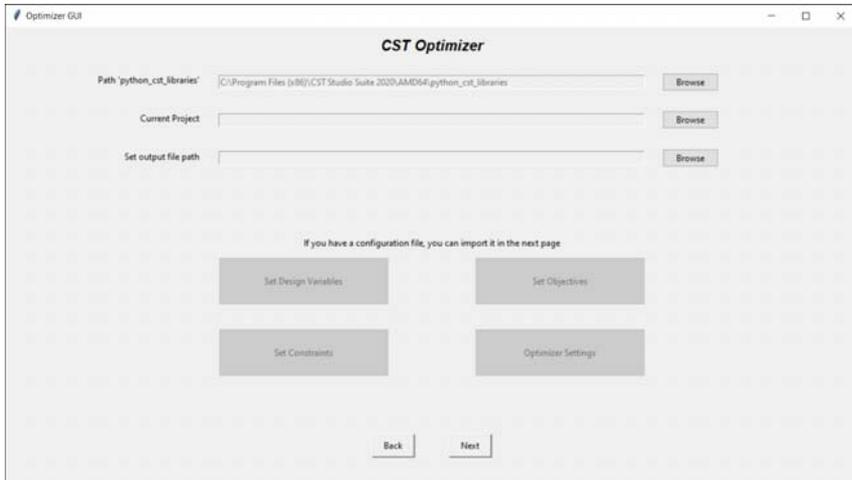


Imagen 2.16: Marco de configuración de la optimización de diseños de CST.

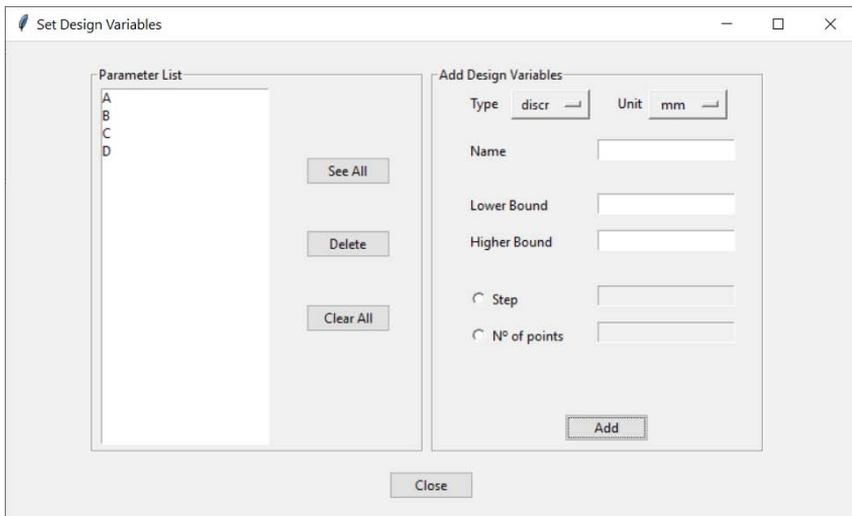


Imagen 2.17: Ventana de declaración de variables del diseño de CST.

La ventana de definición de variables de diseño, presentada en la Imagen 2.17, está dividida en dos partes: a la izquierda se muestra la lista de variables ya definidas y, a la derecha, todas las opciones para declararlas. Se definen, aparte del nombre, su unidad, el tipo (entero, *float*, binario o discretizada) y el límite

inferior y superior. Si la variable en cuestión está discretizada, hay que indicar el número de puntos que pueden tomarse entre los límites, o bien el espaciado entre valores, comúnmente llamado *step*. Por otro lado, los límites se establecen en 0 y 1 automáticamente y sin posibilidad de cambio si la variable es binaria.

Al añadir la variable, se hacen una serie de comprobaciones de todos los campos para asegurar que no haya errores a posteriori. Las comprobaciones relativas al nombre de la variable pasan por ver dicho campo no esté vacío, con espacios o repetido. Respecto a los límites en una variable *float*, si no se indica nada, se asumen como  $\pm\infty$ . Si es una variable discretizada, sí es necesario indicar los límites que, además, deben ser enteros, así como tampoco puede omitirse el campo *step* o el de número de puntos entre los límites. También se indicará error en caso de que el límite inferior marcado sea mayor que el superior. Una vez chequeado todo, la variable es añadida a la lista de la parte izquierda de la ventana. Ahí, se pueden eliminar las variables que se vayan seleccionando, o bien todas a la vez, así como abrir una ventana auxiliar que muestra en una tabla todos los parámetros de las variables introducidas hasta ese momento.

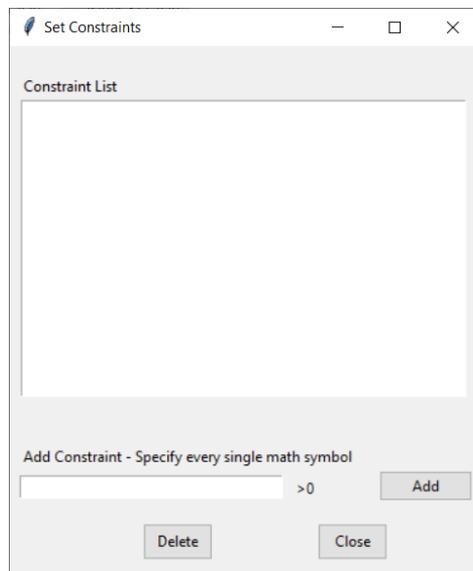


Imagen 2.18: Ventana de declaración de restricciones entre variables del diseño.

El otro botón de la Imagen 2.16 relacionado con las variables es el de las restricciones. En la parte inferior de esta nueva ventana, correspondiente a la Imagen 2.18, se pueden introducir tantas condiciones entre variables como se quiera. Por simplicidad, se impone que lo que se introduce es  $> 0$ . Esto supone que

si se quiere imponer la restricción  $A > B$ , en el cajón debe indicarse  $A - B$ . Para no dejar lugar a dudas, en este campo hay que indicar explícitamente todos los operadores que se usen. Esto va orientado a la multiplicación, para la cual se suele omitir su símbolo, pero que en este caso es necesario para evitar ambigüedades.

El tercer botón y su ventana asociada, la de la Imagen 2.19, están destinados a los objetivos del algoritmo. Ya se ha mencionado en varias ocasiones que esta es la parte crítica de los AG: cuanto mejor descrito esté el problema a través de su función objetivo, mejores resultados se obtendrán. Lo primero que encontramos en esta ventana es el número de objetivos que se manejarán y si estos son personalizados o corresponden a datos que pueden extraerse de forma nativa de CST, como puede ser el coeficiente de reflexión. Si se elige esta segunda opción, el campo *CST Result* se desbloquea para indicar la ruta del resultado en el proyecto, dando como ejemplo el del  $|S_{11}|$ . Si, en cambio, el objetivo es personalizado, se habilita la entrada *Define objective*. En cualquier caso, ya sea para minimizar o maximizar, se indica un valor objetivo al que, en caso de llegar, se detiene el algoritmo. En la parte inferior de la ventana se irán mostrando los objetivos definidos.

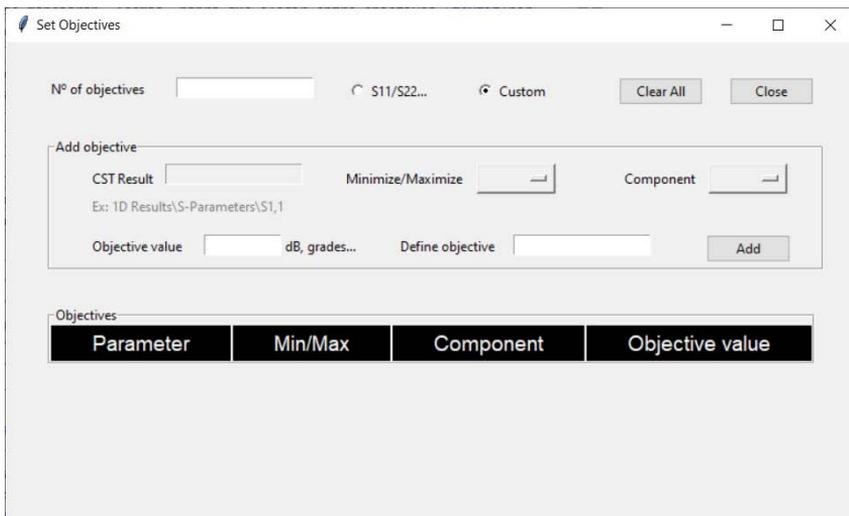


Imagen 2.19: Ventana de declaración de los objetivos del algoritmo.

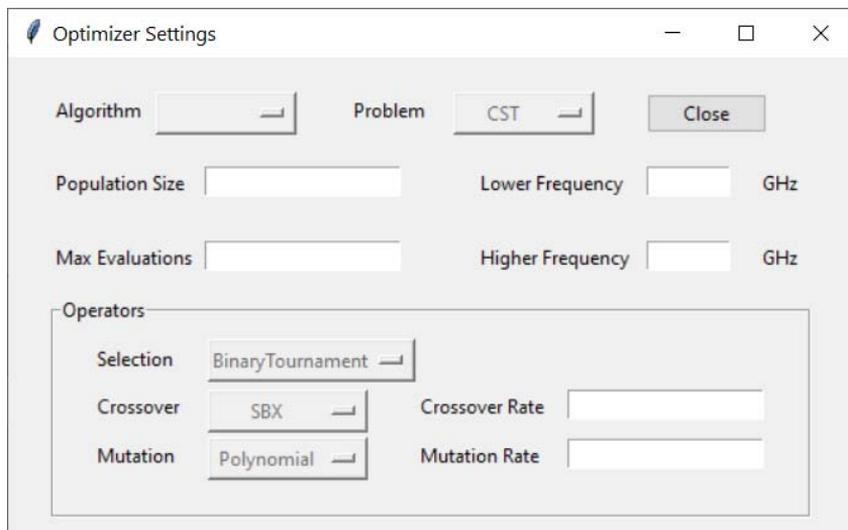


Imagen 2.20: Ventana de configuración del optimizador.

Por último, queda la configuración del optimizador en sí mismo. En esta ventana, mostrada en la Imagen 2.20, se indicará qué algoritmo quiere utilizarse de los que estén implementados. Dependiendo de cuál se elija, se mostrarán más o menos parámetros de configuración, siendo los básicos los que ahí se ven: el tamaño de población, las evaluaciones máximas a realizar, o las técnicas de selección, cruce y mutación junto a sus tasas. Otro aspecto a destacar es la elección de la banda en la que quiere optimizarse el diseño de CST, en caso de que no coincida con toda la que se simula.

Una vez se ha definido todo lo necesario a través de los botones de la Imagen 2.16, en el siguiente *frame*, mostrado en la Imagen 2.21, se ve un resumen rápido de toda la información indicada, de forma que puedan corregirse pequeños errores o añadir campos extra. Así, cuando se modifique algo, basta con actualizar con el botón *Update*. Al lanzar la ejecución del algoritmo, ya en la carpeta de salida se imprime un archivo de configuración de dicha ejecución. En caso de querer volver a ejecutar la misma optimización, no es necesario pasar por todas las ventanas descritas hasta ahora, sino que con cargar dicho fichero en este último *frame* y actualizar, toda la información queda grabada. Esto también es útil en caso de querer cambiar ligeramente la configuración.

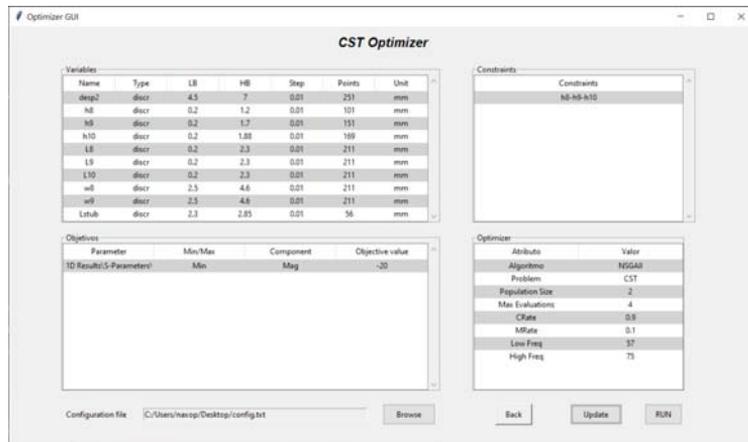


Imagen 2.21: Ventana resumen de la optimización.

Con todo esto, el usuario podrá alcanzar los parámetros optimizados, o bien un frente de posibles soluciones, para diseños sencillos. La implementación de CST a través de Python se realiza gracias a la API disponible desde la versión del año 2020. A través de varios paquetes de la misma se crea una interfaz de control de la *software*, pudiendo abrir una nueva instancia o controlar una ya abierta. Al establecer esa conexión, ya se pueden realizar funciones básicas como abrir, guardar o cerrar proyectos; o bien funcionalidades más concretas como la gestión de variables y resultados, empleadas precisamente en la creación de esta GUI.

Por su parte, la implementación de algoritmos se realiza mediante la adaptación de los mismos en *jMetalPy*. En esencia, una vez introducidos todos los datos a través de la Interfaz, los pasos que se siguen se comentan a continuación. Primero, el algoritmo genera la primera población aleatoriamente, teniendo en cuenta el tipo de variable y los límites impuestos. Ahora, se evalúa cada solución, introduciendo los valores de las variables en el proyecto. Puede ocurrir que cierto conjunto de valores derive en un diseño inviable, que no se puede simular, por lo que a dicha solución se le asigna un valor de objetivo que haga que no progrese a la siguiente generación. Una vez evaluada la población comienza su evolución mediante los operadores de selección, cruce y mutación. Durante la ejecución del algoritmo, siempre se muestra su progreso mediante una gráfica con dos trazas: una, la media de los objetivos de la población; la otra, el mejor objetivo de la población. Con ella, puede verse como converge el algoritmo, que se dará cuando el mejor valor objetivo y el valor medio de la población sean muy parecidos y constantes. Cuando finalice la optimización, dicha gráfica también se exporta la carpeta de salida indicada por el usuario en la Interfaz.

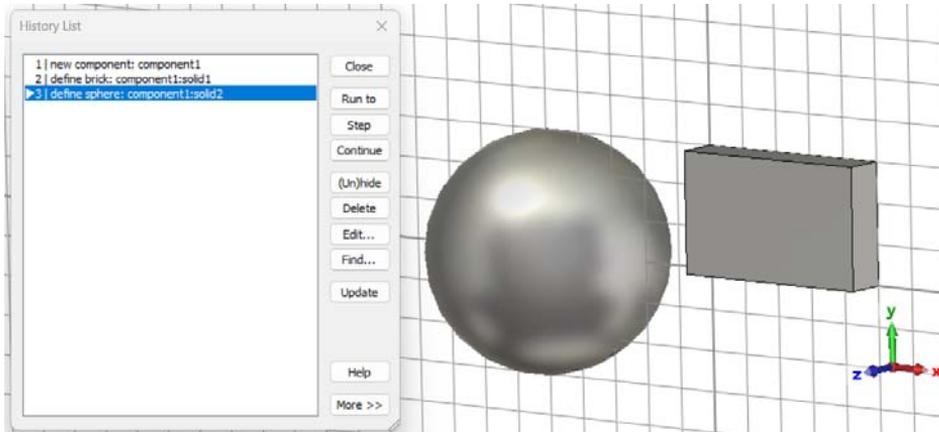
## 2.5. Herramienta de automatización de CST a través de MATLAB

Una vez se obtiene la distribución de fases deseada para un *reflectarray*, sea cual sea el método para llegar a ella, el siguiente paso es implementarla en un diseño real, con celdas diseñadas para ese propósito. Dichas celdas se distribuyen periódicamente y son alimentadas por una bocina. Todo ello se construye y simula en CST con el objetivo de ratificar el funcionamiento del *reflectarray* con dicha distribución de fases.

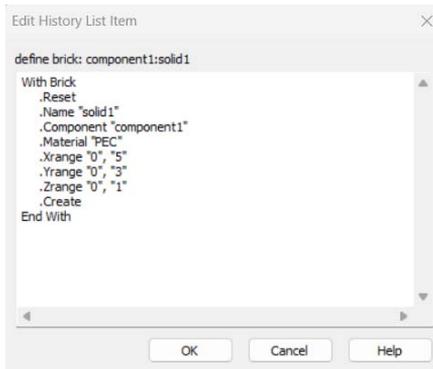
En los siguientes Capítulos se mencionará en numerosas ocasiones el uso de una herramienta de MATLAB para agilizar y automatizar ese proceso de construcción, simulación, postprocesado, etc., de diferentes dispositivos en CST. Será en esta Sección donde se explique más en detalle los fundamentos de dicha herramienta, sin llegar a entrar en exceso en los códigos de las funciones y *scripts*.

CST Microwave Studio es un software de simulación electromagnético ampliamente utilizado en el diseño y análisis de dispositivos y sistemas de microondas y RF. Se emplea en campos muy diversos, entre ellos la investigación científica, para modelar y analizar el comportamiento de dispositivos y componentes que funcionan en distintos rangos de frecuencias. Algunas de sus características clave son:

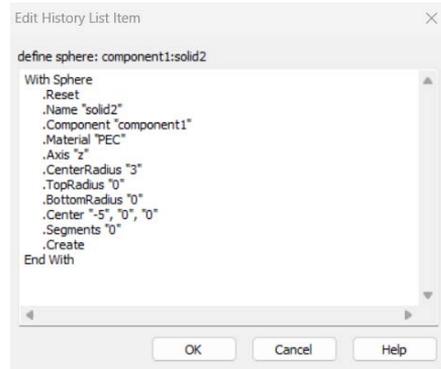
- Simulación Electromagnética: CST se centra principalmente en la simulación de campos electromagnéticos de estructuras de tres dimensiones. Así, se pueden modelar y analizar dispositivos como antenas, guías de onda, filtros, etc.
- GUI: CST ofrece una interfaz gráfica que facilita al usuario la creación de distintas geometrías y sus combinaciones, la configuración exhaustiva de simulaciones, una abanico muy variado para la visualización de las mismas, etc.
- Amplio rango de frecuencias: en CST se pueden simular dispositivos desde frecuencias radio hasta terahercios. Es por ello que es utilizado en tantas aplicaciones distintas como sistemas de comunicaciones inalámbricas, radares o dispositivos satelitales, entre otros.
- Posprocesado y visualización de resultados: CST ofrece una gran variedad de opciones para poder gestionar los resultados obtenidos en simulación, de forma que se puedan analizar hasta el extremo los dispositivos modelados.
- Otros: definición de materiales dieléctricos, conductores y magnéticos, modelado de acoplamientos, optimización de diseños basados en objetivos y restricciones impuestos por el usuario.



(a)



(b)



(c)

Imagen 2.22: Observación de *History List*. (a) Vista del historial con las entradas correspondientes a la creación de un bloque y de una esfera. (b) Detalle de la entrada de la creación del bloque. (c) Detalle de la entrada de la creación de la esfera.

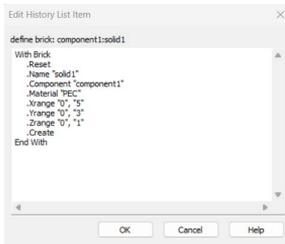
La herramienta que se ha creado para el uso de CST se basa en la manipulación directa del *History List* que posee CST. Este historial se utiliza para poder realizar un seguimiento de las operaciones y cambios realizados durante el diseño y simulación. Con este historial, los usuarios pueden ver y gestionar todas las acciones realizadas a lo largo del proyecto, pudiendo revertir cambios, repetir pasos anteriores, etc. En esta lista, cada vez que se realiza una acción (definición de geometría, configurar una simulación...) queda registrada como una entrada,

que se van ordenando cronológicamente. Se pueden realizar cambios en una entrada pasada sin tener que deshacer todo lo que haya entre dicho punto y el presente, siendo muy flexible de cara al usuario. El *History List* también es un recurso fundamental para la depuración del proyecto en caso de errores o comportamientos inesperados. En la Imagen 2.22 se muestra un ejemplo muy sencillo para ejemplificar el aspecto del historial y sus entradas en detalle. La entrada número 2 se corresponde a la creación del prisma, cuyos detalles se ven en la Imagen 2.22(b), mientras que la número 3 se asocia a la generación de la esfera y que se detalla en la Imagen 2.22(c).

Lo que se tratará en esta Sección es cómo esta herramienta de MATLAB habilita al usuario a hacer lo que normalmente se hace a través de la Interfaz Gráfica pero de manera programable. Habrá funciones predefinidas para determinadas tareas, como la creación de un bloque o la unión de dos ya existentes, que pueden precisar de ciertos argumentos de entrada o no. Luego, cada usuario podrá crear sus propios *scripts* y funciones en los que ir combinando esas funciones, definiendo sus argumentos. El objetivo final de estos códigos es ir añadiendo las entradas correspondientes al historial para llegar a tener el proyecto deseado de la misma manera que si se hubiera utilizado la Interfaz Gráfica.

Centrándonos ya en el aspecto técnico, el primer paso es establecer la conexión entre MATLAB y CST. Esto se realiza con el comando *actxserver*, que crea un objeto que será el motor que habrá que invocar para todo lo que viene a continuación.

Dos ejemplos de funciones predeterminadas son, aludiendo al ejemplo anterior, la creación de prismas o esferas. En ellas, siempre se invoca al motor mencionado arriba para que ejecute el comando *AddToHistory*, que por su nombre deja claro qué hace. Aquí tendremos dos argumentos: el primero es el título de la entrada, es decir, lo que aparece en el historial en la Imagen 2.22(a); y el segundo, todos los detalles asociados, como los que se observan en las Imágenes 2.22(b) y 2.22(c). De hecho, este segundo término es la reproducción exacta de sendas entradas mediante comandos *sprintf* para poder insertar de manera literal los parámetros concretos de cada caso. En la Imagen 2.23 se vuelve a mostrar el ejemplo de la Imagen 2.22(b), mostrando en la 2.23(b) la reproducción mediante el código asociado.



(a)

```
mws.invoke('AddToHistory', ['define brick: ', component, ':', Name],[...
    sprintf('With Brick\n') ...
    sprintf(' .Reset\n') ...
    sprintf(' .Name "%s"\n', Name) ...
    sprintf(' .Component "%s"\n', component) ...
    sprintf(' .Material "%s"\n', material) ...
    sprintf(' .Xrange "%s", "%s"\n', Xmin, Xmax) ...
    sprintf(' .Yrange "%s", "%s"\n', Ymin, Ymax) ...
    sprintf(' .Zrange "%s", "%s"\n', Zmin, Zmax) ...
    sprintf(' .Create\n') ...
    sprintf('End With')]);
```

(b)

Imagen 2.23: Ejemplo de código para la creación de un prisma. (a) Vista en detalle de la entrada a reproducir. (b) Código para la reproducción de la entrada.

Un aspecto clave en la utilidad de esta herramienta es lo mencionado más arriba: poder introducir los parámetros a través de los *sprintf*. Para ello, primero hay que introducirlos en la lista de parámetros propia de CST. Así, si tenemos un bloque definido por *Ancho*, *Alto*, *Profundidad*, luego podremos cambiar uno de ellos y que se vea reflejado en el bloque sin tener que rehacerlo de cero.

Todo lo que se refiere a la creación o manipulación de las geometrías se reduce a este tipo de códigos. Esto no quiere decir que sean iguales, ya que un prisma sólo requiere de sus rangos en las tres dimensiones, mientras que una esfera precisa ubicar su centro y su radio. Por su parte, operadores como la unión o intersección de dos sólidos son muy sencillos de reproducir, ya que basta con indicar la operación y los sólidos involucrados.

Tras recopilar una gran cantidad de funciones básicas para disponer de una biblioteca a la que poder acudir, se comienzan a escribir los códigos para aplicarlas y recrear los diseños que se realizarán en los siguientes Capítulos.

El objetivo con esta herramienta es poder modularizarla al máximo, y así poder reutilizar los códigos sin tener que hacer distintas versiones según la aplicación, sino que eso dependa de los argumentos de entrada. Por ello, el primer paso en el uso de esta herramienta aplicada a los *reflectarrays* fue cómo y en qué partes segmentar los códigos de implementación.

Tras sopesar pros y contras, la mejor opción supone crear un *script* principal donde se definan todas las dimensiones de, por ejemplo, las distintas celdas unidad que se vayan a tener, y entonces llamar a la función para que cree desde cero dicha celda. Esa función, claro está, combina, a su vez, multitud de funciones de la biblioteca. De vuelta al *script* principal, el siguiente paso podría ser crear un *reflectarray* completo a partir de la distribución de fases oportuna, que se importa como archivo de texto. Al principio, se iban iterando las posiciones del fichero y se iban construyendo, una a una, las celdas 0° o 180°, según correspondiera. Sin embargo, se pensó que aceleraría mucho el proceso el crear únicamente una celda

de cada tipo, y que las demás fueran copias en las posiciones pertinentes. De esta manera, se ahorraría el tiempo de crear las distintas geometrías de una celda (multiplicadas por el número de celdas), y en su lugar estaría el tiempo de copiar el sólido, que es notablemente menor. Los pasos para crear, por ejemplo, la celda unidad empleada en el *reflectarray* de doble banda (que se verá en el Capítulo 3) desde un bloque sólido se puede observar en la Imagen 2.24.

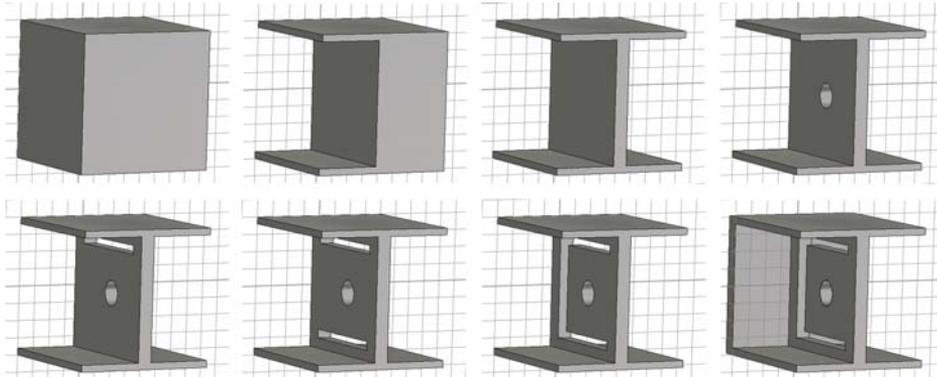


Imagen 2.24: Proceso de construcción de la celda unidad del *reflectarray* de doble banda (Sección 3.4) a través de la herramienta de CST y MATLAB.

Esta herramienta se encarga también de la configuración de la simulación y la extracción de los resultados. Por ejemplo, de la simulación de una celda unidad y la extracción de la curva de fase obtenida. En este caso concreto, la configuración necesaria es muy sencilla: imponemos condiciones periódicas en las direcciones  $\hat{x}$  e  $\hat{y}$ , y se coloca el puerto para que la onda se propague hacia  $-\hat{z}$ , hacia la celda. Dicha incidencia puede configurarse para que sea normal, que será lo habitual; o con cierto ángulo, para estudios de incidencia oblicua.

Para la extracción de resultados, CST da la opción de exportar directamente los ficheros de texto con las curvas de fase. Sin embargo, cuando se hace un análisis paramétrico como el que se verá más adelante, el formato no es el más cómodo para procesarlo. Mediante la herramienta de MATLAB se siguen los pasos que se describen a continuación para simplificarlo. Primero, se selecciona el resultado que se quiere mostrar: en nuestro caso, el  $|S_{11}|$ . Dentro de ese mismo resultado se tienen  $N$  curvas, tantas como combinaciones hubiera en el barrido paramétrico, por lo que se van recorriendo una a una. Para cada una, se recorren todos los puntos de frecuencia, que por lo general serán 1001, y se obtienen sus valores de fase. Por tanto, tendremos una matriz  $N \times 1001$ , donde cada fila se corresponde con una de esas combinaciones del paramétrico. Esa matriz se puede exportar nativamente con MATLAB y con ella poder iniciar el largo método de posprocesado.

Aunque existen innumerables funcionalidades de CST que podrían automatizarse, se han centrado los esfuerzos en las que más utilidad aportan en este campo, en otras palabras, las que más se utilizarán. A continuación, se mencionan algunas de ellas, agrupadas según el momento del proyecto en el que se utilizan:

- Inicio: definición de unidades de longitud, frecuencia, tiempo, etc., activación de las coordenadas locales WCS, abrir, guardar o cerrar proyectos...
- Modelado: creación de sólidos como prismas, cilindros, esferas, conos, etc., declaración de curvas cerradas con tres o cuatro puntos que luego se pueden extraer, manipulación de geometrías ya existentes como la traslación o rotación, interacción entre dos o más geometrías como la suma, resta o intersección... Además de funciones más específicas como la de crear una antena de bocina piramidal con entrada en guía de estándar WR en base a su tamaño de guía y bocina.
- Simulación: aparte de las ya mencionadas como la definición de las condiciones de contorno o la colocación de puertos, hay funciones para definir monitores de campo lejano, de campo eléctrico o magnético, etc.
- Posprocesado: además de la extracción de resultados como el  $|S_{11}|$  explicado más arriba, también se han programado funciones para exportar el campo lejano en las tres dimensiones y así poder reconstruirlo en MATLAB y componer distintas gráficas.

Para finalizar esta Sección, y también este Capítulo, es digno de mención que esta herramienta se comenzó a desarrollar para poder optimizar el tiempo de trabajo. Al inicio, se construían las celdas y se iban copiando manualmente a sus posiciones, y como hablamos de cientos de celdas, había que dedicarle un tiempo que podría emplearse en algo más productivo. Así, se comenzó por la función de traslado de las celdas con el *flag* de la copia activado. Viendo que funcionó realmente bien, se fueron automatizando otros pasos del proceso. De esa manera se ha llegado al punto actual: con un sólo click se podría iniciar el proceso de búsqueda de las celdas más apropiadas, extraer sus dimensiones e introducirlas en el siguiente *script* para su construcción y réplica hasta obtener el *reflectarray*, simularlo y exportar su diagrama de radiación.

Es digno de mención que esta herramienta se ha facilitado a los demás compañeros para que ellos mismos puedan adaptar las funciones a las necesidades de su trabajo, pudiendo ahorrar tiempo de tareas que, no siendo complicadas, sí son tediosas, y así invertirlo en tareas que realmente son de investigación.

Del mismo modo, esta herramienta se envió como contribución a la URSI de Málaga en el año 2022. A su vez, como la herramienta ha tenido buena acogida,

## CAPÍTULO 2. DESARROLLOS, HERRAMIENTAS Y MÉTODOS

---

también ha llamado la atención de otros Grupos de Investigación. Por ello, se incorporó a un Seminario de Optimización impartido a finales del año 2023, al hilo del Proyecto Nacional PID2020-112545RB-C54 coordinado entre la Universidad de Granada, la Universidad de Vigo, la Universidad Pública de Navarra y la Universidad Politécnica de Madrid.





## Capítulo 3

# Dispositivos *Reflectarray* (RA) basados en Estructuras Resonantes 3D

### 3.1. Introducción y Contenido del Capítulo

Los *reflectarrays*, como ya se comentó en la Fundamento Teórico, son dispositivos planos con elementos resonantes que reflejan la radiación de otra fuente, formando uno o varios haces direccionales. Los *reflectarrays* permiten controlar la amplitud y la fase de los campos reflejados mediante el diseño de sus elementos, que pueden ser desde parches hasta dipolos, pasando por elementos tridimensionales como los que se tratarán aquí. Los *reflectarrays* tienen la mayoría de sus aplicaciones relacionadas con las comunicaciones por satélite, ya que pueden generar coberturas móviles con diferentes frecuencias y polarizaciones, trabajando de forma simultánea en varias bandas. Los *reflectarrays* presentan algunas ventajas sobre las antenas reflectoras convencionales: pesan y ocupan menos, son más simples a la hora de alimentar y más flexibles en el diseño. Sin embargo, en ocasiones se producen mayores pérdidas o se obtiene menos ancho de banda. Los *reflectarrays* son un campo de investigación activo, donde se exploran nuevas configuraciones, técnicas de diseño y materiales para mejorar sus prestaciones y ampliar sus posibilidades. En el transcurso de este Capítulo se explicarán los diseños completos de varios *reflectarrays*: de una polarización, de doble polarización y, por último, de operación en doble banda utilizando una sola polarización. En todos ellos se utilizará solamente 1 bit.

El diseño incluye la optimización de la distribución de fases de los elementos que conforman el RA, vista en la sección 2.3; el diseño desde cero de las celdas unidad, que implica encontrar las dimensiones adecuadas de dos celdas para que estas tengan un desfase de  $180^\circ$ ; y la construcción y simulación del *reflectarray* completo. El objetivo de estos diseños es sentar la base de la arquitectura 3D para futuros desarrollos de RIS y aplicaciones 5G/6G.

El primer *reflectarray* se verá en la Sección 3.2, y es el del caso más sencillo: manipulará sólo una polarización de la onda incidente para redirigirla a una dirección concreta. Después, en la Sección 3.3 se verá una ampliación de las prestaciones del mismo, añadiendo una extensión a sus funcionalidades, con la que se abre la posibilidad de aislar el control de ambas polarizaciones gracias a la tridimensionalidad del dispositivo. Por último, en la sección 3.4 se volverá a manejar una sola polarización. A cambio, se rediseñarán las celdas unidad para que en lugar de trabajar a una frecuencia concreta, tengamos dos bandas de frecuencia en las que el *reflectarray* se pueda comportar de manera distinta.

El diseño automático de RAs resulta de gran interés ya que, como se vio en la Sección 2.3, la distribución de fases para obtener un determinado patrón de radiación se calcula de manera sencilla y muy eficiente. Los futuros estándares de comunicaciones prestan gran atención al desarrollo de terminales de rápida reconfiguración [147, 148], donde se podrían generar automáticamente diferentes distribuciones de fase según el escenario y la aplicación.

### 3.2. *Reflectarray* 3D de Una Polarización en Una Banda

Teniendo como base el *software* de la Sección 2.3 para poder optimizar las fases de los *reflectarrays*, aquí se tratará el diseño del dispositivo físico. Concretamente, se explicará en detalle cómo se diseña y fabrica un *reflectarray* 3D de una sola polarización y 1 bit. También se demostrará el funcionamiento del prototipo con las medidas oportunas en la Cámara Anecoica del Laboratorio Singular *Smart Wireless Technologies Lab* (SWT-Lab) de la Universidad de Granada.

Esta Sección en concreto tiene como objetivo demostrar la construcción de casi cualquier escenario utilizando RAs de 1 bit. Este tipo de RAs, como se explicó en su momento, se construyen mediante dos tipos de celda unidad desfasadas  $180^\circ$ , de modo que con ellas se pueda abarcar el rango completo de los  $360^\circ$ . Dichos estados nos son más que los dos niveles a los que se cuantizan las fases, a los que podemos llamar 0 y 1, en relación a ese bit que se comentaba. En trabajos previos ya se desarrolló el diseño y cómo funcionan este tipo de celdas unitarias [27, 33, 149].

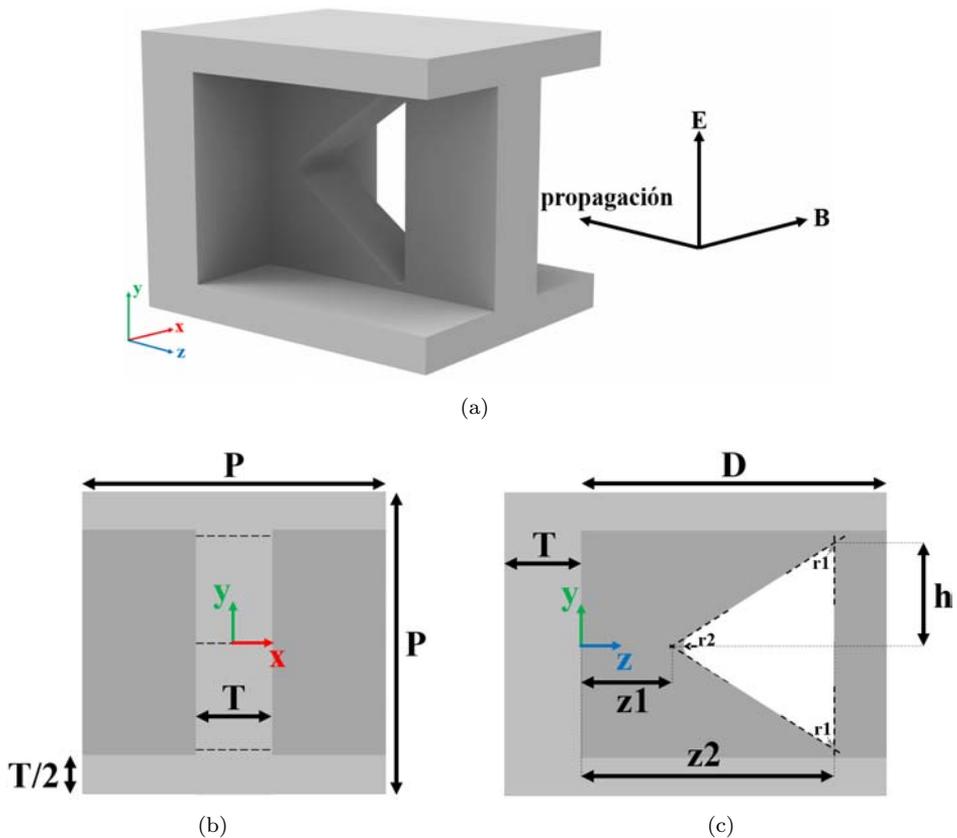


Imagen 3.1: Celda unidad del *reflectarray* una polarización. (a) Vista en perspectiva, mostrando la incidencia normal de la onda plana. (b) Alzado. (c) Perfil.

La celda unidad del *reflectarray* 3D, cuyo alzado y perfil, además de una vista en perspectiva, se puede ver en la Imagen 3.1, tiene forma de letra I. En su pared vertical se inserta un resonador con forma triangular. Se utiliza esta geometría en concreto porque, después de profundizar en el proceso de impresión 3D, esta se imprime con más precisión que otras formas más complejas empleadas otros trabajos [33, 42, 119]. Como se comentó en el Capítulo 1, algunas de las ventajas del uso de estructuras 3D metálicas son la omisión de las pérdidas óhmicas asociadas a dieléctricos y la escalabilidad en tamaño y frecuencia, siendo estos triángulos mucho más fáciles de dimensionar. Igualmente, el ancho de banda de operación obtenido es amplio, como se verá más adelante.

### CAPÍTULO 3. DISPOSITIVOS *REFLECTARRAY* (RA) BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

---

Sobre la celda incide una onda que se propaga a lo largo del eje  $Z$  en su sentido negativo, de la cuál el vector del campo eléctrico transversal es imprescindible que coincida con la dirección  $\hat{y}$ . De esta manera, coincidirá con la orientación del resonador, ubicado en el plano  $YZ$ , provocando la resonancia deseada [119]. Además, la celda es terminada en plano metálico para asegurar que la onda se refleje totalmente.

Una vez definido el diseño básico de la celda, ahora hay que encontrar dos versiones que generen los dos estados de fase diferenciados  $180^\circ$ . Para ello se modifican las dimensiones del elemento resonador, manipulando así la resonancia y logrando el comportamiento deseado. En las Imágenes 3.1(b) y 3.1(c) están indicadas todas las dimensiones, tomando la mayoría de ellas un valor fijo indicados a continuación:

- $P = D = 4\text{mm}$ . Tamaño de la celda. Se impone este tamaño con el objetivo de que la celda, y por tanto el *reflectarray*, opere en la banda V, en torno a  $51.5\text{GHz}$ .
- $T = 1\text{mm}$ . Con este grosor de pared, aseguramos robustez a la hora de la fabricación.
- $h = 1.5\text{mm}$ . Semi-base del triángulo.
- $r1 = 0.1\text{mm}$  y  $r2 = 0.2\text{mm}$ . Estos dos parámetros redondean los vértices del triángulo, de forma que la impresión 3D sea más sencilla y además no altere su comportamiento [150].

En esta lista solamente faltan dos parámetros,  $z1$  y  $z2$ , que por facilitar el diseño serán los dos únicos que se irán modificando en busca de las dos celdas desfasadas  $180^\circ$ . El valor de  $z1$  define la posición a lo largo del eje  $Z$  del vértice del triángulo ubicado más cerca del plano metálico, mientras que  $z2$  define la de los otros dos vértices, que son los situados en la cara externa, donde primero incide la onda. Si hacemos un barrido de valores para ambos parámetros, la respuesta en frecuencia variará lo suficiente para encontrar las tuplas que den lugar a ese desfase de  $180^\circ$ . Para la búsqueda de las dos parejas se hace uso de la herramienta de construcción y simulación automática en CST a través de MATLAB que se explicó en la Sección 2.5. Con ella se definen todas las combinaciones posibles de tuplas  $(z1, z2)$ , introduciéndolas en el modelo para modificar la estructura, simularla y extraer el valor de fase del  $S_{11}$  de cada una.

Para este caso establecemos  $[0.3, 3.7]\text{mm}$  como rango posible de valores para  $z1$  y  $z2$ , en intervalos de  $0.05\text{mm}$ . Dicho rango supone un total de 69 posibles valores para cada parámetro, lo que derivaría en  $69^2 = 4761$  posibles tuplas  $(z1, z2)$ . Sin embargo, para mantener la propia geometría del triángulo hay que imponer una condición:  $z1 < z2$ , de manera que los dos vértices que se ubican en la

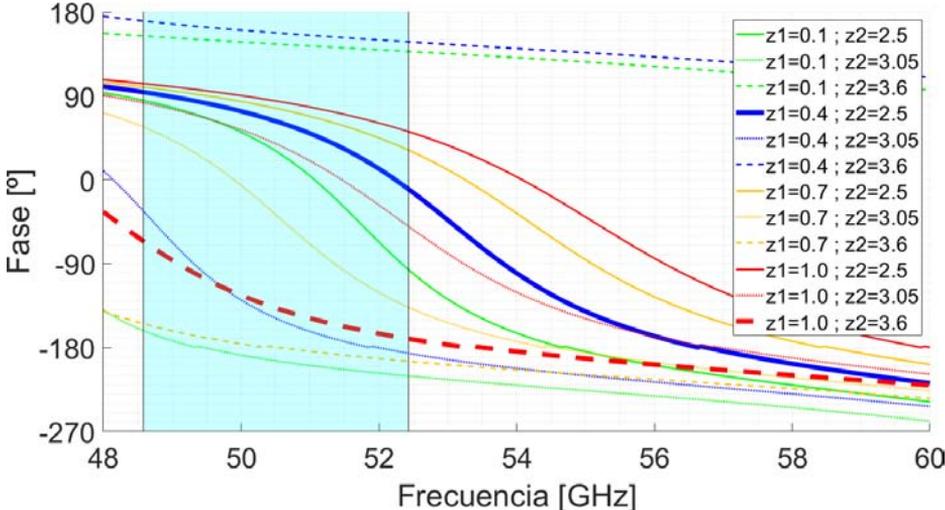
misma vertical estén siempre a la derecha (según la vista en la Imagen 3.1(c)) del otro vértice. Así, muchas de esas 4761 combinaciones no serán tenidas en cuenta. Concretamente, podemos calcular el número de combinaciones válidas con la Expresión 3.1, perteneciente a la combinatoria sin repetición, que se define como *las combinaciones de n elementos tomados de k en k: posibles muestras sin orden de k elementos distintos que se pueden extraer de un conjunto de n elementos* ( $k \leq n$ ), siendo  $n = 69$  y  $k = 2$  en nuestro caso.

$$\binom{n}{k} = \frac{n!}{k!(n-k)!} = \frac{69!}{2!(69-2)!} = \frac{69 \cdot 68 \cdot 67!}{2! \cdot 67!} = \frac{4692}{2} = 2346 \quad (3.1)$$

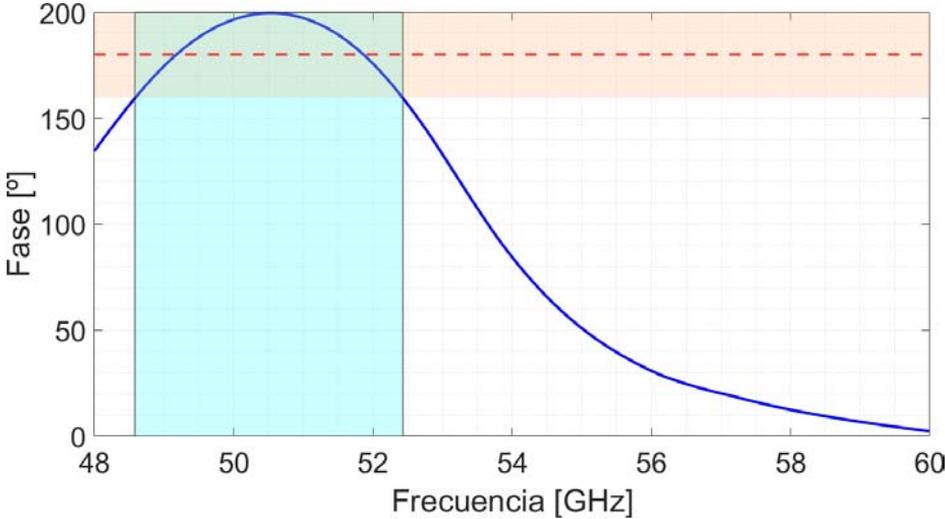
En resumen, son 2346 las curvas de fase entre las que debemos encontrar dos desfasadas  $180^\circ$ . Para ello se restarán todas enter sí, es decir, tendremos  $2346^2 = 5503716$  diferencias de fase. Con otro sencillo algoritmo programado para este caso vamos acotando las opciones: se impone que alrededor de 51.5GHz debe haber una diferencia de fase  $180 \pm 20^\circ$ . Se da ese margen de  $20^\circ$  ya que no sólo queremos alcanzar el desfase exacto en la frecuencia de operación, sino tener un compromiso con un ancho de banda relativamente grande. De esta manera, en pocos segundos obtendremos sólo unas pocas tuplas realmente candidatas que, además, variarán ya muy poco entre sí. Concretamente, las dos parejas de valores de  $z1$  y  $z2$  que han escogido para este diseño son las indicadas, en milímetros, en la Expresión 3.2:

$$\begin{aligned} [z1 = 0.4, z2 = 2.5] &\longrightarrow \text{resonador } 0^\circ \\ [z1 = 1, z2 = 3.6] &\longrightarrow \text{resonador } 180^\circ \end{aligned} \quad (3.2)$$

En la Imagen 3.2(a) se pueden ver algunos ejemplos de las curvas de fase obtenidas en este proceso. Ahí, al variar únicamente  $z1$  con  $z2$  fijo, que se representa con un estilo de línea fijo y la alternancia en el color, se observa que la variación en la fase es mucho menor que en el caso contrario: barrido en  $z2$  con  $z1$  fijo, reflejado en un cambio de color para un estilo de línea concreto. Finalmente, las dos curvas elegidas correspondientes a las dimensiones de la Expresión 3.2 son las resaltadas con un grosor mayor en azul marino y rojo discontinuo. La diferencia de fase entre ellas se muestra en la Imagen 3.2(b). El ancho de banda obtenido es de aproximadamente 3.85GHz, o sea, un 7.62%, que es resaltado con el fondo celeste.



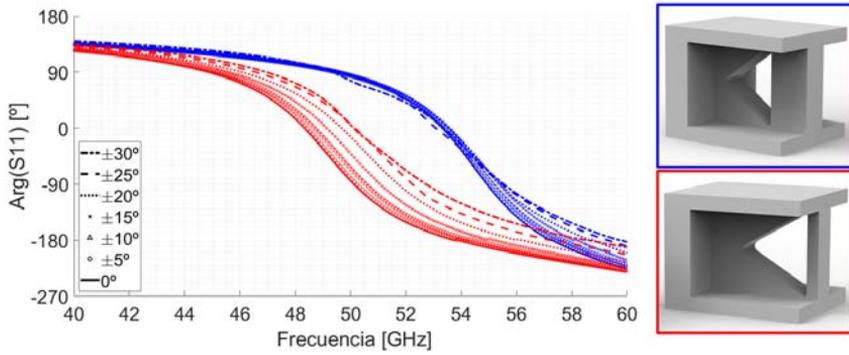
(a)



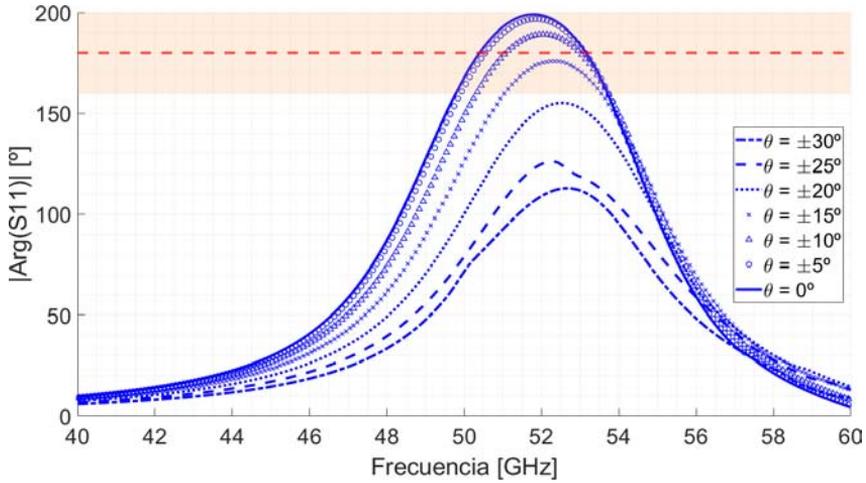
(b)

Imagen 3.2: (a) Selección de respuestas en frecuencia en el proceso de búsqueda de las celdas. (b) Diferencia de fase de las celdas escogidas.

Hasta este momento, todo lo que se ha descrito y mostrado ha sido suponiendo que la onda plana incide de forma normal sobre las celdas. Ahora, veamos el comportamiento de estas bajo incidencia oblicua, mostrado en la Imagen 3.3. Concretamente, se ha estudiado sobre el modo TE. En la Imagen superior, la 3.3(a), se han trazado las curvas de fase tanto de la celda con el resonador  $0^\circ$  (en azul) como la del resonador  $180^\circ$  (en rojo), para distintos ángulos de incidencia, que se diferencian por el estilo de línea. Se ha realizado un barrido del ángulo de incidencia entre  $0^\circ$  y  $30^\circ$ , espaciados  $5^\circ$ .



(a)



(b)

Imagen 3.3: Comportamiento de las celdas frente a incidencia oblicua. (a) Curvas de fase de ambas celdas. (b) Diferencia de fase entre celdas.

### CAPÍTULO 3. DISPOSITIVOS *REFLECTARRAY* (RA) BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

---

Es importante anotar que, debido a la naturaleza simétrica de la celda, se obtendrá el mismo resultado para cierto ángulo y su opuesto. Ahí mismo se puede observar cómo el resonador de  $180^\circ$  es mucho más sensible a esta variación que su complementario y, por tanto, es el causante principal de cómo evoluciona la diferencia de fase entre ambas celdas observable en la Imagen 3.3(b). Tomando como referencia los  $20^\circ$  de margen para la diferencia de fase, marcado por el fondo anaranjado de la gráfica, se ve con claridad que, como caso extremo, nuestras celdas podran ser iluminadas con un ángulo incidente de  $20^\circ$ . Este será un aspecto importante a tener en cuenta a la hora de conformar el escenario de simulación y medida, concretamente con la colocación de la antena de bocina.

Llegados al punto donde la celda unidad está totalmente caracterizada y conocemos cómo se comporta, es el momento de diseñar el *reflectarray* completo. Por limitaciones en la fabricación, nuestro RA estará compuesto por 33 celdas en cada dirección, dando lugar a una estructura de 132mm de lado ( $33 \cdot P$ ). Este *reflectarray* manipulará únicamente la polarización vertical, como hemos visto hasta ahora, y su objetivo será redirigir  $10^\circ$  la onda que incide de manera normal ( $\phi_i = 0^\circ, \theta_i = 0^\circ$ ). Ese desvío se dará concretamente en el plano E, manteniendo la simetría en el plano H, es decir: ( $\phi_o = 0^\circ, \theta_o = 10^\circ$ ).

Como la frecuencia de operación elegida es de unos 51.5GHz, para la alimentación utilizaremos una antena de bocina piramidal con polarización lineal y alimentación en guía WR-15 (modelo Flann 25240). Su colocación la haremos en base a dos condiciones: el *spillover* y el ángulo de incidencia sobre las celdas. Con la primera de ellas tratamos de que la diferencia entre la potencia recibida en el centro del *reflectarray* y en los extremos no sea mayor a 10dB. Para la bocina utilizada, ese ancho de haz a -10dB se da a los  $\alpha = 20^\circ$ . Por trigonometría, tal como se muestra en la Imagen 3.4, podemos conocer la distancia a la que debemos colocar la bocina mediante la Ecuación 3.3. En ella,  $r$  es la mitad de la longitud del RA y  $d$  es la distancia entre el centro de fase de la bocina y el centro del *reflectarray*. La ubicación del centro de fase respecto a la boca de la bocina se obtiene en simulación, y resulta estar a 21mm. Por tanto, la distancia a la que hay que ubicar el RA de la boca de la bocina es la  $d$  obtenida menos 21mm.

$$\tan(20^\circ) = \frac{r}{d} = \frac{(133/2)mm}{d} \longrightarrow d = 181mm \quad (3.3)$$

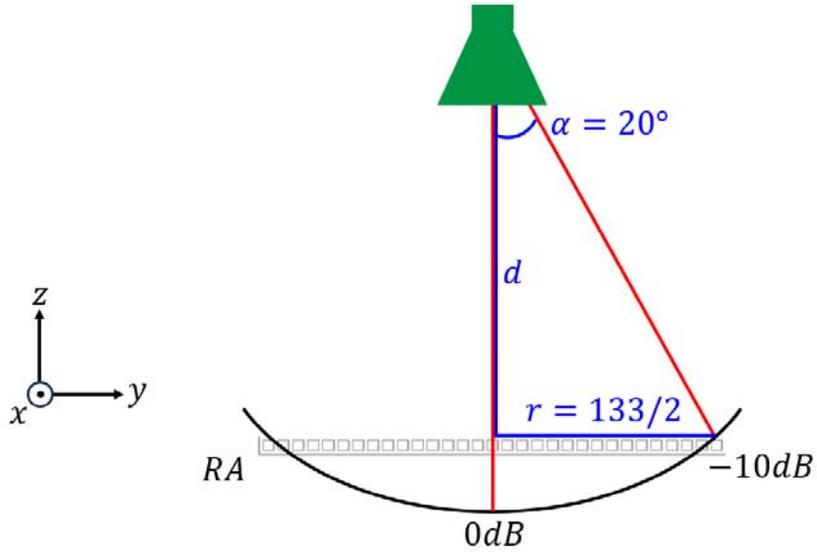


Imagen 3.4: Cálculo ilustrado de la distancia entre la bocina y el RA.

Con todos estos datos ya se puede proceder a la optimización de la distribución de fases con el método explicado en la Sección 2.3, la cual se muestra en la Imagen 3.5.

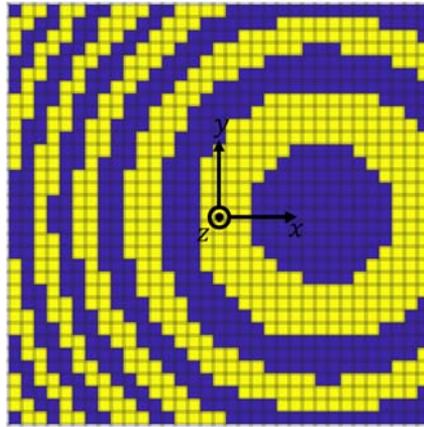


Imagen 3.5: Distribución de fases para el RA de una polarización considerando incidencia normal y apuntamiento hacia  $(\phi_o, \theta_o) = (0^\circ, 10^\circ)$ .

### CAPÍTULO 3. DISPOSITIVOS *REFLECTARRAY* (RA) BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

---

El siguiente paso es componer el *reflectarray* colocando las 1089 celdas de esa manera. Esto podría suponer un proceso tedioso, aunque sencillo, y que llevaría mucho tiempo en caso de tener que construir multitud de *reflectarrays* distintos. Sin embargo, con la herramienta que se desarrolló en la Sección 2.5 basta con programar una vez la construcción de las celdas, ya que teniendo la distribución de fases en base a ceros y unos en un archivo de texto, las celdas se dispondrán automáticamente, optimizando tiempo y esfuerzo. De la misma manera, se construye la bocina y se coloca a la distancia deseada, completando el escenario de simulación, el cual se ilustra en la Imagen 3.6.

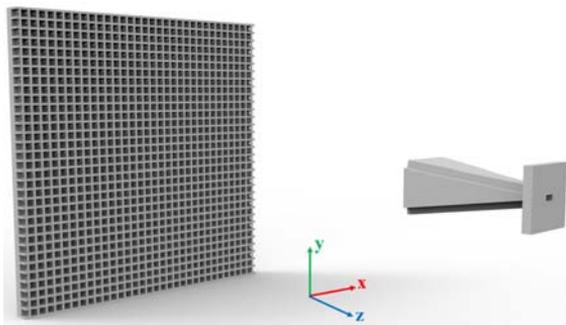


Imagen 3.6: Escenario de simulación del RA de una polarización.

Los resultados de simulación de los cortes principales (plano E y plano H) se compararán más adelante con las medidas realizadas, concretamente en la Imagen 3.10. Como adelanto, en la Imagen 3.7 se muestra la simulación 3D en unidades lineales, ya que la intención es más didáctica que técnica. En ella, se puede apreciar claramente que el haz ha sido redirigido correctamente, considerando que la onda incide en la dirección  $-\hat{z}$ .

Una vez satisfechos con los resultados obtenidos en simulación, habiendo corroborado el buen funcionamiento del *reflectarray*, se puede proceder a la fabricación del prototipo. Gracias al equipamiento del Grupo de Investigación, podemos imprimir en 3D el dispositivo en nuestro propio Laboratorio. Concretamente, hacemos uso de la impresora *Formlabs 3* [151], cuya técnica de impresión es la Estereolitografía (SLA, *Stereolithography*). Esta técnica, aunque surgió en la década de 1970, ha sido en los últimos años cuando se ha podido empezar a explotar gracias a los avances tecnológicos. Consiste en tomar una resina fotosensible y que una fuente de luz ultravioleta la vaya solidificando capa a capa [152]. Sin embargo, una vez la pieza está completa, lo que tenemos es un dispositivo dieléctrico, por lo que obligatoriamente se tiene que llevar a un proceso de metalizado.

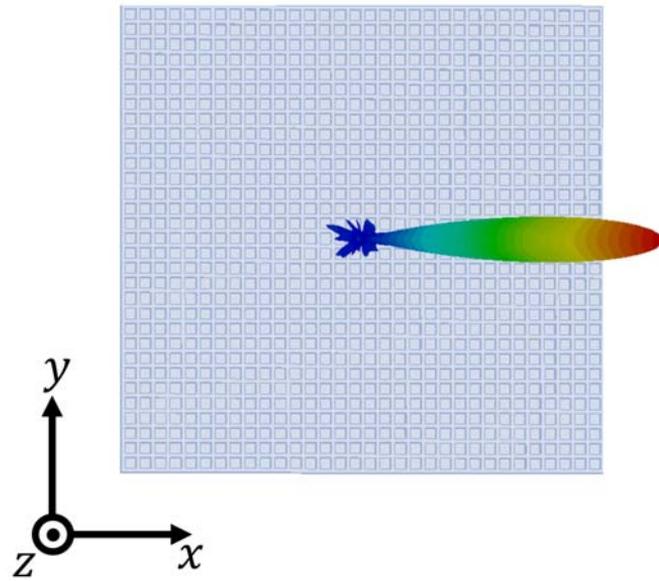
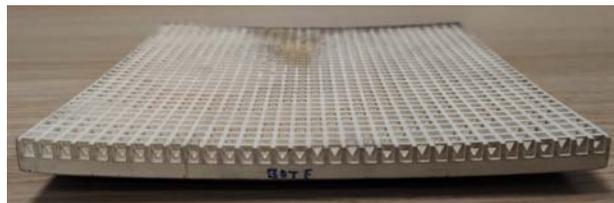


Imagen 3.7: Resultado de simulación en 3D del *reflectarray* de una polarización.



(a)



(b)

Imagen 3.8: Prototipo del *reflectarray* de una polarización. (a) Dieléctrico. (b) Metalizado.

### CAPÍTULO 3. DISPOSITIVOS *REFLECTARRAY* (RA) BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

---

La opción que tomamos en este caso fue el recubrimiento con  $3\mu\text{m}$  de plata mediante *spray*. Con este grosor extra se evitan problemas asociados al efecto *skin*, donde el campo penetra en el metal. Dado que a la frecuencia de trabajo y con el metal considerado, el cálculo del efecto *skin* resulta ser de  $0.5\mu\text{m}$ , una metalización con dicho grosor es suficiente. Este ha sido el único paso en el diseño para el que se recurre a una empresa externa, concretamente *JetMetal*, aunque en el Grupo SWAT se sigue tratando de cubrir también esta necesidad. En la Imagen 3.8(a) se puede ver el prototipo una vez acabado todo el proceso de impresión 3D, pero aún dieléctrico; y el mismo prototipo una vez se ha aplicado el *spray* metálico en la 3.8(b).

Una vez el proceso de fabricación ha concluido, comenzamos la caracterización y validación del prototipo. De nuevo, gracias al SWT-Lab de la Universidad de Granada, se pueden realizar las medidas de forma meticulosa y sin recursos externos. En la Imagen 3.9 se muestra una imagen del montaje para la medida del *reflectarray*. Los soportes adicionales que se observan fueron diseñados ad hoc en el propio *software* de simulación para asegurar que la bocina estuviera a la distancia correcta y apuntando al centro exacto del prototipo. También se puede apreciar que el *reflectarray* no está colocado paralelo al plano  $XY$ , sino que está inclinado los  $\theta = 10^\circ$  que debe desviar la onda incidente. De esta manera, alimentado normalmente por la bocina que se ve en la imagen, el haz reflejado irá en dirección del eje  $Z$ , donde se encuentra la bocina receptora. Así, como se indicó anteriormente, dicho haz únicamente habrá sido redirigido en el plano E.

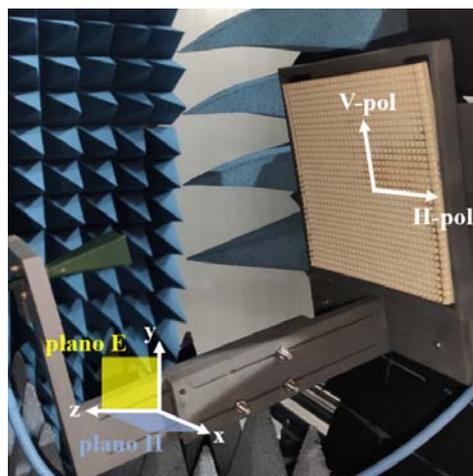


Imagen 3.9: Montaje para la medida del RA de una polarización en la Cámara Anecoica del SWT-Lab de la UGR.

Una vez realizadas las medidas oportunas y sometiénolas al procesado adecuado, obtenemos las curvas de la Imagen 3.10. En ellas se comparan los resultados obtenidos por simulación, las trazas discontinuas; y en las medidas, las sólidas. Concretamente, se han representado los planos E y H del diagrama de radiación, tanto para sus componentes copolar y contrapolar, a la frecuencia de 53GHz. Es a esta frecuencia donde se han obtenido los mejores resultados, a pesar de que el diseño se realizó para trabajar a 51.5GHz. Esta desviación puede deberse a las tolerancias propias de la fabricación, que oscilan entre  $25\mu\text{m}$  y  $50\mu\text{m}$  en cada dirección. Si la frecuencia a la que mejor funciona el dispositivo ha aumentado respecto al diseño original, deducimos que se debe a que sus dimensiones son algo más reducidas que las de este. Desplazamiento en frecuencia aparte, se observa una gran concordancia entre la simulación y las medidas reales para el ancho de haz y el Nivel de Lóbulo Secundario (SLL, *Side Lobe Level*). De modo específico, el ancho de haz a mitad de potencia es de unos tres grados, encontrando el SLL medido por debajo de  $-15\text{dB}$ , incluso mejor que en simulación. Además, lo más importante es que el principal objetivo del RA se ha cumplido: redirigir el haz 10 grados en el plano E mientras se mantiene la dirección en el plano H.

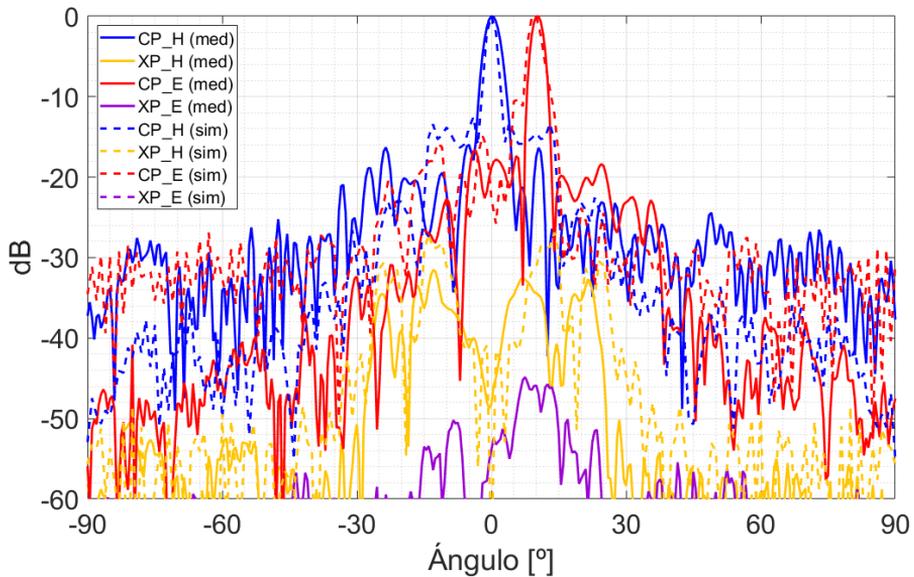
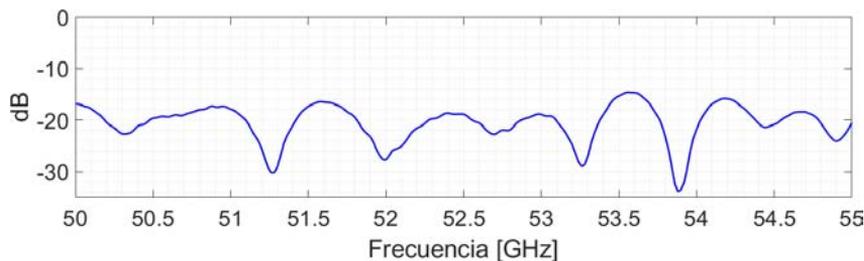


Imagen 3.10: Comparación entre los resultados obtenidos en simulación y medidas del *reflectarray* de una polarización a la frecuencia de 53GHz.

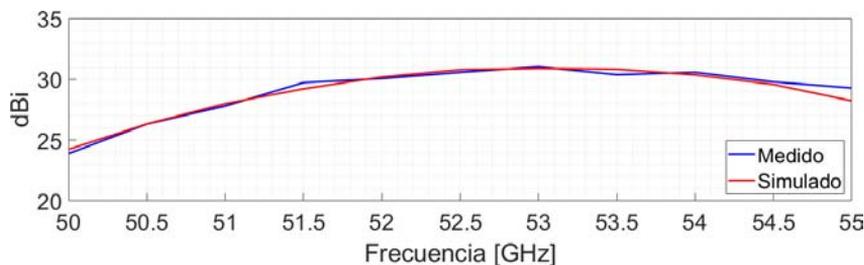
### CAPÍTULO 3. DISPOSITIVOS *REFLECTARRAY* (RA) BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

Para dar una visión de conjunto sobre el comportamiento del *reflectarray*, también medimos el coeficiente de reflexión ( $|S_{11}|$ ), mostrado en la Imagen 3.11(a), y la ganancia, la cual se compara con los resultados simulados en la Imagen 3.11(b). Para ser justos a la hora de comparar resultados, se aplican las tolerancias mencionadas más arriba a la simulación. Concretamente, al simular el *reflectarray* aplicando un factor de escala del 99%, se obtiene lo mostrado en la Imagen. Procediendo así, también se demuestra que dichas tolerancias son la causa del desplazamiento en frecuencia. Reducir en un 1% el tamaño de las celdas implica una reducción de unas  $40\mu\text{m}$ , que entra en el intervalo de las tolerancias de impresión mencionadas anteriormente.

En lo referido al  $|S_{11}|$ , se puede ver que en toda la banda su nivel se encuentra por debajo de  $-15\text{dB}$ , que es un resultado conforme a los requerimientos estándar de adaptación en dispositivos radiantes o de RF. Por su parte, las curvas de ganancia simulada y experimental se adecúan casi a la perfección, mostrando el mismo comportamiento incluso en los extremos de la banda, donde el nivel baja considerablemente.



(a)



(b)

Imagen 3.11: (a)  $|S_{11}|$  del RA de una polarización fabricado. (b) Ganancia del RA simulada y medida en la dirección del lóbulo principal.

Las conclusiones que se pueden sacar al final de esta Sección es que, partiendo de cero, se ha podido diseñar, fabricar y medir por completo un *reflectarray* de una sola polarización. El diseño del *reflectarray* parte de la definición de las celdas unidad, encontrando las dos versiones que representan los dos estados binarios, obteniendo después la distribución de fases deseada para el escenario concreto a través de la optimización descrita en la Sección 2.3. Después, con la impresión 3D y el posterior metalizado obtenemos el prototipo, el cuál es medido en su totalidad en la Cámara Anecoica del SWT-Lab de la Universidad de Granada, obteniendo muy buenos resultados.

### 3.3. *Reflectarray* 3D de Doble Polarización en Una Banda

Una vez vistos los buenos resultados obtenidos en la Sección anterior con el *reflectarray* que controla una sola polarización, la evolución natural de ese trabajo es extenderlo a la manipulación de ambas polarizaciones en un mismo dispositivo, aprovechando la geometría 3D de las celdas que constituyen el RA.

A pesar de que las celdas anteriores, con sus correspondientes resonadores, se diseñaron asumiendo siempre una polarización concreta del campo eléctrico, la cuál se orientaba en la dirección  $\hat{y}$ , en este nuevo diseño podremos utilizarlas en ambas direcciones,  $\hat{x}$  e  $\hat{y}$ . Esto es gracias a la naturaleza tridimensional de la misma, ya que ganamos un grado de libertad al aprovechar las componentes transversales a la dirección de propagación,  $-\hat{z}$ . De esta manera, la polarización incidente puede ser vertical (plano  $YZ$ ), como en el caso del *reflectarray* de la Sección 3.2, u horizontal (plano  $XZ$ ), que es la que se va a trabajar ahora también.

Del mismo modo que para la polarización vertical se insertaron los resonadores en la celda de modo que coincidieran con ese plano, el  $YZ$ , de forma análoga se procede con la polarización horizontal, insertándolos el plano  $XZ$ . Ahora se podrán controlar de manera independiente ambas polarizaciones [22], manipulando cada una con los resonadores de sendos planos.

Teniendo clara la intención de este diseño, en la Imagen 3.12 se ilustra la celda unidad de doble polarización. En realidad, es igual que la de polarización simple de la Imagen 3.1, solo que ahora se ha dispuesto así para ver con claridad la posición de ambos resonadores. Como el control de las polarizaciones será independiente, se usan las mismas dimensiones que las obtenidas en el diseño de las celdas de una polarización:  $P = D = 4\text{mm}$ ,  $T = 1\text{mm}$ ,  $h = 1.5\text{mm}$ ,  $r1 = 0.1\text{mm}$ ,  $r2 = 0.5\text{mm}$ . Igualmente, utilizamos los resonadores que definen ambos estados, definidos en la Expresión 3.2.

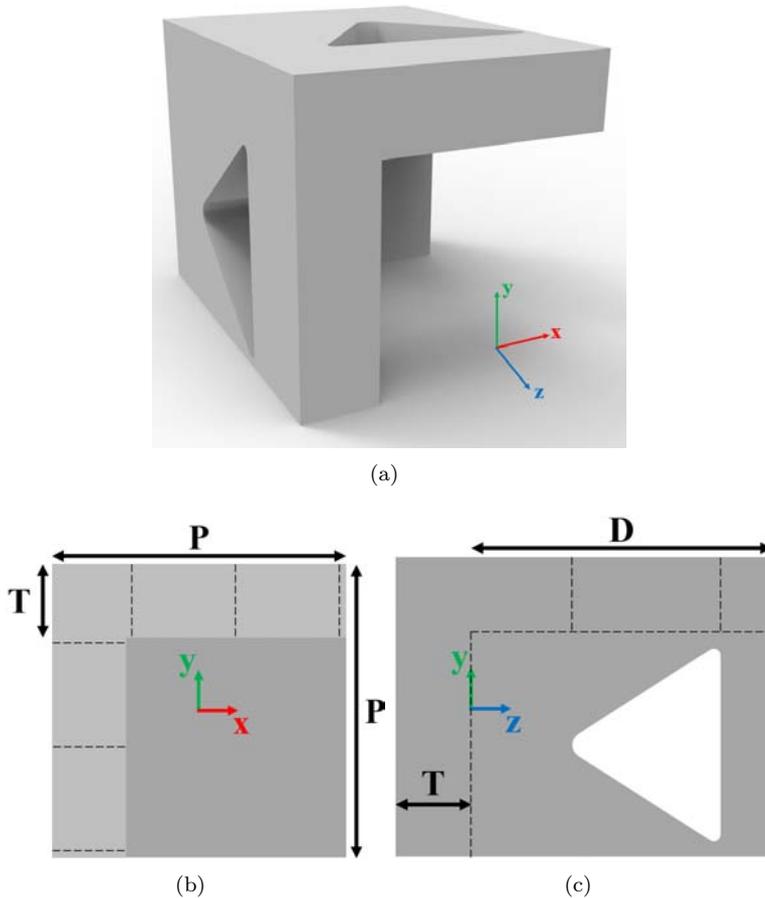
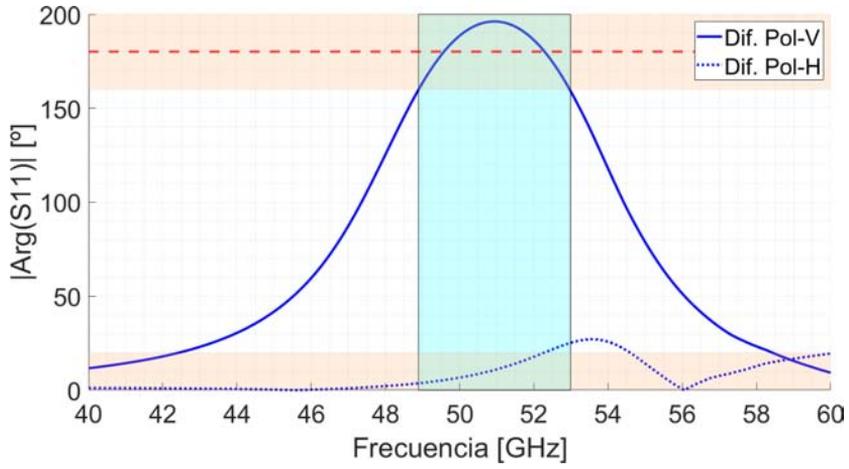
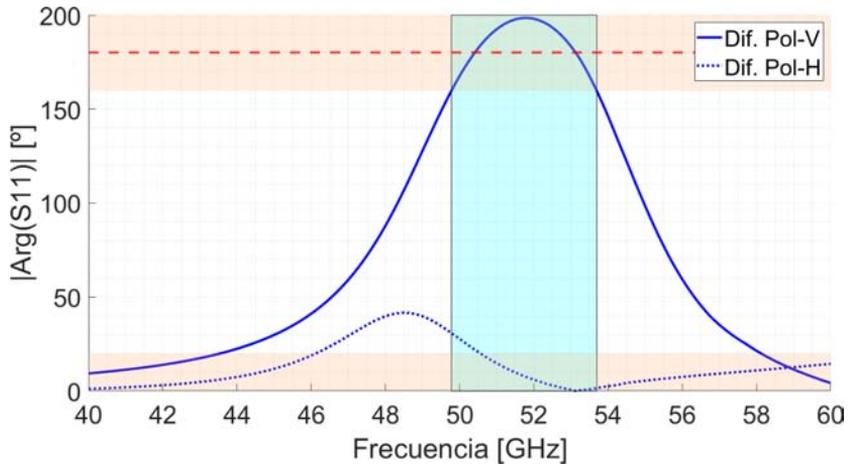


Imagen 3.12: Celda unidad para doble polarización. (a) Vista en perspectiva. (b) Frontal (c) Lateral.

Se lleva a cabo un estudio para ratificar la independencia entre las polarizaciones. Partiendo de una celda con ambos resonadores en el estado  $0^\circ$ , se cambia el del plano  $YZ$  al estado  $180^\circ$ . Haciendo esto, lo que esperamos es, en efecto, un salto de fase de  $180^\circ$  para la polarización vertical, mientras que la polarización horizontal debe mantenerse constante. En la Imagen 3.13(a) se muestra la confirmación: el cambio de fase de  $180 \pm 20^\circ$  es efectivo en la polarización vertical, a la vez que el de la horizontal se mantiene por debajo de los  $20^\circ$  de margen que hemos estado imponiendo hasta ahora en prácticamente toda la banda.



(a)



(b)

Imagen 3.13: Comprobación de la independencia de las polarizaciones manteniendo el estado del resonador horizontal. (a) H-0° y V-0°  $\rightarrow$  180°. (b) H-180° y V-0°  $\rightarrow$  180°.

El estudio se completa con el mismo caso descrito, pero fijando el resonador horizontal en el estado 180° (Imagen 3.13(b)); y con los casos inversos: variación del resonador horizontal con el vertical en el estado 0° (Imagen 3.14(a)), y variación del resonador horizontal con el vertical en el estado 180° (Imagen 3.14(b)). En todas ellas se puede ver que, en efecto, el control de una polarización

### CAPÍTULO 3. DISPOSITIVOS *REFLECTARRAY* (RA) BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

es independiente de la forma que tenga el resonador de la otra polarización. Así, pues, tenemos un control independiente de ambas polarizaciones. Con este análisis también se ha verificado que las dimensiones utilizadas, las mismas de la celda de una sola polarización, son totalmente válidas.

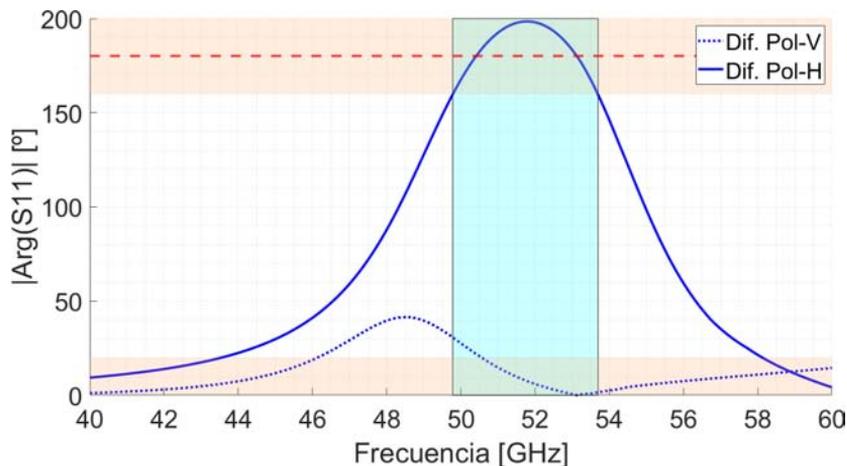
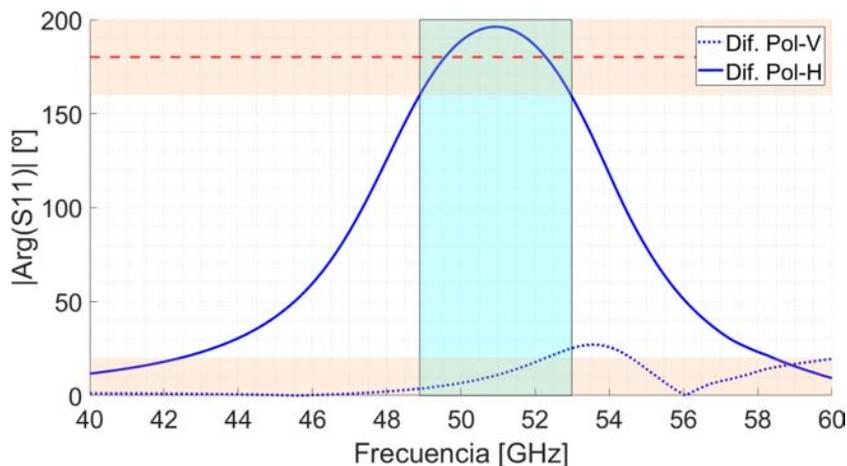


Imagen 3.14: Comprobación de la independencia de las polarizaciones manteniendo el estado del resonador vertical. (a) V-0° y H-0° → 180°. (b) V-180° y H-0° → 180°.

Con las celdas definidas, se procede al diseño de un *reflectarray* completo de doble polarización. El objetivo será redirigir el haz de la misma manera en ambas polarizaciones, y se hará para  $\theta = 10^\circ$  en el plano E, del mismo modo que en el *reflectarray* de polarización simple. Se hace así, en lugar de diversificar, para poder comparar los resultados entre ambos RAs y poder observar si se degrada la ganancia o el propio diagrama de radiación. Por tanto, se procede a la optimización de la distribución de fases para cada polarización, que se muestran en la Imagen 3.15. Ambas se obtienen para la misma dirección,  $(\phi_o, \theta_o) = (0^\circ, 10^\circ)$ , por eso en la Imagen se orientan igual, pero para la construcción del *reflectarray* completo, la de la Imagen 3.15(b), correspondiente a la polarización horizontal, habrá que girarla  $90^\circ$ , por ejemplo en sentido antihorario.

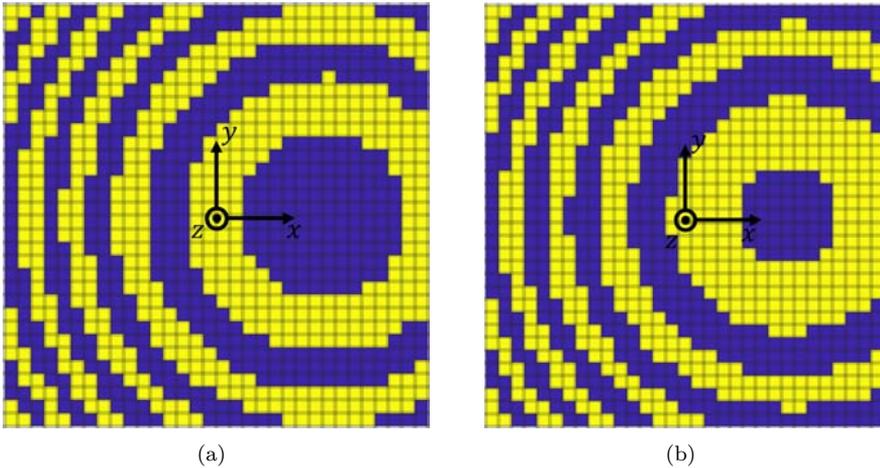


Imagen 3.15: Distribución de fases para el *reflectarray* de doble polarización. (a) Polarización vertical. (b) Polarización horizontal.

A simple vista no se aprecia, pero en lugar de tener  $33 \times 33$  elementos cada una, la de la Imagen 3.15(a) es de  $32 \times 32$  y la de la Imagen 3.15(b), de  $33 \times 31$ . Esto se hace por motivos prácticos a la hora de fabricar, para que no queden filas de celdas con resonadores sólo para una de las polarizaciones, sino que quede un dispositivo totalmente cuadrado. Con ese tamaño y dos distribuciones relativamente distintas se pretende también estabilizar la ganancia en frecuencia, resolviendo la caída en los extremos de la banda en el *reflectarray* anterior.

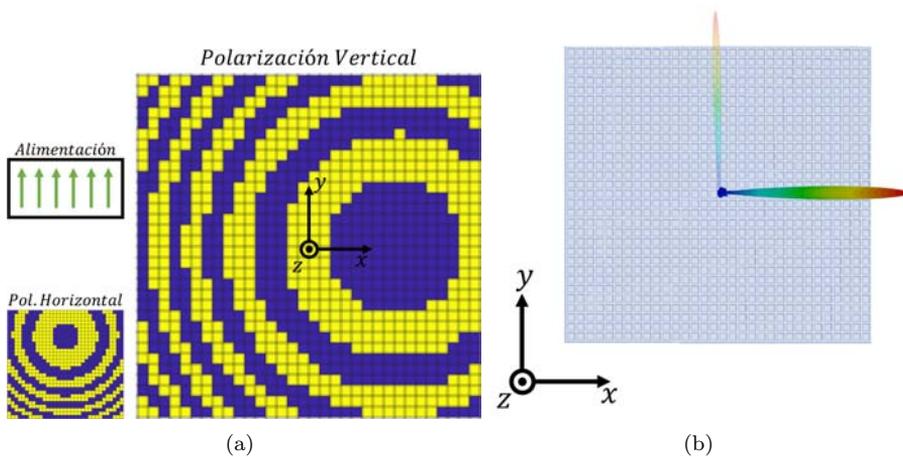


Imagen 3.16: (a) Esquema de simulación para la polarización vertical. (b) Simulación 3D de la polarización vertical.

Posteriormente, se construye el *reflectarray* mediante la herramienta explicada en la Sección 2.5. El procedimiento a seguir en este caso se ha mencionado antes: construir dos *reflectarrays* independientes, cada uno con una de las polarizaciones, para acto seguido rotar  $90^\circ$  en sentido levógiro el correspondiente a la polarización horizontal y, con la función *intersectar* de CST, unir ambos para obtener un único *reflectarray* de dos polarizaciones. El escenario de simulación es idéntico al de la Sección 3.2 y que se mostró en la Imagen 3.6, en el que se utiliza la antena de bocina piramidal de polarización lineal y entrada en guía WR-15 (modelo Flann 25240) cuyo centro de fase se encuentra a 181mm del centro del *reflectarray*. Para obtener la simulación de las dos polarizaciones hay que hacerlas por separado, simulando primero una y luego la otra girando la bocina. Así, obtenemos los resultados mostrados en las Imágenes 3.16 y 3.17. En las Imágenes 3.16(b) y 3.17(b) se muestran las simulaciones 3D obtenidas para las polarizaciones vertical y horizontal, respectivamente, mostrando también, de forma transparente, el haz resultante de la polarización contraria. Igual que en la ocasión anterior, los cortes principales se analizarán junto a las medidas experimentales.

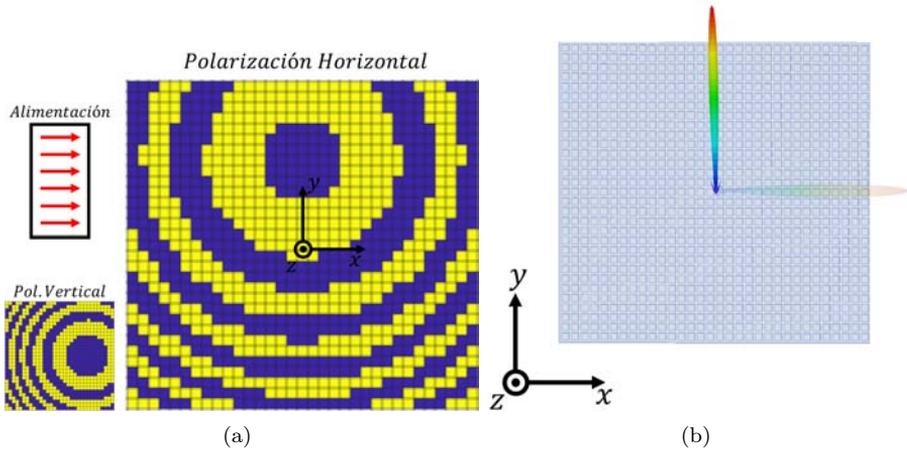


Imagen 3.17: (a) Esquema de simulación para la polarización horizontal. (b) Simulación 3D de la polarización horizontal.

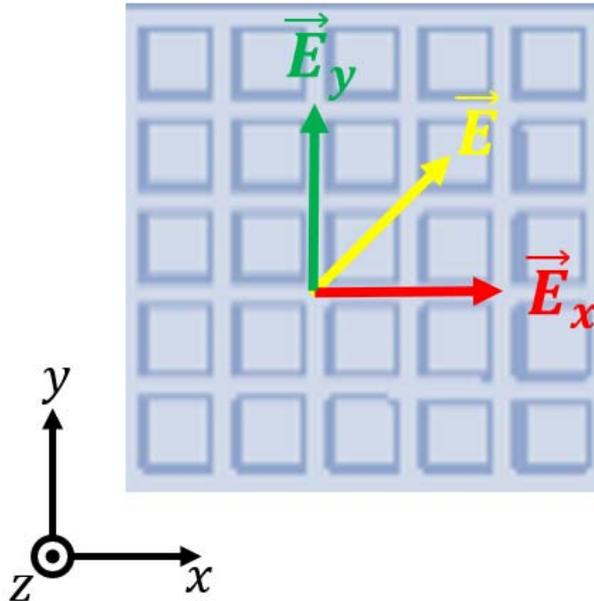


Imagen 3.18: Esquema de la descomposición del campo eléctrico en las direcciones de los resonadores.

### CAPÍTULO 3. DISPOSITIVOS *REFLECTARRAY* (RA) BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

---

Sin embargo, a modo de reafirmación, sí que se puede ver cómo funciona el *reflectarray* en ambos casos a la vez. Si se gira la bocina  $45^\circ$  respecto a su posición original, ahora el campo eléctrico no será coplanar a ninguno de los resonadores, ni los verticales ni los horizontales. Pero sí se puede descomponer en esas dos direcciones,  $\hat{x}$  e  $\hat{y}$ , excitándolos todos al mismo tiempo, no sólo los de una u otra polarización. Este fenómeno se esquematiza en la Imagen 3.18.

El fruto de esto es que el *reflectarray*, en lugar de redirigir el haz a una sola dirección, lo divide en dos, cada uno a la dirección que corresponde según la distribución de fases de su polarización. El resultado de la simulación en 3D se muestra en la Imagen 3.19. Aunque no es visible aquí, el nivel de cada lóbulo se reduce a la mitad (-3dB), ya que la misma energía debe repartirse en dos lóbulos, y no sólo en uno como en los casos de las Imágenes 3.16 y 3.17.

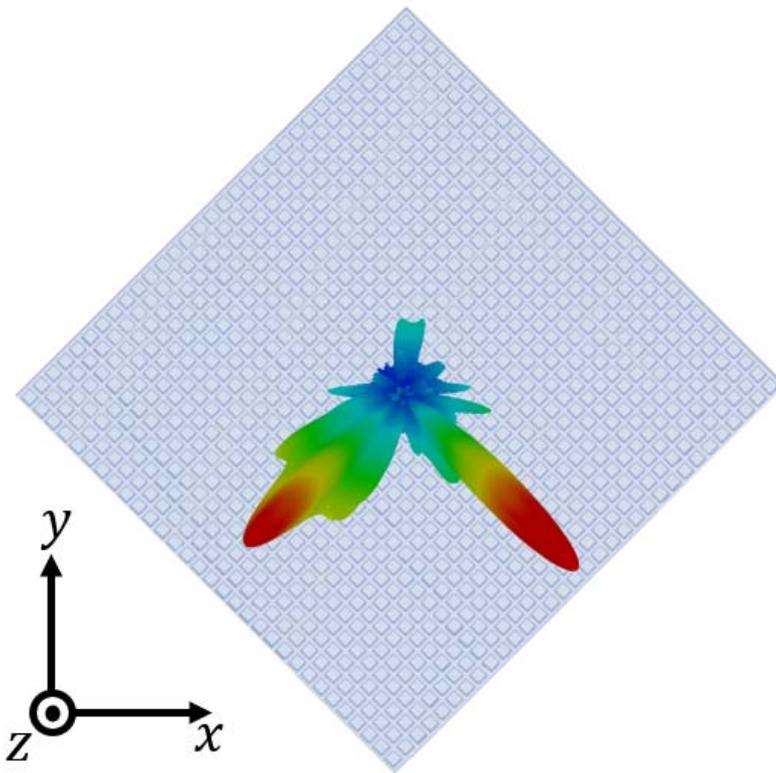


Imagen 3.19: Resultado de simulación en 3D del *reflectarray* de doble polarización.

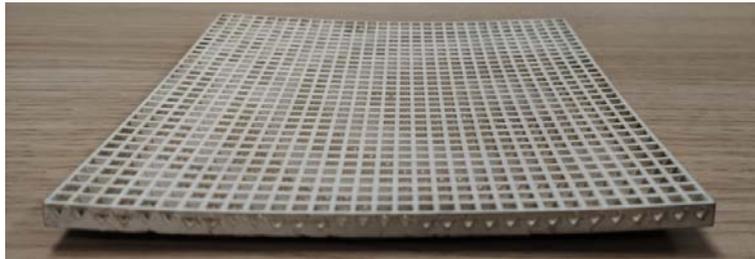
### CAPÍTULO 3. DISPOSITIVOS *REFLECTARRAY* (RA) BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

---

El proceso de fabricación del prototipo es idéntico al del *reflectarray* de una polarización. En la Imagen 3.20 se muestran dos vistas del prototipo ya metalizado con el objeto de que se vean las distribuciones de fase a simple vista.



(a)



(b)

Imagen 3.20: Prototipo metalizado del *reflectarray* de doble polarización. (a) Vista de los resonadores para la polarización vertical. (b) Vista de los resonadores para la polarización horizontal.

Para el proceso de caracterización del prototipo también seguiremos los mismos pasos. En realidad, será como medir dos *reflectarrays* de manera independiente: primero se realiza la medida de una polarización y luego de la otra, sin interferir entre ellas.

A continuación, se presentan las comparaciones entre simulación y medidas de los cortes principales, plano E y plano H, tanto para la componente copolar como contrapolar, de las polarizaciones vertical (Figura 3.21) y horizontal (Figura 3.22) a la frecuencia central de 53GHz. Igual que en el caso de una polarización, los resultados son muy buenos en ambas polarizaciones: se consigue reflejar el haz a la dirección deseada, el SLL se mantiene bajo y el ancho de haz es satisfactorio. De nuevo, el ajuste entre simulación y medidas también es muy bueno.

CAPÍTULO 3. DISPOSITIVOS *REFLECTARRAY* (RA) BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

---

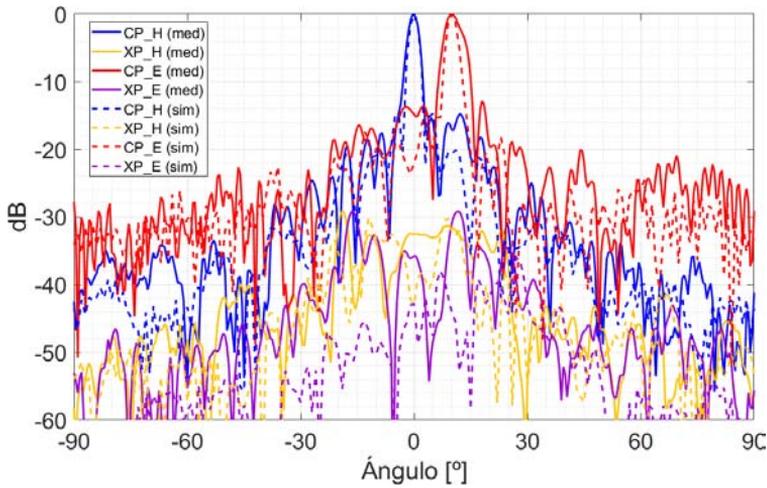


Imagen 3.21: Comparación entre los resultados obtenidos en simulación y mediciones del *reflectarray* de doble polarización (polarización vertical) a la frecuencia de 53GHz.

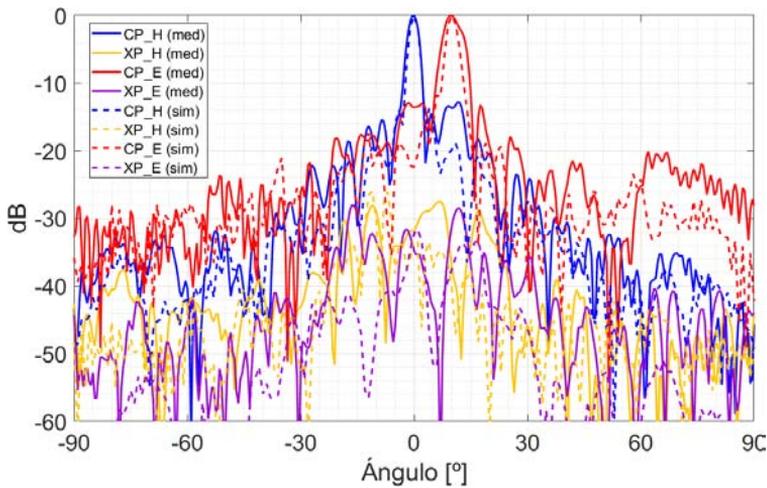


Imagen 3.22: Comparación entre los resultados obtenidos en simulación y mediciones del *reflectarray* de doble polarización (polarización horizontal) a la frecuencia de 53GHz.

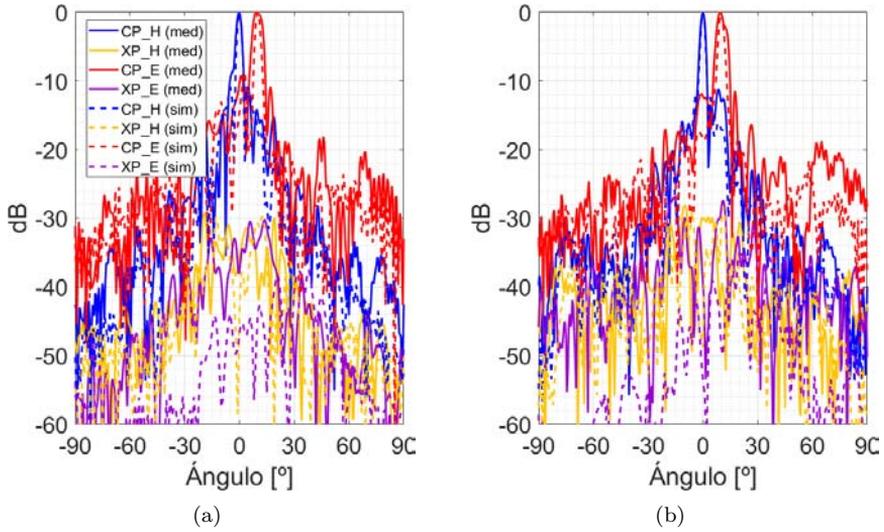


Imagen 3.23: Comparación entre los resultados obtenidos en simulación y medidas de la polarización vertical a las frecuencias: (a) 51GHz (b) 55GHz.

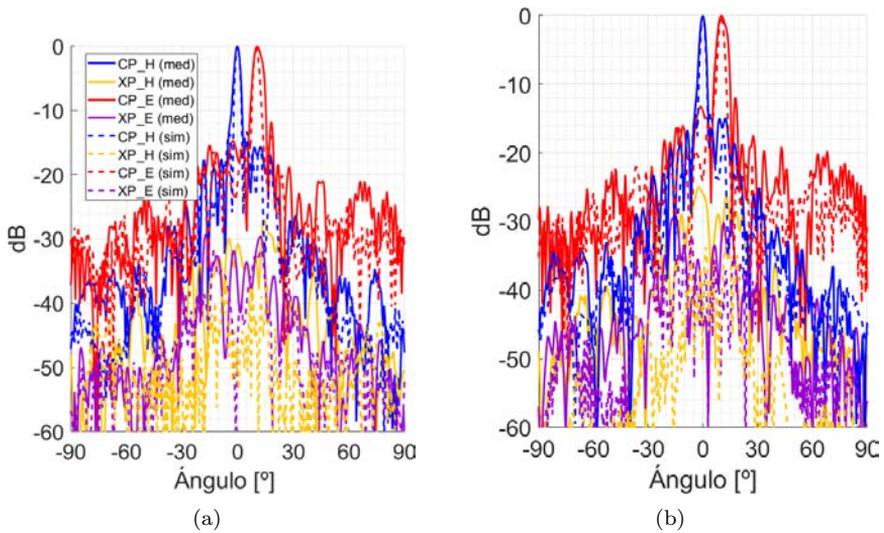
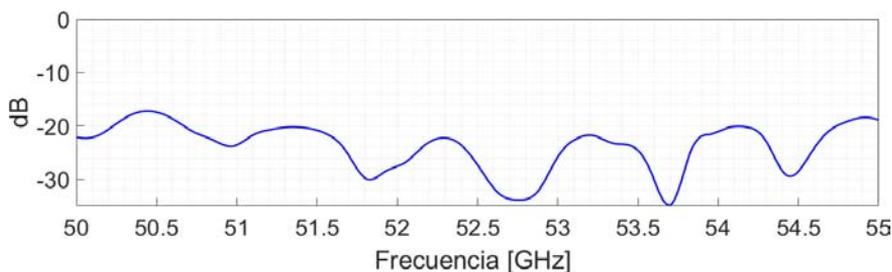


Imagen 3.24: Comparación entre los resultados obtenidos en simulación y medidas de la polarización horizontal a las frecuencias: (a) 51GHz (b) 55GHz.

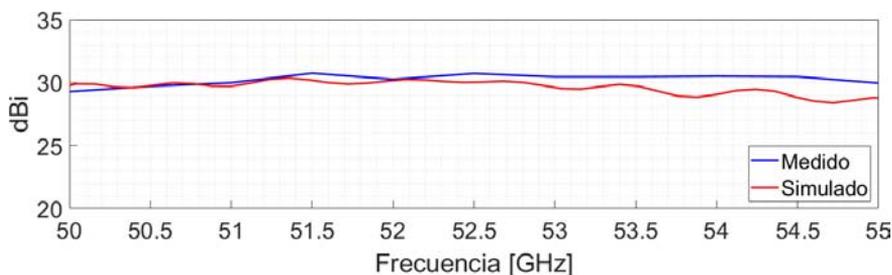
### CAPÍTULO 3. DISPOSITIVOS *REFLECTARRAY* (RA) BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

Para completar la caracterización del *reflectarray*, también se mide el diagrama de radiación alrededor de la frecuencia central. Se muestran los resultados para las frecuencias 51GHz y 55GHz con el mismo formato que anteriormente. En la Imagen 3.23 se representan los de la polarización vertical, mientras que los de la horizontal están reflejados en la Imagen 3.24.

Como ya se hizo para el *reflectarray* de una polarización, también se aporta información sobre el coeficiente de reflexión, trazado en la Imagen 3.25(a), y la ganancia, que se muestra en la Imagen 3.25(b). En esta ocasión se ha logrado aplanar la curva de la ganancia a lo largo de casi toda la banda, como era la intención a la hora de diseñar, teniendo un comportamiento más uniforme en frecuencia, como se ha demostrado con las Imágenes 3.23 y 3.24. Además, se demuestra que el hecho de manipular ambas polarizaciones no influye negativamente en la ganancia del *reflectarray*, ya que en ambos casos el valor ronda los 30dB. A su vez, el  $|S_{11}|$  también ha mejorado respecto al *reflectarray* de una polarización, aunque su nivel ya era bueno. En esta ocasión, el valor de la reflexión no supera los -17dB en ninguna frecuencia.



(a)



(b)

Imagen 3.25: (a)  $|S_{11}|$  del RA de doble polarización fabricado. (b) Ganancia del RA simulada y medida en la dirección del lóbulo principal.

Con este *reflectarray*, que es capaz de manipular ambas polarizaciones de forma independiente, se ha logrado dar un paso más allá en el diseño y prototipado de *reflectarrays* metálicos. Sobre todo, se logra abrir camino en cuanto a la frecuencia de operación de estos prototipos, que no se ha explorado en profundidad por la complejidad que supone el tamaño de los dispositivos en esta banda V. Además, se ha demostrado el buen funcionamiento del *reflectarray* entre 51 y 55GHz, lo que supone un 7.54% de ancho de banda.

### 3.4. *Reflectarrays* de Una Polarización en Doble Banda de Frecuencia

Después de haber comenzado esta sucesión de Secciones de diseño, prototipado y medida de *reflectarrays* con uno que solo manipulaba una polarización a una frecuencia concreta (con un ancho de banda no despreciable) y habiéndolo extendido a la manipulación de ambas polarizaciones gracias al carácter 3D de la estructura, ahora vamos a abordar una nueva extensión de su potencial: el funcionamiento en banda dual.

En esta ocasión, volvemos al uso exclusivo de la polarización vertical para estar seguros de que la innovación de este dispositivo no se ve afectada ni perjudicada por la inserción de resonadores en todas las paredes de la celda, sobre todo a la hora de la fabricación 3D. En cambio, lo que se va a trabajar en esta sección será el diseño de dos *reflectarrays* de doble banda. Esto quiere decir que no funcionará solamente en torno a una frecuencia, sino dos. Así, del mismo modo que podíamos asignarle una redirección distinta al haz en una u otra polarización, ahora se podrá hacer con la frecuencia.

La Sección se dividirá en dos, con una Subsección para cada RA. Ambas se desarrollarán en la misma línea de las dos Secciones anteriores: caracterización de las celdas (diseño y curvas de fase), diseño del *reflectarray* (optimización de fases y composición del escenario), fabricación del prototipo y, por último, las medidas experimentales en la Cámara Anecoica.

#### 3.4.1. *Reflectarray* de Una Polarización en Doble Banda con Resonadores en forma de $C$ y $\Delta$

El objetivo fundamental a la hora de diseñar las celdas de este *reflectarray* es conseguir que resuene a dos frecuencias distintas, en lugar de una. Esto se logra utilizando dos resonadores en la misma celda. Por cuestiones de espacio y facilitar la impresión 3D, la periodicidad de la celda en este caso será el doble que en las dos ocasiones anteriores. Esto, añadido al tamaño de los propios resonadores, hace que el dispositivo vaya a trabajar aproximadamente a la mitad de frecuencia que

### CAPÍTULO 3. DISPOSITIVOS *REFLECTARRAY* (RA) BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

---

el original, concretamente a unos 18GHz y 26GHz.

Se van a elegir con sumo cuidado las geometrías de ambos resonadores para poder aprovechar al máximo el espacio disponible en la celda. Uno de los resonadores tendrá forma de letra *C*, usada con éxito en desarrollos previos [33], ya que, como sigue el contorno de la celda, deja espacio suficiente en el centro para insertar el segundo resonador, que tendrá forma de triángulo. Después de haber estudiado exhaustivamente su comportamiento en las Secciones anteriores, se usará de nuevo en este diseño ya que garantizará su funcionamiento. Debido a que el resonador con forma de *C* es geoméricamente más grande, será el que maneje la resonancia a la frecuencia más baja; por su parte, el resonador triangular manipulará la resonancia a una frecuencia superior.

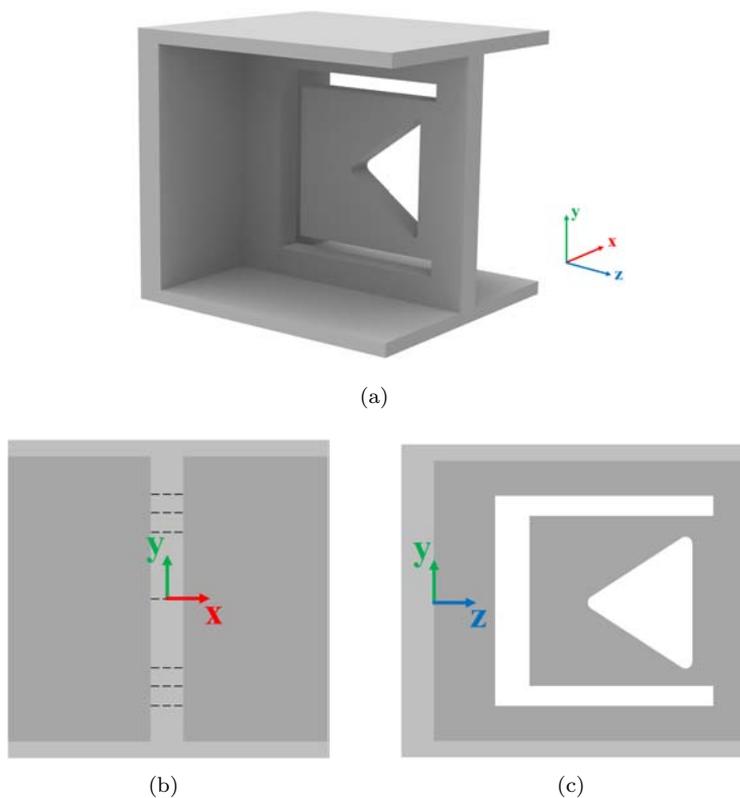


Imagen 3.26: Vistas de la celda unidad del *reflectarray* de doble banda. (a) Perspectiva. (b) Alzado. (c) Perfil.

Igual que se explicó en la sección 3.2, el diseño de las celdas se va a llevar a cabo con la herramienta que se explicó en la sección 2.5. Primero, se van a detallar las dimensiones de uno y otro resonador, haciendo hincapié en aquellas que se van a modificar para la búsqueda de los tamaños óptimos. Después, se verán todas las condiciones que se imponen para formar todas las combinaciones de celdas posibles. Por último, se verá cómo se analizan las curvas de fase simuladas hasta dar con las celdas finales.

En la Imagen 3.26 se observa la celda unidad genérica desde diferentes vistas con el objetivo de ilustrar la disposición de los dos resonadores. Como se indicó anteriormente, el resonador triangular se encuentra en el centro de la celda con suficiente espacio para poder variar sus dimensiones. Este es rodeado por el resonador en forma de  $C$ , que enmarca el centro de la celda. Aquí también tendremos margen suficiente para engrosar o alargar sus brazos.

Ahora nos centramos en la vista de perfil de la celda para diseccionar los resonadores y darle nombre a cada dimensión. Esto se refleja en la Imagen 3.27. A la izquierda, en la 3.27(a), se indican las dimensiones del resonador con forma de  $C$ , mientras que en la 3.27(b) se muestran las del triangular. Como se puede intuir, se facilita mucho la variabilidad de ambos resonadores, lo que genera multitud de posibles combinaciones. Por eso, de manera intuitiva no se pueden seleccionar las dimensiones adecuadas que generen las celdas deseadas.

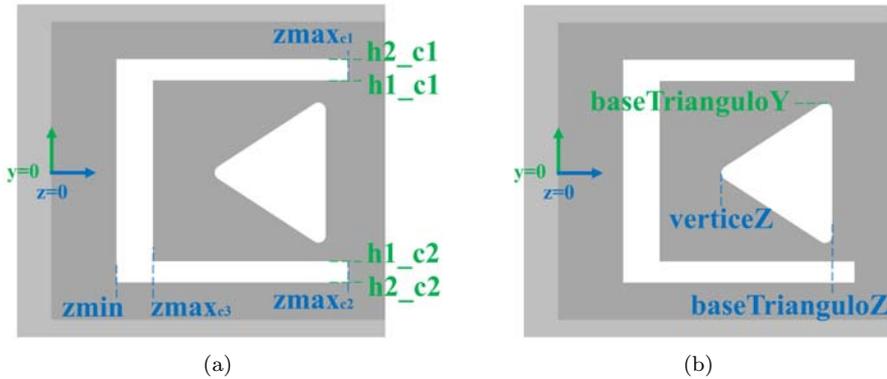


Imagen 3.27: Dimensiones de los dos tipos de resonadores de la celda de doble banda. (a) Resonador  $C$ . (b) Resonador  $\Delta$ .

Debido a que son muchas las opciones de cambio que se van a tener, se van a simplificar un poco asumiendo las siguientes igualdades:  $zmax_{c2} = zmax_{c1}$ ,  $h1_{c2} = h1_{c1}$  y  $h2_{c2} = h2_{c1}$ . Esto hará que el resonador  $C$  sea simétrico

respecto al plano  $XZ$ . A continuación, se muestran todos los intervalos y condiciones que deben cumplir las dimensiones para que sean físicamente posibles y, además, cuenten con cierto margen para facilitar su fabricación. Todos los valores están en milímetros.

$$\begin{array}{l}
 0.5 \leq zmin \leq 2 \\
 zmin + 0.5 \leq zmax_{c3} \leq 3 \\
 zmax_{c3} + 0.5 \leq zmax_{c1} \leq 7 \\
 2 \leq h1_{c1} \leq 3 \\
 h1_{c1} + 0.5 \leq h2_{c1} \leq 3.5 \\
 \\
 0.5 \leq baseTrianguloY \leq 3.5 \\
 zmax_{c3} + 0.5 \leq verticeZ \leq 7 \\
 verticeZ + 0.5 \leq baseTrianguloZ \leq 7.5
 \end{array}
 \left. \begin{array}{l}
 \\
 \\
 \\
 \\
 \\
 \\
 \\
 \\
 \end{array} \right\} \begin{array}{l}
 \text{resonador } C \\
 \\
 \\
 \\
 \\
 \\
 \text{resonador } \Delta
 \end{array} \quad (3.4)$$

Todas las condiciones mostradas en la Expresión 3.4 se refieren a uno u otro resonador de manera independiente, aunque también se aplica la penúltima condición para que el vértice del triángulo más cercano al origen, definido por la variable  $verticeZ$ , no se solape con en el resonador  $C$ , que comienza en  $z = zmax_{c3}$ . A todas ellas hay que añadirle una condición más, que que es complicada de expresar mediante desigualdades. Dicha condición es, básicamente, que los brazos inferior y superior de la  $C$  no se solapen con el triángulo. Para ello se programa una función que tiene como entrada las coordenadas  $(y, z)$  de los vértices del triángulo:  $(0, verticeZ)$  y  $(baseTrianguloZ, \pm baseTrianguloY)$ ; y de los vértices interiores de los brazos de la  $C$ :  $(zmax_{c1}, \pm h1_{c1})$ . La función comprueba que ninguno de estos dos últimos puntos está dentro del espacio que comprenden los tres primeros, o sea, el triángulo. Si es así, la función devuelve un 1, mientras que si al menos uno de los puntos sí se encuentra dentro del triángulo, devuelve un 0.

En resumen, una vez aplicadas todas estas condiciones que se acaban de detallar, y asumiendo que las variables pueden tomar valores cada de 0.5mm, tenemos un total de 127584 posibles celdas distintas. Gracias a que la celda unidad no es muy grande, a la eficiencia de CST al simular y a los potentes servidores del Grupo SWAT, se obtuvieron todas las simulaciones en unos ocho días. Una vez exportadas todas ellas, hay que procesarlas. Lo primero que se hace es restar todas las curvas entre sí, lo que da un total de  $127584^2$  curvas de diferencias de fase, es decir, más de 16 mil millones. Procesar matricialmente esta cantidad de datos es computacionalmente inviable, así que se va haciendo de una en una.

Se empieza etiquetando cada curva de fase de esta manera: si hay una diferencia de fase de en torno a  $180^\circ$  por debajo de los 25GHz (la frecuencia central aproximada de la que partíamos), y a la vez la diferencia de fase se mantiene por

debajo de  $20^\circ$  más allá de dicha frecuencia, se le etiqueta con un 1; y si sucede al revés, con un 2. En cualquier otro caso, que será la inmensa mayoría de los casos, la curva es etiquetada con un -1, refiriéndonos a que no nos es de utilidad. Para el primer y segundo supuesto se obtienen un total de 962793 y 29842860 curvas, respectivamente.

Ahora que se han filtrado la gran mayoría de las curvas de diferencias de fase, hay que seguir procesando el resto para llegar a encontrar dos resonadores de cada tipo (dos  $C$  y dos  $\Delta$ ) para poder tener los dos estados en cada banda de frecuencia. Esto se hará comenzando con aquellas curvas que hacen el cambio de fase en la banda baja simplemente porque son menos, como se indicó en el párrafo anterior. Como recordatorio, al darse el cambio de fase en la frecuencia baja, significa que lo que varía entre una y otra celda es el resonador con forma de  $C$ . El procesado que se va a desarrollar puede resultar algo confuso, por lo que en la Imagen 3.28 se muestra el esquema que se sigue y que puede servir de ayuda gráfica.

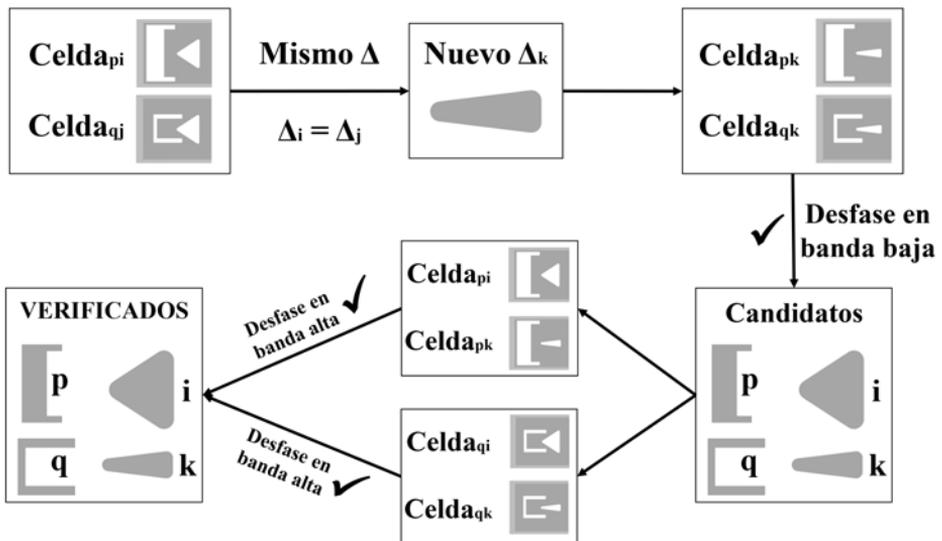


Imagen 3.28: Esquema del procesado de las celdas de doble banda.

Se parte de dos celdas,  $pi$  y  $qj$ , que dan lugar a la diferencia de fase mencionada. Cada una tiene su resonador para baja y alta frecuencia. Las nombraremos así:

$$Celda_{pi}\{C_p, \Delta_i\} \longrightarrow Celda_{qj}\{C_q, \Delta_j\}$$

Sabemos que  $C_p \neq C_q$ , ya que si hay una diferencia de fase en la frecuencia inferior es porque dichas  $C$  son diferentes. Lo que buscamos en ellas es si el resonador triangular es el mismo en ambas, o sea, si  $\Delta_i = \Delta_j$ . En caso afirmativo, se busca un segundo resonador triangular ( $\Delta_k$ ) que, unido a los dos resonadores con forma de  $C$  actuales, se puedan formar dos nuevas celdas que también funcionen bien en la banda baja, al igual que las originales. Esas nuevas celdas serían nombradas:

$$Celda_{pk}\{C_p, \Delta_k\} \longrightarrow Celda_{qk}\{C_q, \Delta_k\}$$

Si las celdas  $pk$  y  $qk$  tienen, en efecto, el desfase deseado en la banda baja de frecuencia, significa que para un mismo par de resonadores con forma de  $C$ ,  $C_p$  y  $C_q$ , tenemos también dos resonadores triangulares válidos,  $\Delta_i = \Delta_j$  y  $\Delta_k$ , que cumplen la misma función.

El último paso para confirmar a estos dos pares de resonadores  $C$  y  $\Delta$  como candidatos factibles es comprobar si también cumplen la necesidad del cambio de fase en la banda alta de frecuencia. Para ello, ahora se chequean dos diferencias de fase entre celdas: se mantiene fijo el resonador en  $C_p$  o  $C_q$ , y se varía el triangular de  $\Delta_i$  a  $\Delta_k$ . Es decir, tenemos estos dos pares de celdas:

$$\begin{aligned} Celda_{pi}\{C_p, \Delta_i\} &\longrightarrow Celda_{pk}\{C_p, \Delta_k\} \\ Celda_{qi}\{C_q, \Delta_i\} &\longrightarrow Celda_{qk}\{C_q, \Delta_k\} \end{aligned}$$

Si la diferencia entre ellas supone un cambio de fase en esa frecuencia superior, la conclusión final es que con los resonadores  $C_p$ ,  $C_q$ ,  $\Delta_i$  y  $\Delta_k$  podemos formar las cuatro celdas necesarias para la codificación de las fases y lograr que estas operen en dos frecuencias al mismo tiempo.

Después de haber comenzado con más de 16 mil millones de curvas de fase y haber reducido hasta casi 1 millón las curvas que satisfacían el requisito del cambio de fase en banda baja, llegamos al final de este procesado con apenas una decena de cuartetos de resonadores candidatos. Entre ellos apenas varían las dimensiones, y por tanto las diferencias de fase tampoco, lo que nos sitúa en un punto sencillo para seleccionar el cuarteto final. Las dimensiones, en milímetros, se muestran en la Tabla 3.1, para el caso de los resonadores con forma de  $C$ ; y en la Tabla 3.2, para los triangulares. Aparte, las dimensiones comunes a la celda son:  $P = D = 8\text{mm}$ ,  $T = 0.8\text{mm}$ .

CAPÍTULO 3. DISPOSITIVOS *REFLECTARRAY* (RA) BASADOS EN  
ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

---

Dimensión	Resonador $C - 0^\circ$	Resonador $C - 180^\circ$
$zmin$	1	2
$zmax_{c1}$	7	7
$zmax_{c3}$	2.5	2.5
$h1_{c1}$	2.5	2.5
$h2_{c1}$	3.5	3.5

Tabla 3.1: Dimensiones de los dos resonadores con forma de  $C$  seleccionados.

Dimensión	Resonador $\Delta - 0^\circ$	Resonador $\Delta - 180^\circ$
$baseTrianguloY$	2.5	2
$baseTrianguloZ$	7.5	7.5
$verticeZ$	3	5.5

Tabla 3.2: Dimensiones de los dos resonadores triangulares seleccionados.

En la Tabla 3.1 se puede ver que ambos resonadores son idénticos, a excepción del parámetro  $zmin$ . Esa dimensión es la que define donde comienza el resonador, por lo que con todo lo demás estático y variando sólo eso, lo que tenemos son dos  $C$  con su brazo central más o menos grueso. Por su lado, las diferencias entre los resonadores triangulares son más evidentes. Esto se ve reflejado en la Tabla 3.2, donde sólo la dimensión que indica la ubicación de la base del triángulo coincide en ambos. Uno de los triángulos tiene el vértice central mucho más cercano al brazo central de la  $C$ , resultando en una diferencia de tamaño apreciable a simple vista. Otra diferencia más sutil es que los otros dos vértices también están mucho más próximos a los brazos correspondientes de la  $C$ .

A las cuatro celdas que podemos construir las vamos a nombrar con 2 bits: el menos significativo para el resonador triangular (banda alta) y el más significativo para el de forma de  $C$  (banda baja). Así, sólo con ver estos dos números podemos saber qué desfase se produce si saltamos de una a otra. En la Tabla 3.3 se indica esto de manera directa. El criterio para nombrar las celdas es totalmente arbitrario, pero una vez escogida la *Celda 00*, el resto se suceden de manera automática.

CAPÍTULO 3. DISPOSITIVOS *REFLECTARRAY* (RA) BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

Celdas	00	01	10	11
00		alta	baja	ambas
01	alta		ambas	baja
10	baja	ambas		alta
11	ambas	baja	alta	

Tabla 3.3: Identificación de los cambios de fase de una celda a otra.

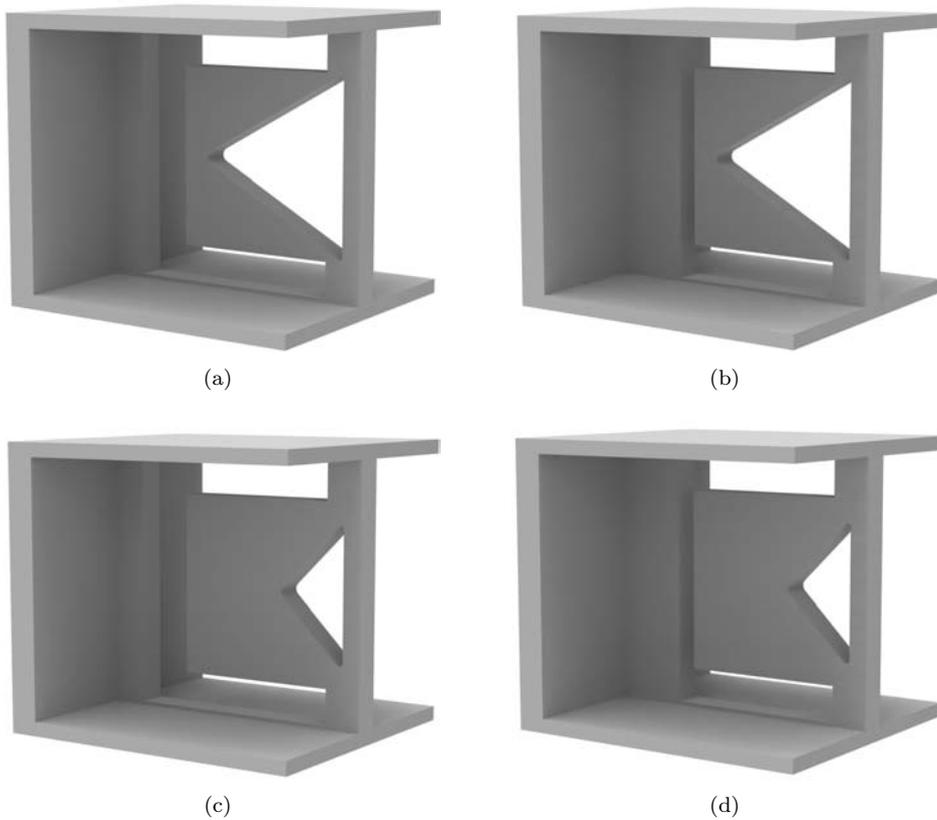


Imagen 3.29: Perspectivas de las cuatro celdas elegidas para el *reflectarray* de doble banda. (a) *Celda 00*. (b) *Celda 10*. (c) *Celda 01*. (d) *Celda 11*.

Finalmente, en la Imagen 3.29 se muestra la vista en perspectiva de las cuatro celdas resultantes. Se disponen de manera que horizontalmente se mantenga el resonador triangular y, verticalmente, el de forma de *C*.

Después de haber desarrollado en profundidad cómo y cuáles son los resonadores que se han escogido para formar las celdas unidad, sólo se puede demostrar su funcionalidad con las curvas de diferencia de fase, del mismo modo que se hizo en las dos Secciones anteriores. Se van a mostrar cuatro gráficas, una por cada celda, en la que se trazan las diferencias de fase entre la celda en cuestión y las otras tres. Así, se representarán y corroborarán los cambios de fase indicados en cada línea de la Tabla 3.3. Dichas Imágenes comprenden desde la 3.30, correspondiente a la diferencia de fase de la *Celda 00* con el resto, hasta la 3.33, que muestra las diferencias de fase de la *Celda 11*.

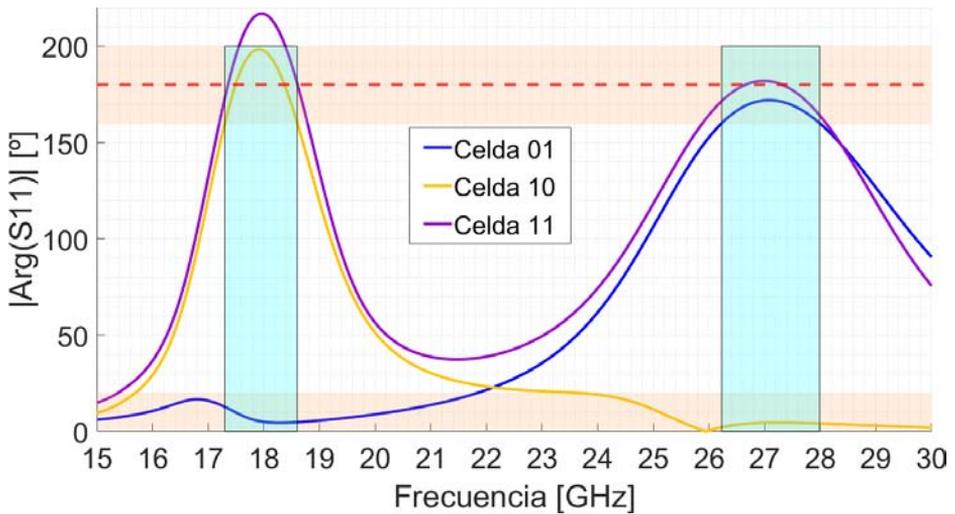


Imagen 3.30: Diferencias de fase de la *Celda 00* con las otras tres.

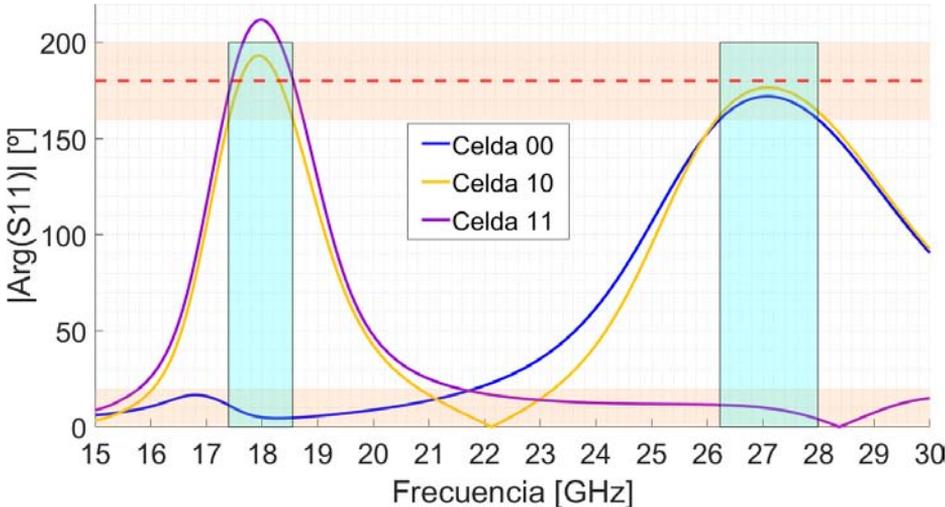


Imagen 3.31: Diferencias de fase de la *Celda 01* con las otras tres.

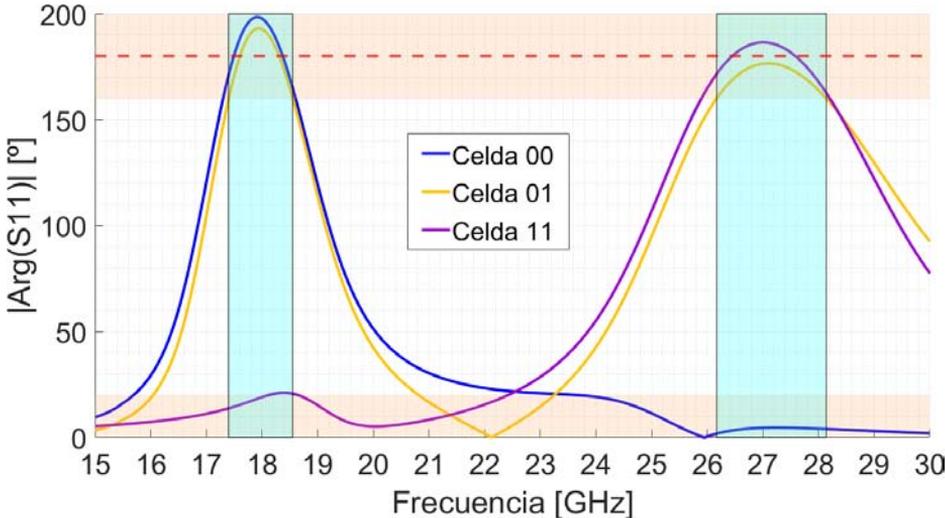


Imagen 3.32: Diferencias de fase de la *Celda 10* con las otras tres.

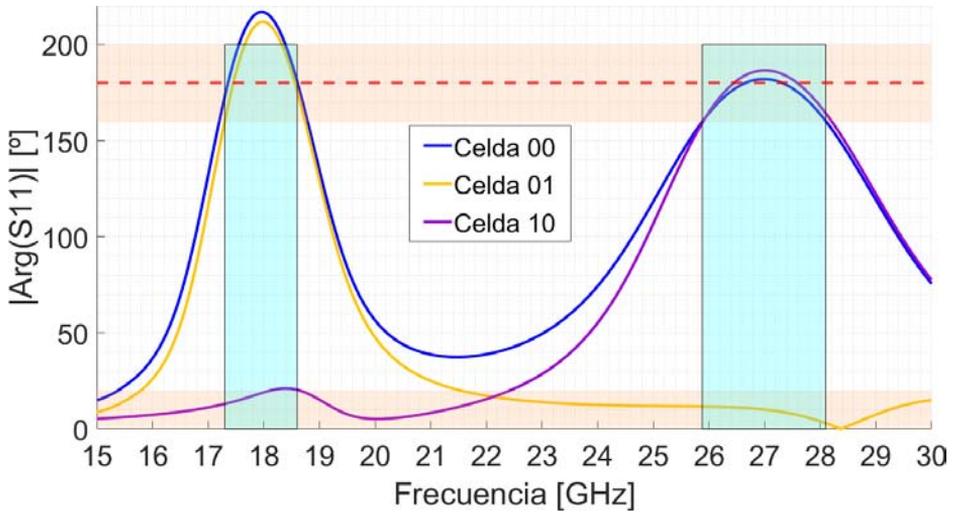


Imagen 3.33: Diferencias de fase de la *Celda 11* con las otras tres.

En esta ocasión, a las diferencias de curva de fase les damos más margen de error que en las Secciones anteriores, ya que el hecho de que se consigan los cambios de fase a dos frecuencias distintas ya es un gran logro. Por ejemplo, en la banda baja se puede ver que a veces la curva sobrepasa los  $200^\circ$ , mientras que en la banda alta realmente no llega siempre a los  $180^\circ$ .

Aun así, con los resultados obtenidos se puede suponer que el *reflectarray* construido a partir de estas celdas seguirá funcionando perfectamente. Hemos obtenido alrededor de 1GHz de ancho de banda en torno a la frecuencia central inferior de 18GHz (5.55%) y, aproximadamente, 1.8GHz alrededor de la frecuencia central superior de 26.5GHz (6.64%).

Después de un largo proceso hasta encontrar el diseño adecuado de los resonadores, y por tanto de las celdas, se van a emplear en el *reflectarray* que ahora se describe. Se asume, como hasta ahora, incidencia normal de la onda sobre el dispositivo. En la banda baja, centrada en 18GHz, el *reflectarray* redirigirá el haz  $\theta = 30^\circ$ , mientras que para la banda alta, en torno a 27GHz, lo hará hacia  $\theta = 10^\circ$ . En ambos casos, al igual que en los *reflectarrays* diseñados para una sola banda de frecuencia, dicha dirección se refiere al plano E, manteniendo el plano H en  $\theta = 0^\circ$ . Para la optimización del mapa de fases habrá que modificar varios parámetros del algoritmo, siendo la frecuencia el más evidente. Previamente, se comentó que el periodo de la celda se ha duplicado en este diseño, pasando de 4 a

8mm, por lo que al crecer la celda debemos disminuir forzosamente el número de elementos del *reflectarray* por limitaciones en la impresión 3D. Concretamente, tendremos 18x18 elementos, y en la Imagen 3.34 se muestran las distribuciones de fase obtenidas en el proceso de optimización.

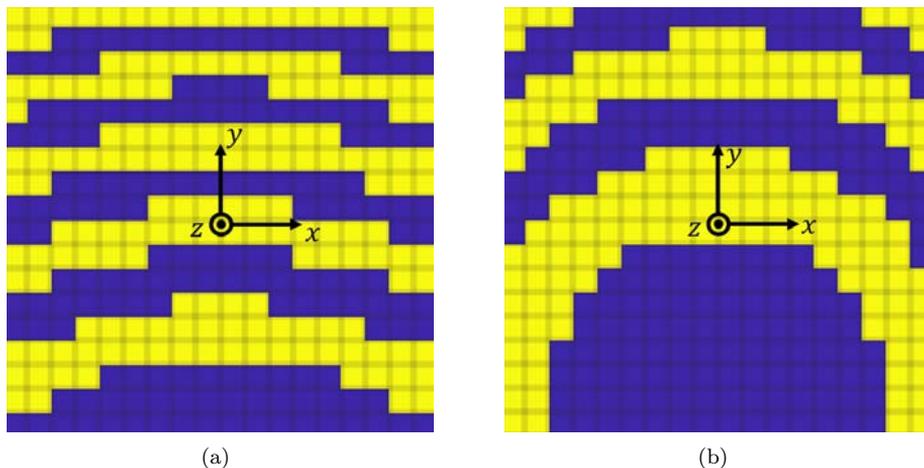


Imagen 3.34: Distribuciones de fase optimizadas para el *reflectarray* de doble banda con incidencia normal. (a) Banda baja (18GHz) con apuntamiento hacia  $(\phi_o, \theta_o) = (0^\circ, 30^\circ)$ . (b) Banda alta (27GHz) con apuntamiento hacia  $(\phi_o, \theta_o) = (0^\circ, 10^\circ)$ .

Con las celdas diseñadas y las distribuciones optimizadas, ya se puede construir el *reflectarray*. Anteriormente, bastaba con ver si un elemento era  $0^\circ$  o  $180^\circ$  y colocar una u otra celda. Ahora, para cada elemento  $(i, j)$  hay que ver las distribuciones de ambas bandas y, según la combinación que se dé, colocar una de las cuatro celdas. Esta nueva casuística es implementada en la herramienta desarrollada en la Sección 2.5. El escenario de simulación es, esquemáticamente, igual al de la Imagen 3.6. Sin embargo, cambian elementos como la alimentación, ya que no estamos en el mismo rango de frecuencias. En este contexto se van a utilizar dos antenas de bocina distintas: la WR-51 (modelo Flann 19240) para la banda baja y la WR-34 (modelo Flann 21240) para la banda alta. Se hace así porque no disponemos de una antena de bocina que abarque de manera holgada las dos frecuencias centrales con las que se trabaja. La distancia al *reflectarray* depende de cómo radia la alimentación, como se explicó con la Imagen 3.4 y la Expresión 3.3. Utilizando dicha fórmula, se concluye que la distancia desde el centro de fase de la antena hasta el *reflectarray* debe ser de 339mm para la WR-51

CAPÍTULO 3. DISPOSITIVOS *REFLECTARRAY* (RA) BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

---

y 326mm para la WR-34. Las simulaciones a una u otra frecuencia se obtienen, como es lógico, de forma separada: primero se simula el *reflectarray* con una de las bocinas a su distancia correspondiente, y luego con la otra. Dichas simulaciones, como se ha venido haciendo en Secciones anteriores, se comentarán en detalle a la vez que las medidas, pero en la Imagen 3.35 se puede ver, para cada banda, una vista en 3D del diagrama de radiación en obtenido, dando buena cuenta de que el dispositivo funciona.

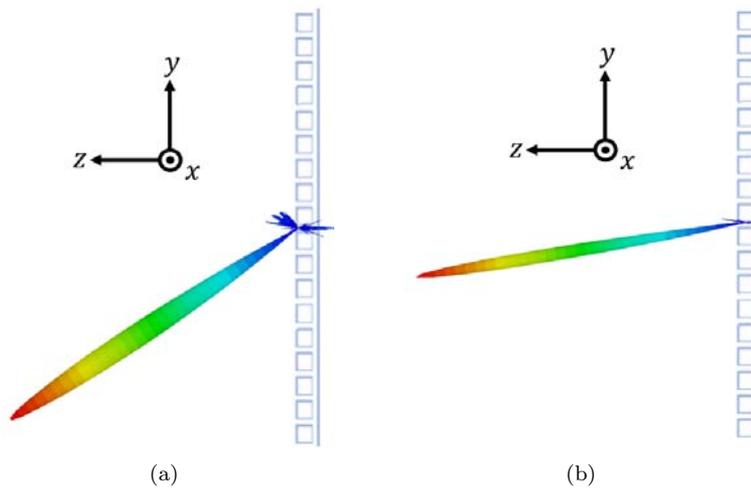


Imagen 3.35: Resultado de simulación en 3D del *reflectarray* de doble banda. (a) Banda baja (18GHz). (b) Banda alta (27GHz).



Imagen 3.36: Prototipo del *reflectarray* de doble banda con los resonadores con forma de  $C$  y  $\Delta$ .

### CAPÍTULO 3. DISPOSITIVOS *REFLECTARRAY* (RA) BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

---

En la Imagen 3.36 se muestra el *reflectarray* ya fabricado y metalizado. Se puede ver que, a pesar de haber aumentado la complejidad de la geometría, habiendo más huecos, la impresión es limpia y muy precisa.

Para medir dicho prototipo, seguimos el mismo proceso que en ocasiones anteriores. Sin entrar en mucho detalle, el montaje de medida en esta ocasión se muestra en la Imagen 3.37, donde los soportes de color azul son diferentes respecto a los anteriores para adaptarse a las bocinas que se usan ahora y poder variar la distancia según convenga.



Imagen 3.37: Montaje para la medida del *reflectarray* de doble banda.

Ahora, se irán comparando las medidas realizadas con las simulaciones que, como viene siendo habitual, se trata de los cortes principales para las componentes copolar y contrapolar, aunque esta vez sólo de la polarización vertical.

Por un lado, en la Imagen 3.38, se muestran las comparaciones para la banda baja, tomando como frecuencia central 18GHz y mostrando en la Imagen 3.39 el buen funcionamiento 0.5GHz tanto por encima como por debajo. En los tres casos se observa que los resultados obtenidos en la Cámara Anecoica son muy buenos, mejores incluso que los de simulación en algunos aspectos. Por ejemplo, el SLL es de unos 14dB en la frecuencia central, aumentando incluso en las frecuencias de alrededor. El ancho de haz también es muy bueno, a la vez que el nivel de polarización cruzada es muy bajo, como es habitual.

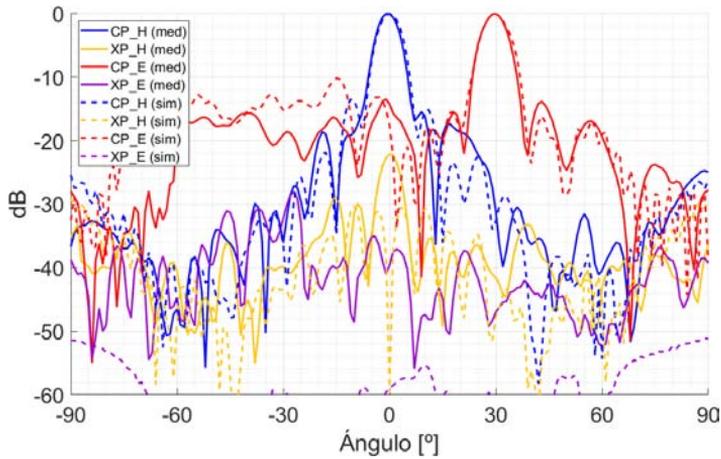


Imagen 3.38: Comparación entre los resultados obtenidos en simulación y medidas del RA de doble banda. Frecuencia central de la banda baja (18GHz).

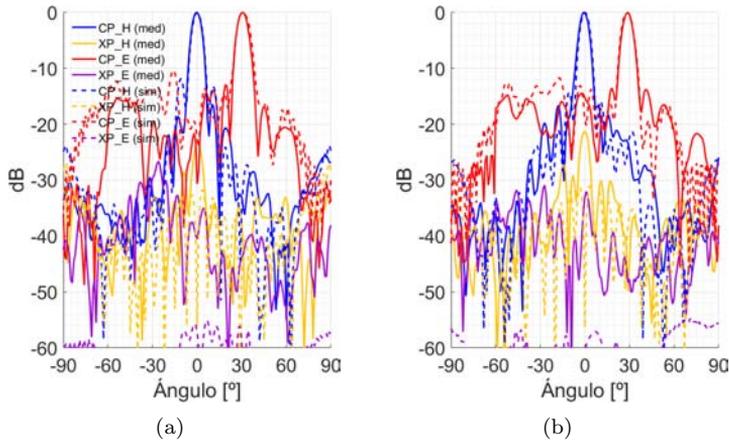


Imagen 3.39: Comparación entre los resultados obtenidos en simulación y medidas del *reflectarray* de doble banda, alrededor de la frecuencia central baja: (a) 17.5GHz (b) 18.5GHz.

Por otra parte, en la Imagen 3.40 se puede ver la banda alta, centrada en 26.75GHz, comprobando con la Imagen 3.41 que también sigue funcionando a  $\pm 0.5$ GHz. En estos casos, es observable una ligera degradación en el lóbulo

### CAPÍTULO 3. DISPOSITIVOS *REFLECTARRAY* (RA) BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

principal, pero únicamente en el plano H. Por lo demás, se sigue consiguiendo un SLL de en torno a 10dB y un ancho de haz en el plano E más ajustado que en simulación, traduciéndose todo ello en unos resultados más que aceptables.

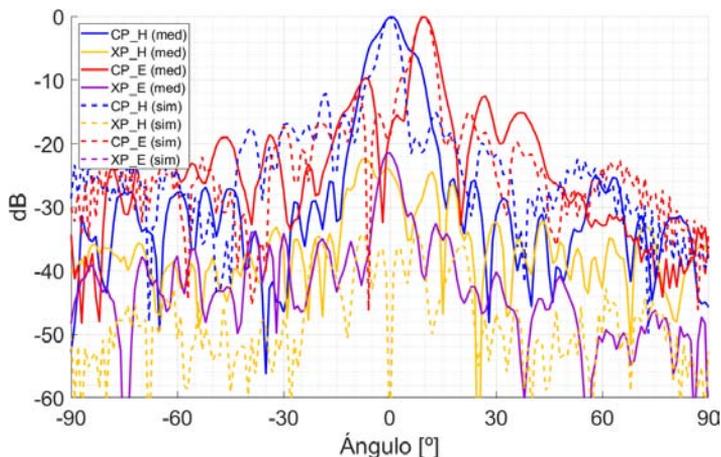


Imagen 3.40: Comparación entre los resultados obtenidos en simulación y mediciones del *reflectarray* de doble banda. Frecuencia central de la banda alta (26.75GHz).

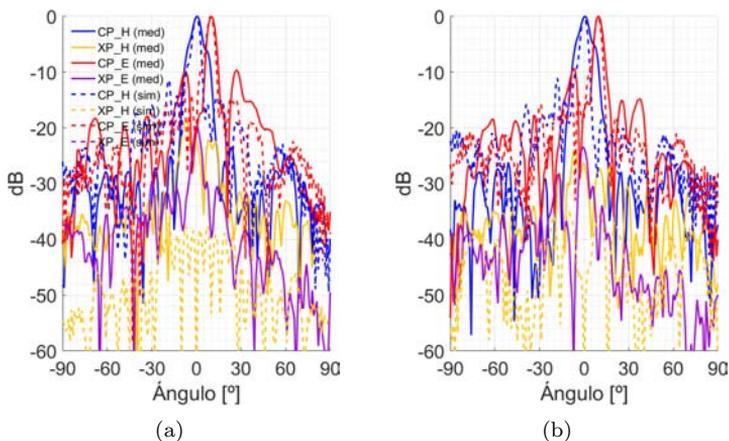
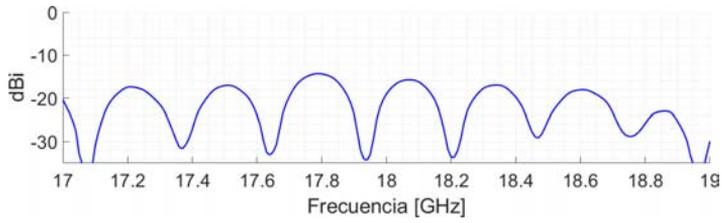
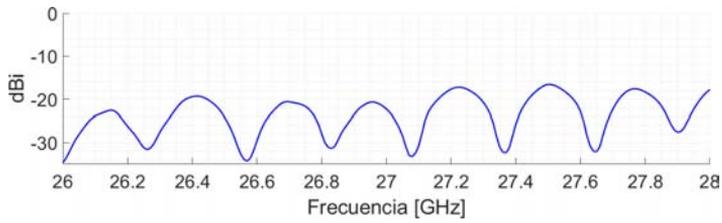


Imagen 3.41: Comparación entre los resultados obtenidos en simulación y mediciones del *reflectarray* de doble banda, alrededor de la frecuencia central alta: (a) 26.25GHz (b) 27.25GHz.

CAPÍTULO 3. DISPOSITIVOS *REFLECTARRAY* (RA) BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

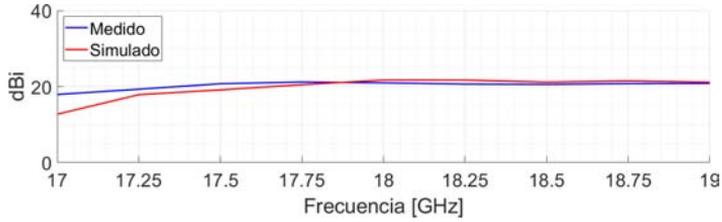


(a)

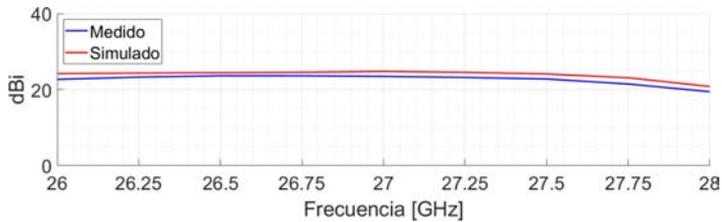


(b)

Imagen 3.42:  $|S_{11}|$  medido del *reflectarray* de doble banda. (a) Banda baja. (b) Banda alta.



(a)



(b)

Imagen 3.43: Comparación de la ganancia simulada y medida del *reflectarray* de doble banda. (a) Banda baja. (b) Banda alta.

Para concluir, las curvas del coeficiente de reflexión que se han medido, mostradas en la Imagen 3.42, se mantienen muy por debajo de los -10dB, como viene siendo habitual. De igual modo, se puede comprobar con la Imagen 3.43 que las curvas de ganancia simuladas y experimentales coinciden muy bien en ambas bandas. Concretamente, se ha obtenido un 11.11 % para la banda baja, y un 7.41 % para la banda alta.

### 3.4.2. *Reflectarray* de Una Polarización en Doble Banda con Resonadores en forma *C* y *O*

Para explorar nuevas geometrías de resonadores, optamos por diseñar paralelamente otro *reflectarray* con las mismas funcionalidades pero sustituyendo el resonador triangular por uno circular. Esta geometría, en teoría, es mucho más sencilla de imprimir en 3D, aparte de tener menos variables de diseño. En concreto, sólo utilizamos dos: la posición del centro en el eje *Z* y su radio. Por su parte, las variables del resonador con forma de *C* son las mismas que ya se vieron en la Imagen 3.27(a). Se vuelven a mostrar en la Imagen 3.44(a) para tenerlas como referencia, junto a las del resonador circular, mostrado en la Imagen 3.44(b).

Para el resonador *C* también mantenemos las condiciones impuestas en la Expresión 3.4. Para el círculo, por su parte, aunque tengamos sólo dos variables, las restricciones a las que hay que someterlas no son menores. En la Expresión 3.5 se pueden ver las de ambos resonadores.

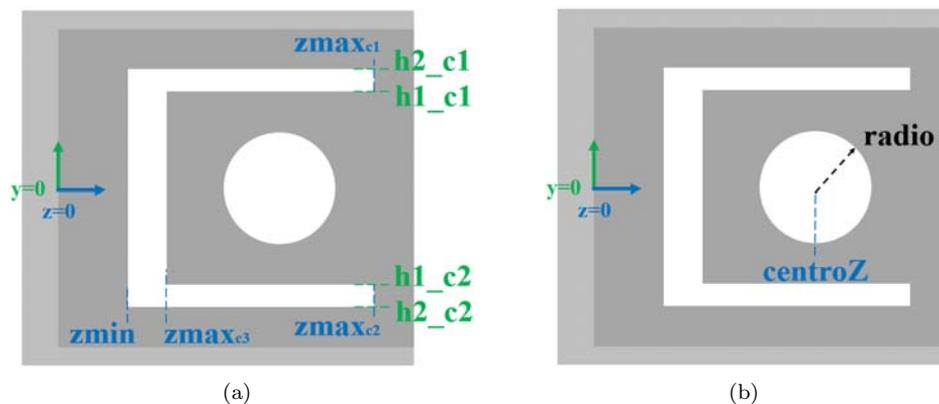


Imagen 3.44: Dimensiones de los dos tipos de resonadores de la celda de doble banda. (a) Resonador *C*. (b) Resonador *O*.

$$\left. \begin{aligned}
 &0.5 \leq zmin \leq 2 \\
 &zmin + 0.5 \leq zmax_{c3} \leq 3 \\
 &zmax_{c3} + 0.5 \leq zmax_{c1} \leq 7 \\
 &2 \leq h1_{c1} \leq 3 \\
 &h1_{c1} + 0.5 \leq h2_{c1} \leq 3.5 \\
 &zmax_{c3} + 0.5 + 0.5 \leq centroZ \leq 8 - 0.5 - 0.5 \\
 &0.5 \leq radio \leq \min(a, b, c) \\
 &\textcircled{a}centroZ - zmax_{c3} - 0.5 \\
 &\textcircled{b}8 - 0.5 - centroZ \\
 &\textcircled{c}\sqrt{(zmax_{c1} - centroZ)^2 + h1_{c1}^2} - 0.5
 \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} \text{resonador } C \\ \\ \\ \\ \\ \text{resonador } O \end{array} \quad (3.5)$$

Centrémonos en las restricciones del resonador circular, ya que las del resonador  $C$  fueron detalladas en su momento. En la primera restricción, en ambos miembros se resta dos veces  $0.5$ . Se expresa así debido a que una vez se refiere al radio mínimo que imponemos para el círculo (indicado en la segunda restricción), mientras que la otra vez se refiere al margen que introducimos para facilitar la impresión 3D. En la segunda expresión se ve claro que el radio siempre va a ser al menos de  $0.5\text{mm}$ . Sin embargo, la cota superior no la marca una restricción en concreto, si no que depende de los términos  $\textcircled{a}$ ,  $\textcircled{b}$  y  $\textcircled{c}$ . Cada uno de ellos refleja, en este orden: dejar margen con el brazo central del resonador  $C$ , dejar margen con el borde de la propia celda y, por último, dejar margen con los brazos superior e inferior de la  $C$ . De estos tres términos se escoge el de menor valor como la cota superior del radio ya que, de superarse, el círculo ya solaparía una de las otras geometrías, aunque las otras dos aún quedasen lejos.

En el caso de la celda con los resonadores  $C-\Delta$ , a raíz de las restricciones impuestas, obtuvimos una cantidad inconmensurable de combinaciones posibles. Como entre las consecutivas las curvas de fase variaban muy poco, en esta ocasión se decide reducir drásticamente ese número hasta considerar *sólo* 8478 combinaciones de celdas factibles.

El procesado de las curvas de fase de todas esas celdas es idéntico al descrito para el caso de la Sección anterior, el mostrado en la Imagen 3.28, por lo que no se volverá a repetir. En las Tablas 3.4 y 3.5 se presentan las dimensiones (en milímetros) escogidas para ambos resonadores y ambos estados de fase.

CAPÍTULO 3. DISPOSITIVOS *REFLECTARRAY* (RA) BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

Dimensión	Resonador $C - 0^\circ$	Resonador $C - 180^\circ$
$z_{min}$	1	1.5
$z_{max_{c1}}$	7	7
$z_{max_{c3}}$	2	2
$h1_{c1}$	2.5	2.5
$h2_{c1}$	3	3

Tabla 3.4: Dimensiones de los dos resonadores con forma de  $C$  seleccionados.

Dimensión	Resonador $O - 0^\circ$	Resonador $O - 180^\circ$
$centroZ$	4.5	5
$radio$	0.75	2.25

Tabla 3.5: Dimensiones de los dos resonadores circulares seleccionados.

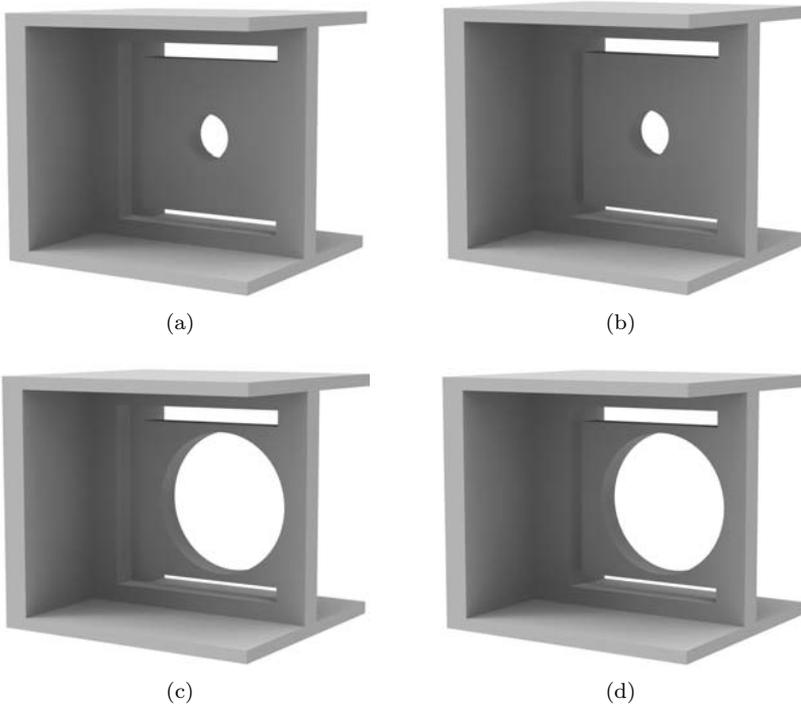


Imagen 3.45: Perspectivas de las cuatro celdas elegidas para el *reflectarray* de doble banda. (a) *Celda 00*. (b) *Celda 10*. (c) *Celda 01*. (d) *Celda 11*.

Los resonadores tipo *C*, al igual que pasó en el diseño anterior, son muy parecidos entre sí, más aún que entonces: sólo difieren medio milímetro en el grosor del brazo central. Los resonadores circulares se ubican prácticamente en el mismo sitio, también varían en ello 0.5mm, siendo la diferencia entre radios el factor más determinante.

Teniendo ya estos cuatro resonadores podemos combinarlos y crear nuestras cuatro celdas que se colocarán de manera adecuada según las mismas distribuciones de fase obtenidas para el *reflectarray* anterior y que se mostraron en la Imagen 3.34. Dichas celdas se ilustran en la Imagen 3.45.

Las curvas de diferencias de fase de cada celda con las demás se presentan en las Imágenes 3.46-3.49. En ellas se pueden ver algunas diferencias respecto a las Imágenes 3.30-3.33, que son las análogas de cuando se emplearon los resonadores triangulares en lugar de los circulares. La primera es que, en esta ocasión, las curvas se adaptan mejor al margen  $180 \pm 20^\circ$ , que es el margen que siempre hemos tratado de marcar. Las otras dos están vinculadas entre sí, y están relacionadas con las frecuencias centrales y los anchos de banda que se obtienen en cada banda. Respecto a la banda baja, la frecuencia central ha bajado de 18GHz a 17.5GHz, y el ancho de banda ahora es de apenas 0.5GHz (2.89%), cuando en el caso anterior fue de 1GHz. La frecuencia central superior también ha disminuido de 27GHz a 26GHz; sin embargo, el ancho de banda ahora es mayor, pasando de 1.8GHz a 2.2GHz (8.43%).

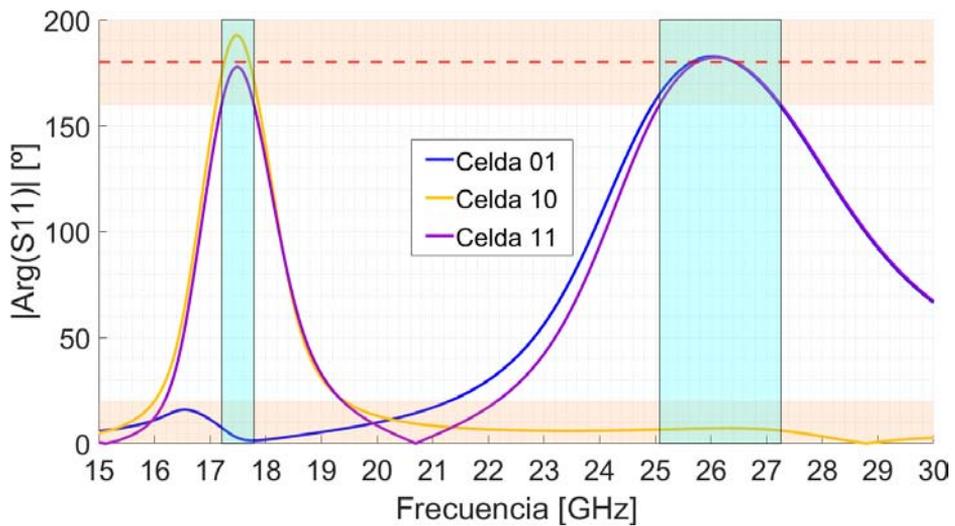


Imagen 3.46: Diferencias de fase de la *Celda 00* con las otras tres.

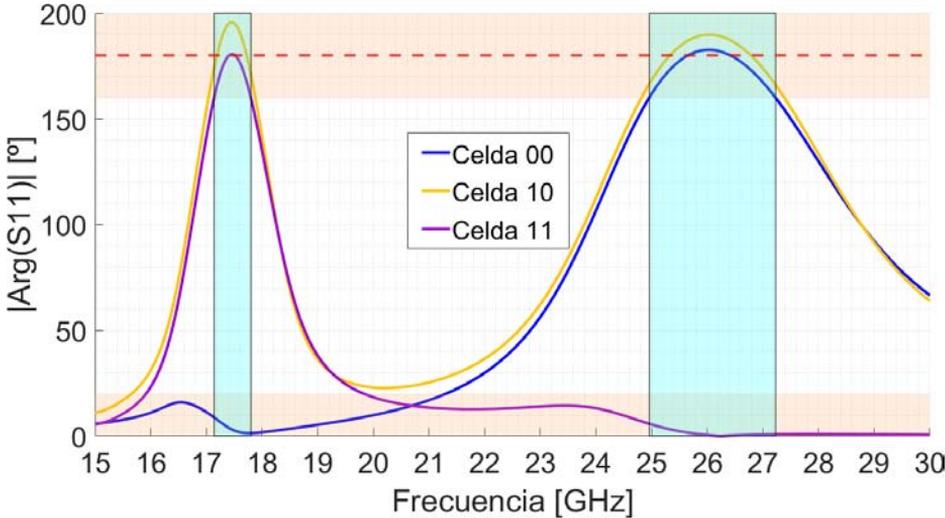


Imagen 3.47: Diferencias de fase de la *Celda 01* con las otras tres.

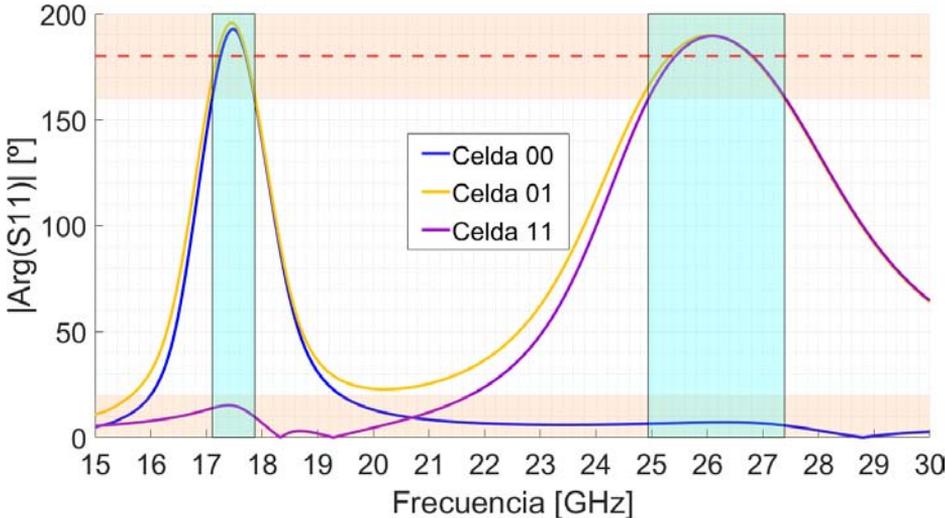


Imagen 3.48: Diferencias de fase de la *Celda 10* con las otras tres.

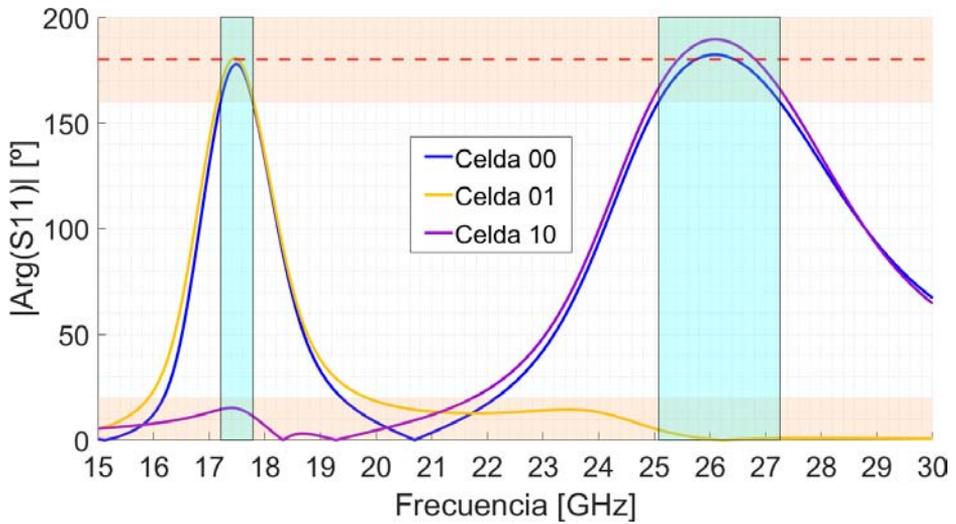


Imagen 3.49: Diferencias de fase de la *Celda 11* con las otras tres.

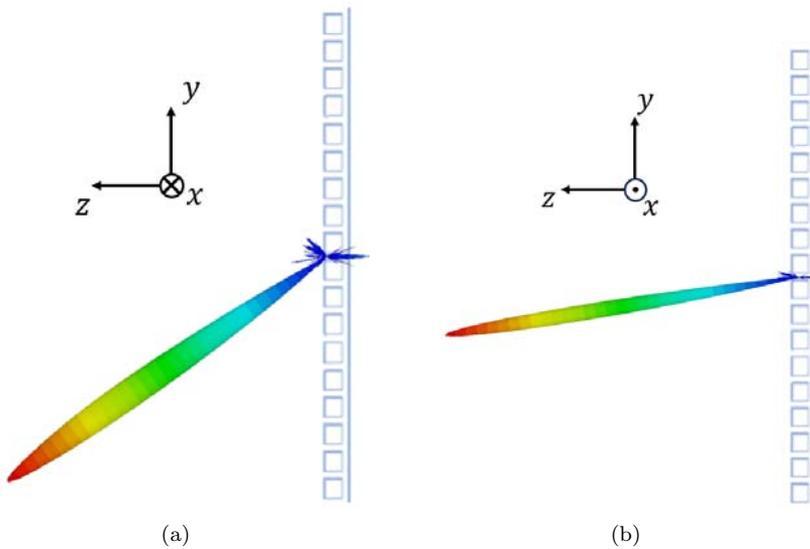


Imagen 3.50: Resultado de simulación en 3D del *reflectarray* de doble banda. (a) Banda baja (17.25GHz). (b) Banda alta (26.5GHz).

### CAPÍTULO 3. DISPOSITIVOS *REFLECTARRAY* (RA) BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

---

Como se mencionó más arriba, se usarán las mismas distribuciones que para el *reflectarray* con los resonadores tipo *C* y triangular, que se mostraron en la Imagen 3.34. Esto quiere decir que la función de este *reflectarray* será la misma, de forma que podremos comparar uno con otro de manera objetiva. Tras construir el *reflectarray* y simularlos de acuerdo al escenario descrito en el diseño previo, se muestran las simulaciones en 3D en la Imagen 3.50(a) y 3.50(b). Estos han sido los mejores resultados que se han obtenido, a las frecuencias de 17.25GHz y 26.5GHz.

El prototipo fabricado y metalizado se presenta en la Imagen 3.51.



Imagen 3.51: Prototipo ya metalizado del *reflectarray* de doble banda con los resonadores con forma de *C* y *O*.

Ahora, se mostrarán las comparaciones de simulación y medidas en Cámara Anecoica, que se realizan del mismo modo que en el *reflectarray* anterior.

En la Imagen 3.52, se muestran las comparaciones a 17.5GHz, la frecuencia que tomamos como central en banda baja. En este caso, los resultados se extienden solamente a  $\pm 0.25$ GHz, y son mostrados en la Imagen 3.53. A estas tres frecuencias los resultados en general son satisfactorios: buena adecuación con la simulación, buen ancho de haz y bajo nivel de contrapolar. Sin embargo, el SLL medido en el plano E no es tan bueno comparado con lo que se ha visto a lo largo de todo el Capítulo, ya que aquí ronda los 8dB.

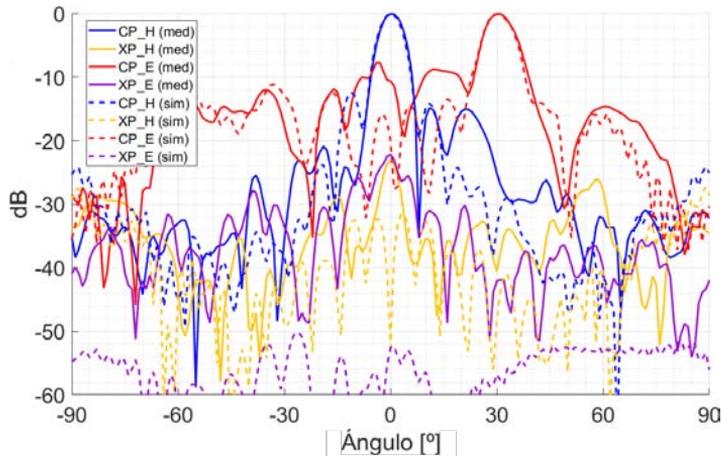


Imagen 3.52: Comparación entre los resultados obtenidos en simulación y medidas del RA de doble banda. Frecuencia central de la banda baja (17.5GHz).

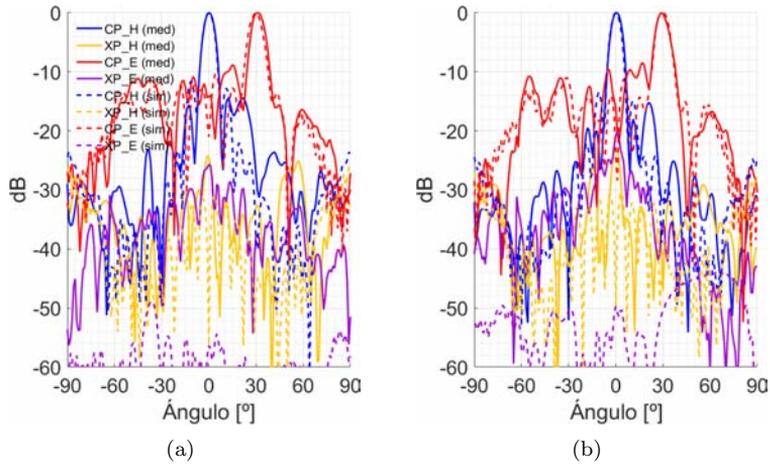


Imagen 3.53: Comparación entre los resultados obtenidos en simulación y medidas del *reflectarray* de doble banda, alrededor de la frecuencia central baja: (a) 17.25GHz (b) 17.75GHz.

Las comparaciones para la frecuencia central de la banda alta, que es 26.25GHz, están plasmadas en la Imagen 3.54. En esta ocasión, sí se observan buenos resultados en frecuencias  $\pm 0.5$ GHz respecto a la central. A estas

### CAPÍTULO 3. DISPOSITIVOS *REFLECTARRAY* (RA) BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

frecuencias, los resultados son prácticamente idénticos a los de la central, siendo buenos aun siendo el SLL relativamente bajo.

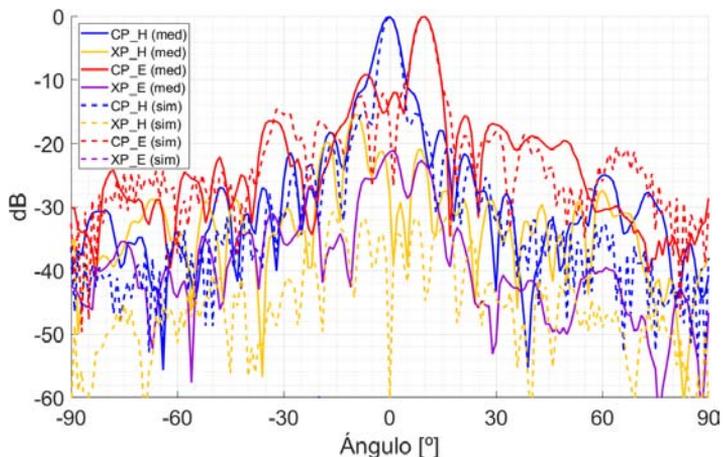


Imagen 3.54: Comparación entre los resultados obtenidos en simulación y mediciones del *reflectarray* de doble banda. Frecuencia central de la banda alta (26.25GHz).

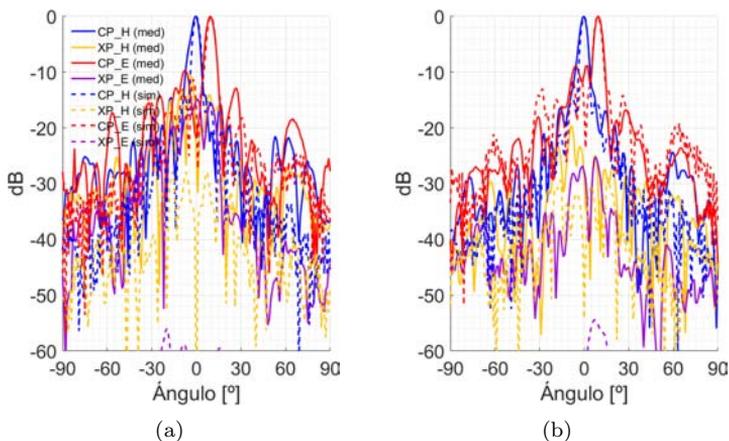
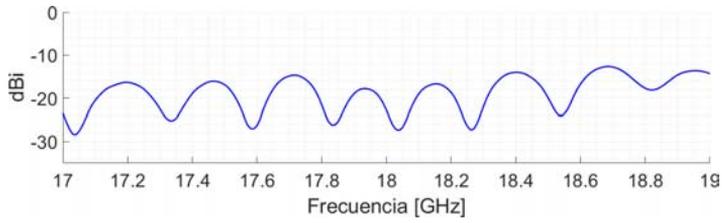
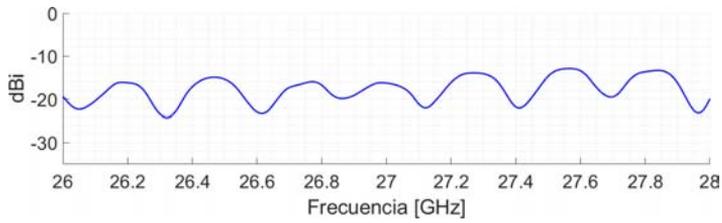


Imagen 3.55: Comparación entre los resultados obtenidos en simulación y mediciones del *reflectarray* de doble banda, alrededor de la frecuencia central alta: (a) 25.75GHz (b) 26.75GHz.

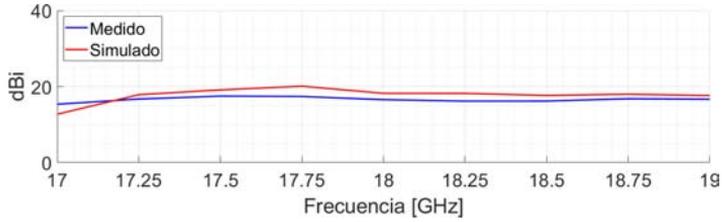


(a)

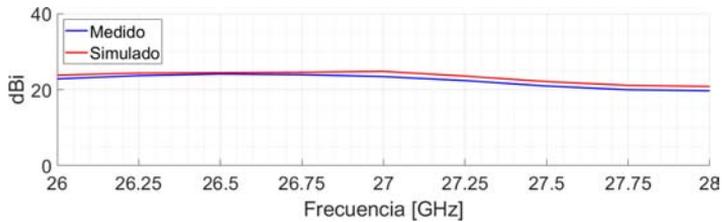


(b)

Imagen 3.56:  $|S_{11}|$  medido del *reflectarray* de doble banda. (a) Banda baja. (b) Banda alta.



(a)



(b)

Imagen 3.57: Comparación de la ganancia simulada y medida del *reflectarray* de doble banda. (a) Banda baja. (b) Banda alta.

Finalmente, al igual que en el *reflectarray* con los resonadores triangulares, el  $|S_{11}|$  que se ha medido y que se muestra en la Imagen 3.56, es muy bueno. Igualmente, en la Imagen 3.57 se ve una adaptación entre curvas simuladas y medidas de la ganancia bastante buena, sobre todo en la banda alta, ya que en la banda baja sí se aprecia algo más de diferencia.

### 3.5. Conclusiones y Líneas Futuras

Para cerrar este extenso Capítulo 3, recapitemos lo conseguido. Partimos de la optimización desarrollada en la Sección 2.3 para la obtención de todas las distribuciones de fase vistas. En primer lugar, se ha desarrollado un *reflectarray* que opera a una frecuencia y que solamente controla una polarización, sirviendo de validación del método de desarrollo, fabricación y medida. Después, se extiende el diseño al control de ambas polarizaciones al mismo tiempo, pudiendo redirigir el haz a direcciones distintas. Por último, aunque se vuelve a manipular una polarización, se ha logrado introducir dos resonadores en una misma celda unidad con el objetivo de operar en dos bandas de frecuencia. En este caso, la fabricación 3D sigue siendo satisfactoria, obteniendo un prototipo capaz de redirigir la onda incidente a distintos puntos en una u otra frecuencia. En resumen, se han alcanzado unas capacidades de diseño, fabricación y medición muy altas, con resultados muy buenos, salvo en casos puntuales que pueden deberse a desperfectos en los prototipos por su manipulación o por errores propios en el proceso de fabricación y de medida. Concretamente, en el momento de la redacción de esta Tesis, no se conoce ningún *reflectarray* metálico en doble banda que tenga las mismas prestaciones que el mostrado aquí.

La evolución natural de este último trabajo sería tratar de extenderlo a la doble polarización, pudiendo tener hasta 4 funciones distintas, una por cada combinación de frecuencia y polarización.

Como se comentó al inicio, el objetivo de estos diseños era asentar la arquitectura 3D aplicada a este tipo de dispositivos, de forma que a partir de ahora se puedan extender a futuros prototipos de RIS. El salto más significativo a este tipo de estructuras es el de pasar de un par de celdas fijas que se están desfasadas  $180^\circ$  a un solo tipo de celda que pueda reconfigurarse, ya sea mecánica o electrónicamente, de forma que pueda adoptar ambos estados según convenga. En el aspecto de la reconfiguración mecánica, la idea básica es introducir algún tipo de movimiento o pieza extra que introduzca esa diferencia de fase. En cuanto a reconfigurar electrónicamente la celda, se intentará en un futuro mediante la inserción de grafeno en el resonador de la celda, de forma que según la alimentación que se aplique sea invisible o no en términos electromagnéticos [27].





## Capítulo 4

# Dispositivos Selectivos en Frecuencia (FSS) basados en Estructuras Resonantes 3D

### 4.1. Introducción y Contenido del Capítulo

El Electromagnetismo Computacional (CEM, *Computational Electromagnetics*) es fundamental para predecir con precisión el comportamiento electromagnético de dispositivos complejos, aunque ello conlleve un alto coste computacional. A lo largo del tiempo se han ido realizando importantes avances para conseguir reducir el tiempo de simulación y permitir también el uso de herramientas CAD de onda completa. Una estrategia clave para acelerar las simulaciones es la reducción del orden del modelo, esto es, simplificar con modelos matemáticos aquellos que son físicamente complejos, de manera que se conserven los aspectos físicos esenciales a través de un conjunto de parámetros [153–158]. En este contexto, se da un enfoque innovador: obtener información valiosa de diseño a partir de una única simulación mediante el Método de Elementos Finitos (FEM, *Finite Element Method*), acelerando además las simulaciones electromagnéticas. Esta información de diseño se emplea dentro de un proceso de optimización basado en electromagnetismo, permitiéndonos identificar acoplamientos electromagnéticos reales entre los resonadores del circuito electromagnético [159, 160]. Esta información es crucial para poder tomar decisiones con criterio sobre cómo actuar en los acoplamientos electromagnéticos y lograr una respuesta electromagnética objetivo.

## CAPÍTULO 4. DISPOSITIVOS SELECTIVOS EN FRECUENCIA (FSS) BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

---

Uno de los dispositivos que pueden ser modelados mediante estrategias como la mencionada anteriormente son las Superficies Selectivas en Frecuencia (FSS, *Frequency Selective Surface*). Las FSS son superficies planas formadas por elementos periódicos que presentan una respuesta selectiva en frecuencia. Las FSS pueden, según la frecuencia de operación, el ángulo de incidencia o la polarización, reflejar, transmitir o polarizar las ondas electromagnéticas que inciden sobre ellas. Las FSS se aplican, por ejemplo, al diseño de antenas, radares, filtros, aisladores, metamateriales y camuflaje electromagnético.

Entre los usos destacados, en este Capítulo se centra la atención en el diseño de estructuras FSS filtrantes en transmisión (filtros evanescentes). Estos filtros emplean guías de onda con modos evanescentes para obtener una alta selectividad en un tamaño reducido. Los modos evanescentes son aquellos que se atenúan exponencialmente a lo largo de la guía de onda, debido a que su frecuencia es menor que la frecuencia de corte de la guía. En este tipo de filtros se pueden introducir elementos dieléctricos o metálicos dentro de la guía de onda para crear resonancias que permiten el paso de ciertas frecuencias, mientras que otras son atenuadas de manera drástica. Los filtros evanescentes se utilizan mucho en el ámbito de las comunicaciones por satélite, ya que pueden operar en varias bandas de frecuencia y generar múltiples haces.

La estructura propuesta en este Capítulo es una FSS completamente metálica formada por guías de onda cuadradas colocadas periódicamente. En sus paredes se insertan resonadores con forma de letra  $H$ , tal como se venía haciendo en los *reflectarrays* del Capítulo anterior. El principio de este trabajo se basa en los campos evanescentes (se opera en región de corte) a lo largo de la dirección de propagación  $\hat{z}$  dentro de un dispositivo con resonadores acoplados. Dichos resonadores impulsan los campos a través de la estructura metálica, conformando una banda de frecuencia de paso. Como resultado, se logra que la respuesta del filtrado se desvincule de los efectos de discontinuidad de la FSS. Del mismo modo, esas perforaciones en las guías de onda metálicas permiten un control individual de cada polarización, trabajando en un contexto de, idealmente, total independencia sin acoplamiento. Ese carácter metálico elimina limitaciones dieléctricas como la degradación en condiciones extremas o las altas pérdidas.

A lo largo de este Capítulo se explicará el principio sobre el que basamos el diseño en cuestión, que abarca el diseño de los dos tipos de celda unidad, un análisis de tolerancias y, por último, la fabricación y caracterización del prototipo.

## 4.2. Matriz de Acoplamiento Electromagnético (ECM, *Electromagnetic Coupling Matrix*)

Partimos de topologías de diseño de FSS ya estudiadas [42], caracterizadas por su ligereza gracias al interior hueco de las celdas. Sin embargo, dicha FSS nunca se ha empleado con fines de filtrado. Además, se afronta el desafío de abordar más de tres resonadores en cascada en el diseño, lo que supone controlar los acoplamientos entre todos los resonadores. Esta complejidad se hace patente ya contando sólo con una polarización; si consideramos ambas, habrá que manejar aún más resonancias.

En este Capítulo, por tanto, se detalla el proceso de diseño de una FSS de doble polarización, estudiando el comportamiento de banda ancha al aumentar el número de resonadores hasta siete en cada polarización. Como consecuencia, se tienen 14 resonancias dentro de la celda de la FSS. Las diferentes vistas de la celda se presentan en la Imagen 4.1.

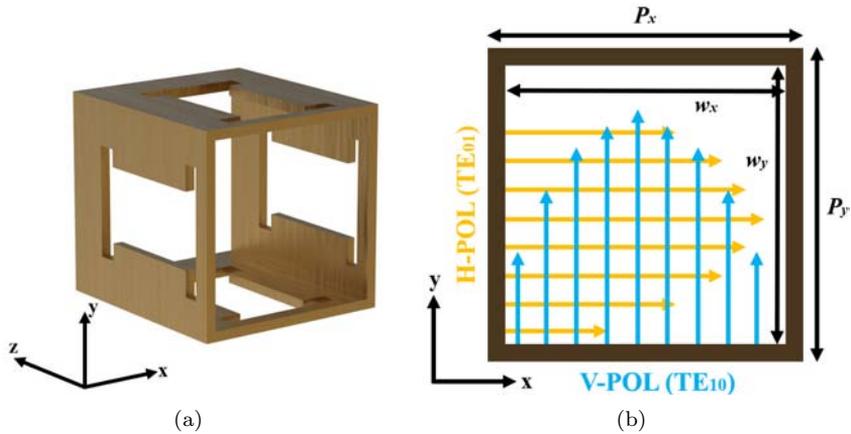


Imagen 4.1: Celda Unidad de la FSS en dos vistas. (a) Perspectiva. (b) Frontal.

Gracias a la simetría presente, el diseño de un circuito de resonadores acoplados de séptimo orden de una sola polarización es suficiente para tener en cuenta el comportamiento en el caso de doble polarización de manera precisa. Se emplea una técnica reciente de Matriz de Acoplamiento Electromagnético (ECM, *Electromagnetic Coupling Matrix*) [159] con dos propósitos: primero, validar un concepto de diseño inicial del que partir y, segundo, proporcionar una guía durante la fase final de la optimización, donde se ajusta la respuesta en frecuencia de la FSS.

## CAPÍTULO 4. DISPOSITIVOS SELECTIVOS EN FRECUENCIA (FSS) BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

---

No se entrará demasiado en detalle sobre la técnica de la ECM, ya que no es el núcleo de este Capítulo. Aún así, es importante conocer de forma somera el principio físico de este recurso, y no sólo aplicarlo como si de una caja negra se tratara, ya que este trabajo es fruto de la colaboración con el autor de la técnica. El propósito primero de esta colaboración fue su aplicación y validación experimental.

Como se comentó antes, debido a la simetría de  $90^\circ$  respecto a la dirección de propagación  $\hat{z}$  que se toma en la celda unidad de la Imagen 4.1, esta estructura puede ser analizada de manera rigurosa considerando una sola polarización. Esto se debe a que las conclusiones extraídas de ese análisis pueden ser aplicadas a la polarización opuesta. De hecho, esa es precisamente la justificación para aplicar la simetría mencionada y que se muestra en la Imagen 4.2.

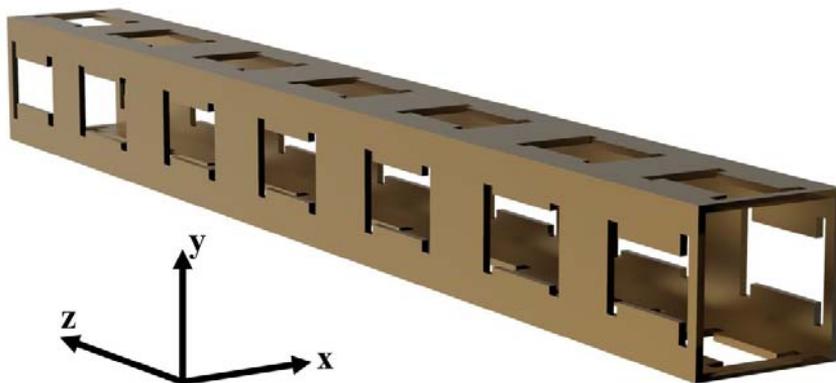


Imagen 4.2: Celda Unidad del Filtro en Cascada.

Además, bajo la incidencia normal de ondas planas con polarización vertical (onda plana cuyo campo eléctrico está orientado en la dirección  $\hat{y}$ ), esta celda unidad puede analizarse de manera eficiente aplicando las condiciones de contorno de PMC y PEC en las correspondientes paredes opuestas, dos a dos. Así, las condiciones de PMC se aplican a las paredes paralelas al plano  $YZ$ , mientras que las de PEC se aplican a las paralelas al plano  $XZ$ . Haciendo esto se puede prescindir de la condición periódica.

Bajo este escenario, se resuelven las ecuaciones de Maxwell armónicas en el tiempo mediante el código desarrollado en C++ por el Profesor Valentín de la Rubia [153, 159]. Esto se hace en el dominio  $\Omega \subset \mathbb{R}^3$ , el cual contiene a la celda unidad (como se mostraba en la Imagen 4.1), para obtener el campo

electromagnético como función de la frecuencia en  $\Omega$ . Gmsh es el *software* utilizado para el mallado de dicho dominio. Este análisis de onda completa se realiza mediante los métodos FEM y de reducción de base, de modo que no se considera aproximación alguna para obtener un barrido rápido en frecuencia. El resultado asociado es una representación fiel del campo eléctrico en  $\Omega$  para la banda de análisis  $\mathcal{B} = [k_{\min}, k_{\max}]$ , es decir:

$$\mathbf{E}(k) = jk\eta_0 \sum_{k_n^2 \in \mathcal{B}_2} \frac{A_n}{k_n^2 - k^2} \mathbf{e}_n + \sum_{n=1}^N \beta_n(k) \mathbf{E}(\kappa_n). \quad (4.1)$$

Donde:

$\mathcal{B}_2$  se refiere a  $[k_{\min}^2, k_{\max}^2]$ .

$\eta_0$  es la impedancia intrínseca en el vacío.

$k_n$  y  $\mathbf{e}_n$  representan las resonancias propias y los correspondientes modos propios de la celda unidad de la FSS.

$A_n$  y  $\beta_n(k)$  son coeficientes calculados en el análisis de onda completa.

$k$  es el número de onda, notación preferible a la frecuencia.

El asunto clave es que, con el código en C++, se puede obtener fácilmente el campo eléctrico  $\mathbf{E}(k)$  en función de la frecuencia en la banda de interés  $\mathcal{B}$  dentro de la celda unidad en  $\Omega$ . Todos los detalles se pueden encontrar en [161]. Esta solución del campo eléctrico (4.1) nos permite hallar con facilidad la función de transferencia de la matriz de impedancia,  $\mathbf{Z}(k)$ . Así,

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_M \end{pmatrix} &= jk\eta_0 \sum_{k_n^2 \in \mathcal{B}_2} \frac{\begin{pmatrix} c_{n1} \\ \vdots \\ c_{nM} \end{pmatrix} (c_{n1} \quad \cdots \quad c_{nM})}{k_n^2 - k^2} \begin{pmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_M \end{pmatrix} \\ &+ \mathbf{Z}_{\text{out-of-band}}(k) \begin{pmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_M \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4.2)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{v} &= \mathbf{Z}(k)\mathbf{i} = (\mathbf{Z}_{\text{in-band}}(k) + \mathbf{Z}_{\text{out-of-band}}(k))\mathbf{i} \\ &= \mathbf{v}_{\text{in-band}} + \mathbf{v}_{\text{out-band}} = \mathbf{Z}_{\text{in-band}}(k)\mathbf{i} + \mathbf{Z}_{\text{out-of-band}}(k)\mathbf{i}. \end{aligned}$$

Las contribuciones electromagnéticas se dividen en dos grupos: dentro y fuera de la banda, llamados  $\mathbf{Z}_{\text{in-band}}$  and  $\mathbf{Z}_{\text{out-of-band}}$ , respectivamente. De esa manera,

en  $\mathbf{Z}_{\text{in-band}}$  sólo se tienen en cuenta los modos propios dentro de la banda, de forma que el resto de contribuciones se toman en  $\mathbf{Z}_{\text{out-of-band}}$ .  $\mathbf{v}$  también se descompone así:  $\mathbf{v}_{\text{in-band}}$  y  $\mathbf{v}_{\text{out-band}}$ . Los polos  $k_n$  de  $\mathbf{Z}_{\text{in-band}}$  tienen residuos de matriz de rango 1 (ver (4.2)). Esto se asemeja a una representación de impedancia de Foster en  $\mathbf{Z}_{\text{in-band}}$  [162]. Dicha propiedad nos permite encontrar una representación matricial más clara de  $\mathbf{Z}_{\text{in-band}}$ :

$$\begin{pmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{C} \\ \mathbf{C}^T & \mathbf{A}(k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{i} \\ \mathbf{E} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{v}_{\text{in-band}} \\ -jk\eta_0 \mathbf{0} \end{pmatrix} \quad (4.3a)$$

$$\mathbf{v}_{\text{in-band}} = jk\eta_0 \mathbf{C} \mathbf{A}^{-1}(k) \mathbf{C}^T \mathbf{i} = \mathbf{Z}_{\text{in-band}}(k) \mathbf{i}. \quad (4.3b)$$

siendo  $\mathbf{A}(k)$  una matriz diagonal cuyas entradas son  $k_n^2 - k^2$ , por lo que tenemos  $\mathbf{A}(k) = \mathbf{K} - k^2 \mathbf{Id}$ ,  $\mathbf{K} = \text{diag}\{k_n^2 \in \mathcal{B}_2\}$ ;  $\mathbf{E}$  representa el campo eléctrico en el modo propio dentro de la banda de interés  $\{\mathbf{e}_n, k_n^2 \in \mathcal{B}_2\}$ ; y los elementos de la matriz  $\mathbf{C}$ ,  $C_{pn}$  ( $C_{pn} = c_{np}$ ) son los coeficientes de acoplo desde los puertos hasta cada modo propio encontrado en la banda de análisis  $\mathcal{B}$ . Como resultado, la matriz

$$\begin{pmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{C} \\ \mathbf{C}^T & \mathbf{K} \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

origina la Matriz de Acoplamiento Electromagnético en la topología transversal de la celda unidad de la FSS en la banda de interés,  $\mathcal{B}$ . También se pueden realizar otras operaciones para obtener los coeficientes de acoplo entre resonadores, aunque para ello se recomienda la lectura de [159, 160].

En resumen, cada vez que se ejecuta un análisis de onda completa en el dominio  $\Omega$ , se obtiene información de diseño muy valiosa sin tener que hacer cálculos adicionales gracias a la técnica de la Matriz de Acoplamiento Electromagnético. Dicha información sirve de guía en la optimización a la hora de ajustar la respuesta en frecuencia de la FSS infinita.

### 4.3. Diseño de la Celda Base de la Estructura

Volviendo a la celda unidad, ya mostrada en la Imagen 4.1, se inspira en la de [33]. Se trata de una geometría tridimensional totalmente metálica que se coloca de manera periódica a lo largo del plano  $YZ$ . Es la base fundamental en la que definir la estructura filtrante, ya que aquí se define su orden y se especifican otras propiedades. Las dimensiones no son aleatorias, sino que se han escogido cuidadosamente para que no haya propagación en su interior. Para ello, las dimensiones internas de la celda ( $w_x$  y  $w_y$ , mostradas en la Imagen 4.1) han de ser inferiores a media longitud de onda. Como la intención es

trabajar entorno a 13GHz como frecuencia central, en la banda Ku, esto implica que dichas dimensiones serán inferiores al centímetro, aproximadamente. Así, la respuesta en transmisión es configurada a través de los resonadores con forma de  $H$  insertados en las paredes. A pesar de su naturaleza reactiva, el modo  $TE_{10}$  (o el análogo  $TE_{01}$ ) es excitado con la polarización incidente, que puede ser vertical (en dirección  $\hat{y}$ ) u horizontal (en dirección  $\hat{x}$ ), como se ve en la Imagen 4.1(b). Procediendo así, se define el orden del filtro según el número de resonadores que se introduzcan a lo largo de la dirección de propagación, o sea,  $-\hat{z}$ .

Este hecho, la inserción de resonadores en la dirección de propagación, es lo que le otorga esa tercera dimensión a la estructura. Así como pasaba con los RAs, se gana un grado de libertad y una gran mejora en el funcionamiento, sobre todo por el control idealmente independiente de las polarizaciones. De este modo, son los resonadores del plano  $XZ$  los que influyen en la polarización horizontal, y los del plano  $YZ$  en la vertical. Como se mencionó más arriba, es la polarización horizontal la que excita el modo  $TE_{01}$  y la vertical el  $TE_{10}$ . Al emplear solamente material metálico, naturalmente desaparecen todas las pérdidas asociadas a dieléctricos, mejorando la eficiencia del dispositivo.

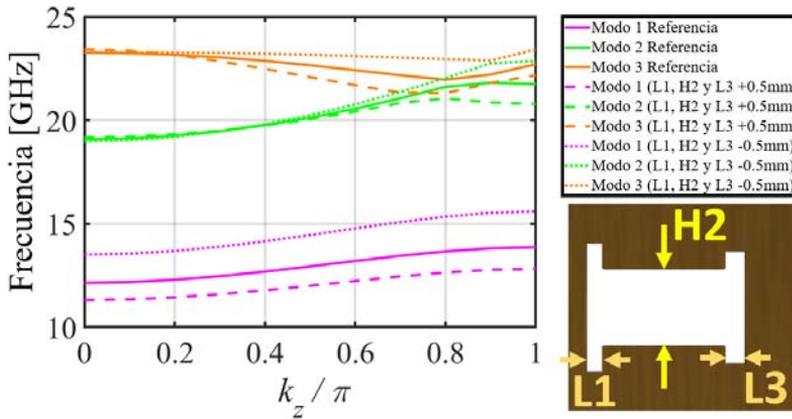


Imagen 4.3: Diagrama de dispersión de la celda unidad base modificando el grosor del resonador.

Se ha llevado a cabo un análisis de la celda unidad (asumiendo periodicidad en todas las direcciones), cuyos resultados se muestran en las Imágenes 4.3-4.5. Los diagramas de dispersión desglosan distintas variaciones de las dimensiones originales de la celda, que se ven reflejadas en su comportamiento. En la Imagen 4.3, el tamaño del resonador se modifica  $\pm 0.5$ mm, mientras que en las Figuras 4.4 y 4.5, las dimensiones indicadas varían en un 10% respecto al valor original. En los diagramas se observa que la celda de referencia establece una banda de paso

CAPÍTULO 4. DISPOSITIVOS SELECTIVOS EN FRECUENCIA (FSS)  
 BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

tanto para el primer modo como para modos de orden superior, con una banda de rechazo bien definida entre el primer y segundo modo. Se esperan bandas de rechazo muy anchas debido a la opacidad de la celda, aunque va disminuyendo conforme los resonadores se acercan a su resonancia, abriendo una banda de paso para el campo electromagnético. Variando los distintos parámetros se puede manipular el comportamiento y el rango de frecuencia del primer modo. Para modificar los modos superiores habría que alterar aún más la forma del resonador.

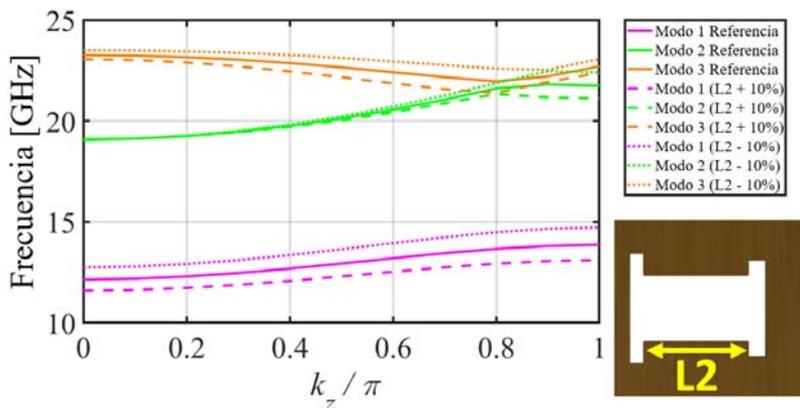


Imagen 4.4: Diagrama de dispersión de la celda unidad base modificando la longitud central del resonador.

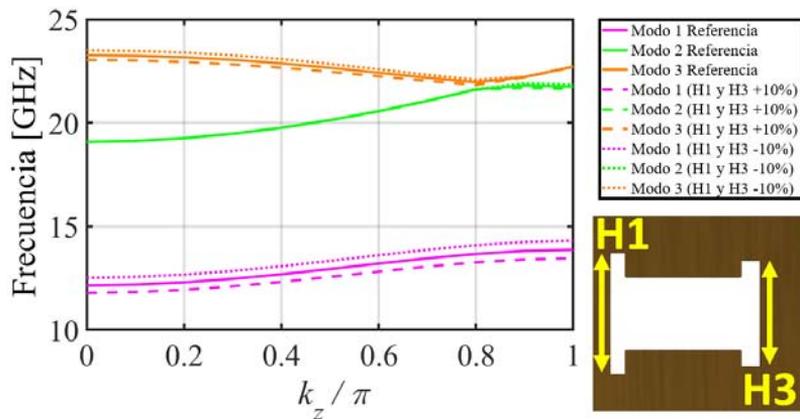


Imagen 4.5: Diagrama de dispersión de la celda unidad base modificando la altura de los extremos del resonador.

## 4.4. Diseño de la Celda Unidad del Filtro en Cascada

Tras modelar y parametrizar la celda unidad base, el siguiente paso natural es utilizarla en cascada para crear el filtro. En concreto, se unirán (para ambas polarizaciones) siete instancias para crear nuestra nueva celda unidad del filtro de séptimo orden. Esta nueva celda se mostró en la Imagen 4.2.

Se espera que al ir encadenando más resonadores vayan apareciendo más resonancias. La consecuencia de tener, en este caso, siete resonancias, es que podremos mantener muy bajo el nivel de  $S_{11}$  (por debajo de -20dB) y que la transición entre la banda de paso y de rechazo sea mucho más abrupta y, por tanto, el filtro sea más selectivo. Además, las resonancias se colocan de manera estratégica para conseguir un aumento en el ancho de banda.

La mayor parte del proceso de diseño se asocia a las dimensiones de cada resonador para obtener las resonancias y acoplos deseados. En este caso, como se comentó antes, trabajaremos alrededor de 13GHz, donde se tratará de diseñar un Filtro Paso Banda. Será un diseño que sirva para demostrar la viabilidad tanto de la estructura en cuanto a su funcionalidad, como del método de diseño a través de la Matriz de Acoplamiento Electromagnético. Aparte, servirá como base para futuros escenarios más complejos.

Las dimensiones finales de la FSS completa se muestran al final del Capítulo, en la Imagen 4.16. La respuesta en frecuencia obtenida con ellas se muestra en la Imagen 4.6. En ella, las bandas de transición tienen un ancho de aproximadamente 100MHz. La Matriz de Acoplamiento Electromagnético que se tiene al final del diseño se muestra a continuación:

$$\begin{pmatrix} 74615 & -6258 & 1107 & -14 & 4 & 0 & 0 \\ -6258 & 73094 & -4746 & -367 & 60 & -1 & 0 \\ 1107 & -4746 & 75660 & -4530 & 845 & -22 & 22 \\ -14 & -367 & -4530 & 73076 & -4417 & -363 & -9 \\ 4 & 60 & 845 & -4417 & 75500 & -4723 & 1097 \\ 0 & -1 & -22 & -363 & -4723 & 73020 & -6215 \\ 0 & 0 & 22 & -9 & 1097 & -6215 & 74458 \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

#### CAPÍTULO 4. DISPOSITIVOS SELECTIVOS EN FRECUENCIA (FSS) BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

---

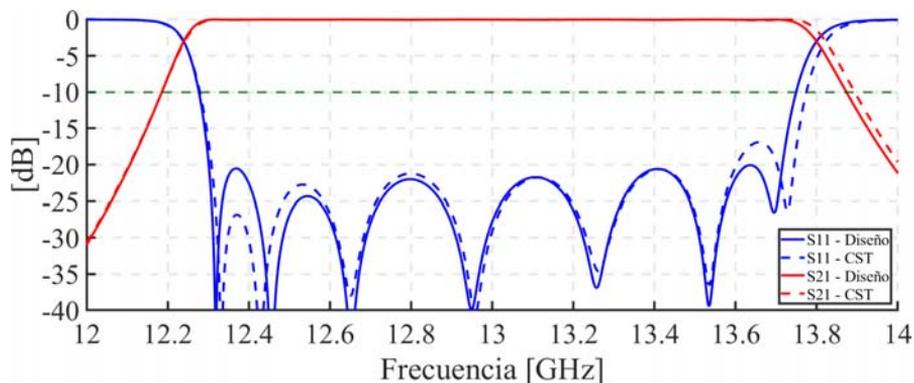


Imagen 4.6: Respuesta de la FSS infinita. Comparación de los parámetros  $S$  entre el diseño y la simulación en CST.

La intención es, como se dijo anteriormente, obtener información física del dispositivo en base a una sola simulación mediante FEM. Sólo con obtener los parámetros  $S$  de una simulación de onda completa no podríamos llegar a un diseño óptimo. Es por esa razón por la que es vital entender el estado interno de la celda unidad de la FSS desde un punto de vista electromagnético. En este trabajo, con un sólo análisis FEM se obtiene la Matriz de Acoplamiento Electromagnético, la cual nos indica el comportamiento entre los resonadores de la celda unidad [159, 160]. Luego, esa matriz se utiliza para sintetizar directamente la respuesta en frecuencia de la estructura. De esta manera, obtenemos una ECM objetivo, que será la referencia a la hora de ir modificando la respuesta en frecuencia. Ese proceso de optimización será breve, ya que guiados por la matriz, sólo son necesarias unas pocas iteraciones modificación-simulación.

## 4.5. Análisis de Tolerancias y Proceso de Fabricación del Prototipo

El proceso de fabricación es una parte crítica en este tipo de filtros en cascada, ya que las tolerancias pueden jugar en contra del rendimiento del dispositivo. Por ese motivo, se ha realizado un exhaustivo análisis de tolerancias, con el objetivo de conocer de primera mano qué elementos son más sensibles a cambios no previstos.

La precisión necesaria es tal que el método de fabricación más apropiado es el corte láser, para lo que se hizo un estudio de resolución y tolerancias de fabricación en una serie de empresas del sector. La resolución nominal que la empresa seleccionada remite es de  $25\mu\text{m}$ , a la que notaremos como  $\Delta s$ . Para analizar en profundidad la sensibilidad de la estructura, el análisis que se lleva a cabo se realiza para los valores  $\Delta s$  y  $2\Delta s$ . Dicho análisis consiste en variar esas cantidades las dimensiones de uno de los resonadores o de varios al mismo tiempo. Con este método se puede observar la evolución del  $|S_{11}|$  desde el diseño original. Para cada caso, la variable  $i$  toma un valor dentro del rango de su valor original,  $s_i$ , con una desviación del factor de variación,  $\Delta s$  o  $2\Delta s$ , según corresponda. Esto es, en el primer caso:  $[s_i - \Delta s, s_i + \Delta s]$ .

El sistema de análisis es sencillo. Primero, se analizan las tolerancias sobre los resonadores de manera individual, comenzando con el del extremo hasta llegar al central (cuatro resonadores en total). Después, se examinan por conjuntos: los dos resonadores de los extremos, los cinco centrales y, por último, todos los resonadores al mismo tiempo. Se hace de esta manera para comprobar si algún resonador, al variar sus dimensiones ligeramente, tiene más influencia que otro sobre la respuesta en frecuencia.

Los resultados de este análisis se muestran en las Imágenes 4.7 y 4.8. En base a ellas, se puede observar que ningún resonador es más sensible que otro y que ninguno provoca una degradación mayor o menor en la respuesta en frecuencia. Por puntualizar, se podría decir que los resonadores de los extremos, si se comparan con los demás, son incluso menos sensibles, es decir, que son más robustos a pequeños cambios.

CAPÍTULO 4. DISPOSITIVOS SELECTIVOS EN FRECUENCIA (FSS)  
BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

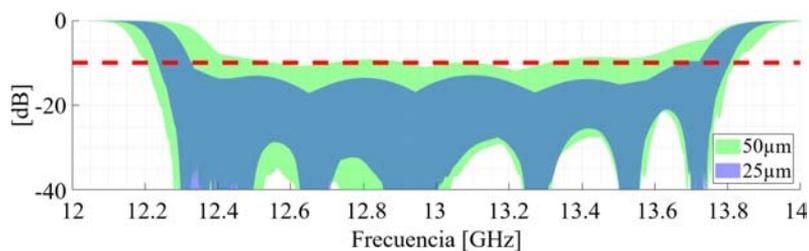
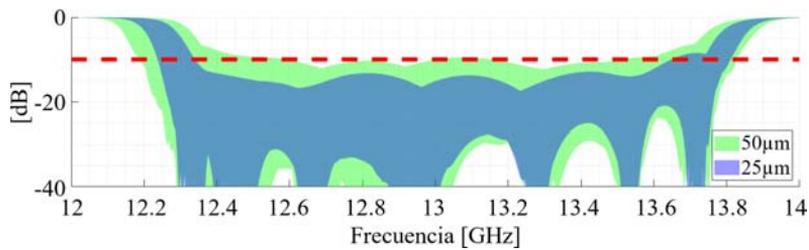
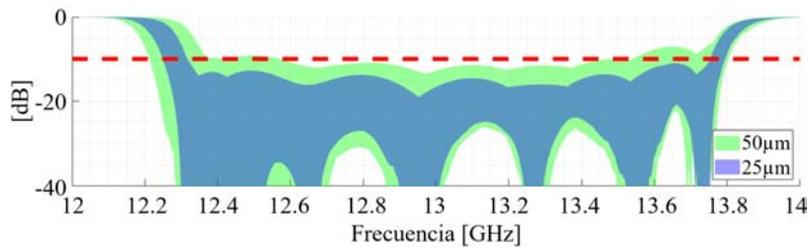
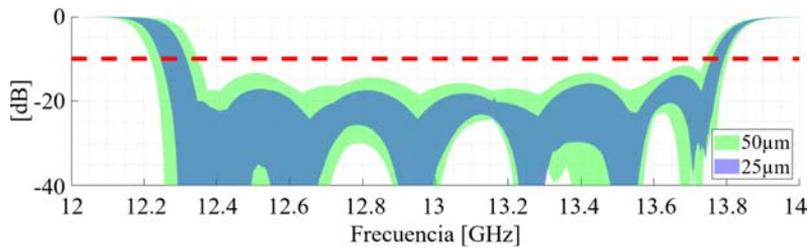


Imagen 4.7: Estudio de tolerancias de la celda unidad al modificar resonadores individuales. (a) Primer (extremo), (b) segundo, (c) tercer, y (d) cuarto (centro) resonador.

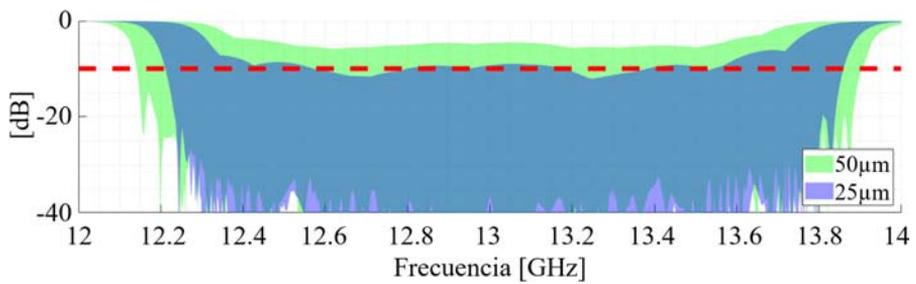
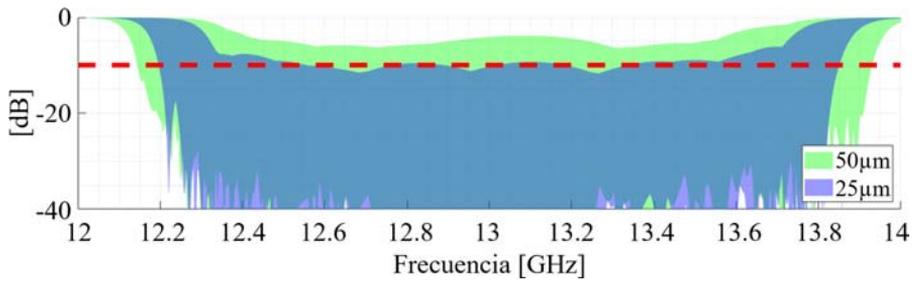
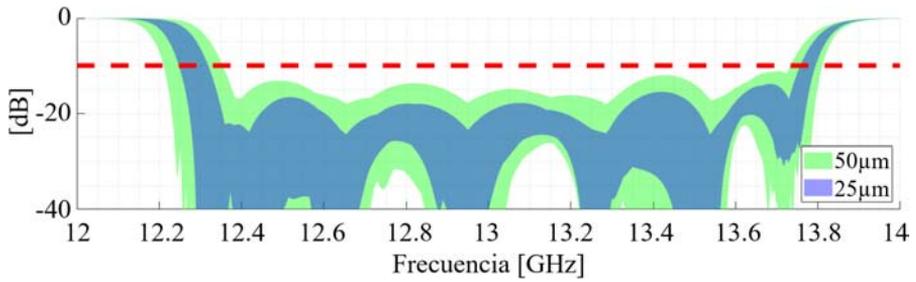


Imagen 4.8: Estudio de tolerancias de la celda unidad al modificar los resonadores por grupos. (a) Resonadores de los extremos. (b) Resonadores centrales. (c) Todos los resonadores.

#### CAPÍTULO 4. DISPOSITIVOS SELECTIVOS EN FRECUENCIA (FSS) BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

---

Para validar los resultados obtenidos a lo largo del diseño basado en la Matriz de Acoplamiento Electromagnético, se acuerda fabricar una FSS con 20x20 celdas unidad de séptimo orden. Por tanto, en el plano  $YZ$  tendremos esos siete resonadores, mientras que en el plano  $XZ$  se observará la estructura 20x20. Está claro que no es posible crear esta estructura mediante corte láser de una sola pieza. Por eso, lo que se propone es una fabricación dividiendo la estructura en placas que se entrelazarán como un puzzle tridimensional de placas ortogonales y paralelas. Así, todas las placas serán idénticas, excepto por la ranura que se les introduce para el encaje: las placas verticales lo tendrán en un extremo y las horizontales, en el otro. En la Imagen 4.9 se muestra una placa de cada tipo que ilustra lo comentado. Por su parte, en la Imagen 4.10 se ilustran los primeros pasos del montaje con dichas placas. Finalmente, en la Imagen 4.11 se muestra la estructura completamente engarzada.

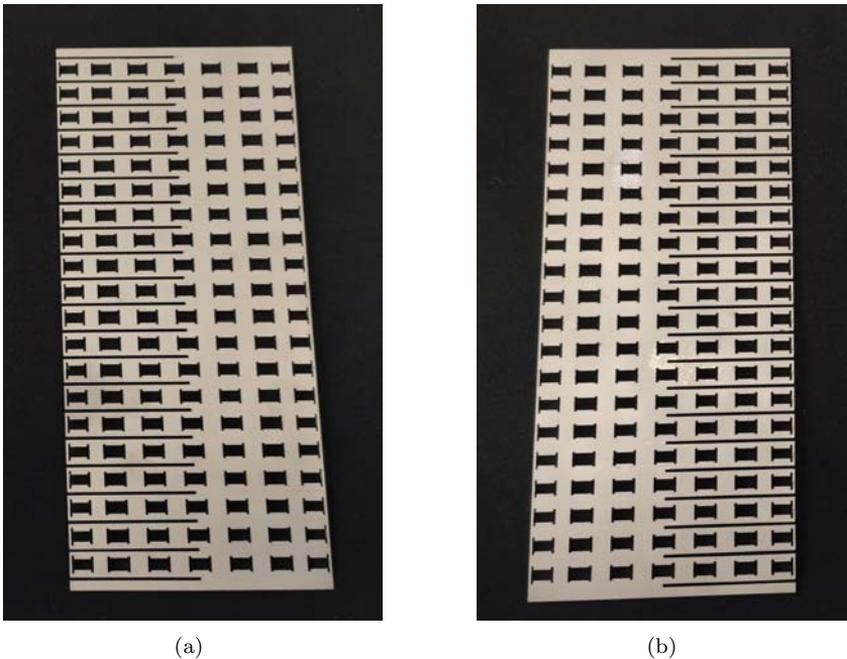


Imagen 4.9: Muestra de las placas metálicas que conforman la FSS. (a) Placa vertical. (b) Placa horizontal.

CAPÍTULO 4. DISPOSITIVOS SELECTIVOS EN FRECUENCIA (FSS)  
BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

---

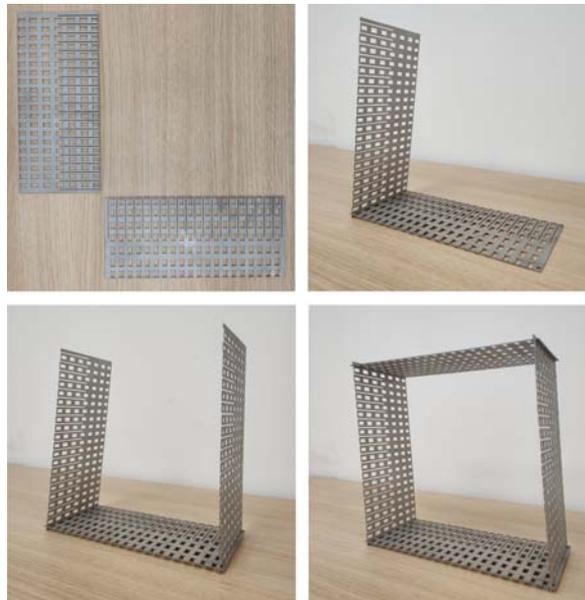


Imagen 4.10: Primeros pasos del montaje de la FSS.

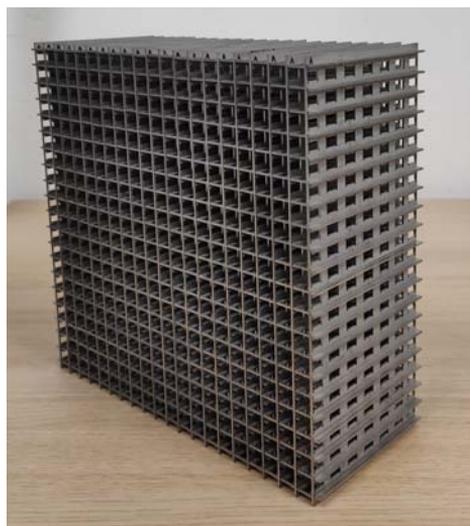


Imagen 4.11: FSS montada, una vez encajadas todas las placas.

#### CAPÍTULO 4. DISPOSITIVOS SELECTIVOS EN FRECUENCIA (FSS) BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

---

A pesar de que, como se comentó en el estudio de tolerancias, la precisión nominal que indicaba la empresa era de  $25\mu\text{m}$ , la realidad dista de dicho valor. En la Imagen 4.12 se muestran varias vistas aumentadas de las placas y los desperfectos producidos en el corte láser. Por ejemplo, se observan ángulos rectos imperfectos (más allá del redondeo de esquinas propio del láser), imperfecciones causadas por quemaduras o incluso gotas del propio acero. Nada más que con estos errores de fabricación, podemos esperar una degradación apreciable en las medidas del prototipo.

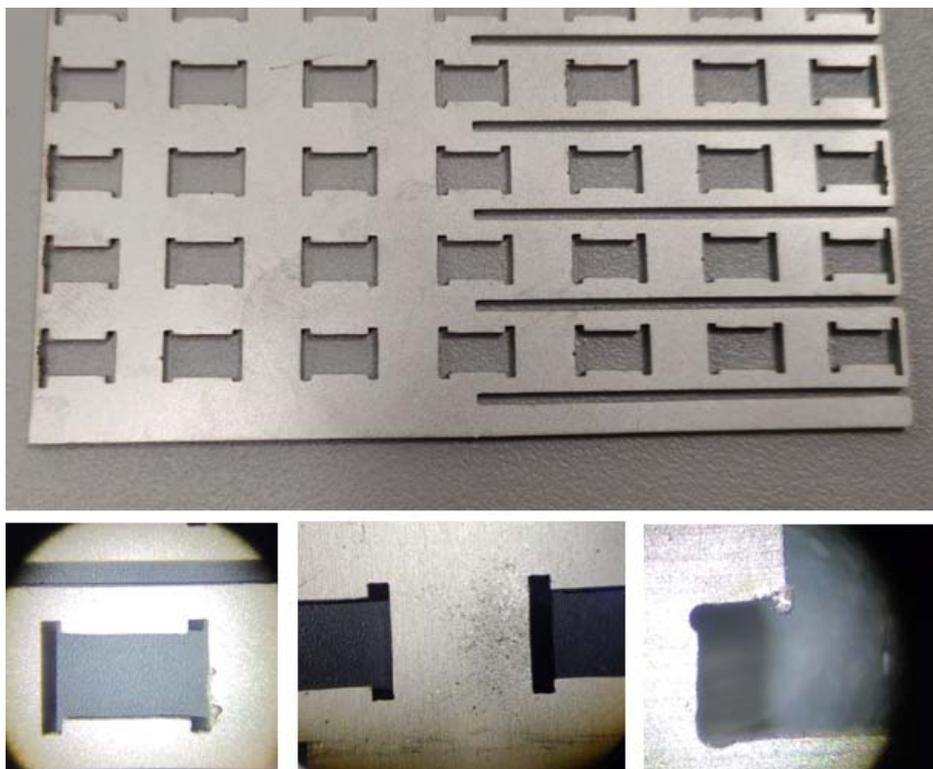


Imagen 4.12: Vista aumentada de las placas.

## 4.6. Caracterización del Prototipo

Para esa caracterización, se volverá a utilizar la infraestructura del SWT-Lab de la Universidad de Granada. Las antenas de bocina que se usarán, teniendo en cuenta el rango de frecuencias al que se trabaja, serán las del estándar WR-75 (modelo Flann 17240). Sin embargo, no se hará uso de la Cámara Anecoica como en los *reflectarrays*, sino que en este caso se utilizará un Banco Óptico. En la Imagen 3.37 se ilustra el montaje completo con el que se va a caracterizar el prototipo.



Imagen 4.13: Esquema del montaje de medida, incluyendo la calibración TRL y GRL.

Antes de comenzar las propias medidas, el montaje debe estar perfectamente alineado y calibrado, para lo que se utilizarán dos métodos de manera conjunta. Primero, se aplica una calibración TRL (*Through-Reflected-Line*) [163] al final de la guía de onda de la antena transmisora, para lo que se utiliza un kit de aluminio compuesto de un corto circuito, que actúa como espejo, y de una línea de 2mm de largo. Con este método se colocan los planos de referencia justo a la entrada de la bocina, en la transición con la guía de onda. Después de esa calibración TRL, se aplica otra, una GRL (*Gating-Reflect-Line*) [164] en espacio libre. Esta calibración, inicialmente ideada para caracterización de materiales [165], se basa en tener en cuenta dos medidas: una del montaje tal cual se usará para medir la FSS, pero sin ella, y otra en la que se colocan dos placas de metal justo en los

## CAPÍTULO 4. DISPOSITIVOS SELECTIVOS EN FRECUENCIA (FSS) BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

extremos de donde se encuentra la FSS, asegurando la total reflexión del frente de onda. Algo parecido se hace también durante el TRL, solo que se ejecuta un proceso de *time-gating* para aislar los efectos de propagación. Con ese proceso, en el que se utiliza una ventana de *Hamming*, se incluyen también los efectos de las antenas. Acabado este proceso de calibración, se asume que los planos de referencia se encuentran justo en las dos caras prototipo que se va a medir. En la Imagen 4.14 se ha esquematizado el montaje de medida con el proceso de calibración.

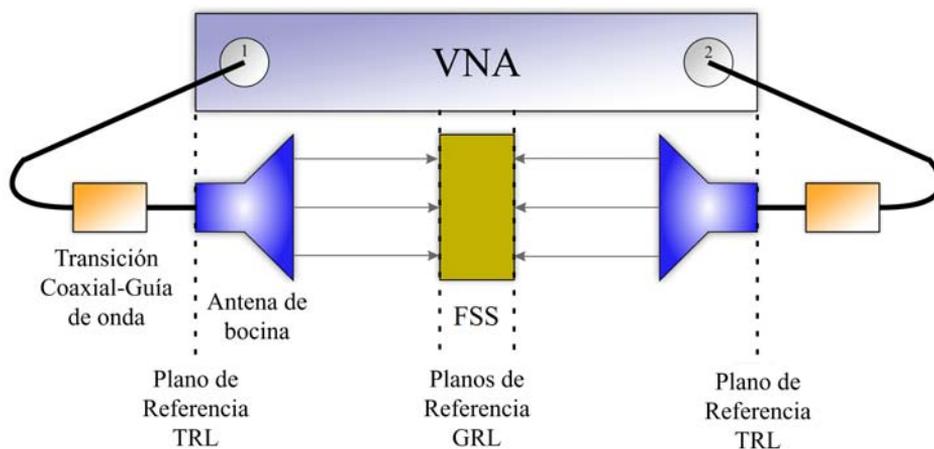


Imagen 4.14: Esquema del montaje de medida, incluyendo las calibraciones.

Tras la calibración, se lleva a cabo la medida de los parámetros  $S$ . Los resultados obtenidos se pueden ver en la Imagen 4.15. En ella, se comparan las curvas de los parámetros  $|S_{11}|$  y  $|S_{21}|$  del diseño original, de la simulación en CST y de las medidas realizadas. Se puede observar que, a grandes rasgos, los resultados experimentales se adecúan en frecuencia razonablemente bien con el diseño de la Matriz de Acoplamiento Electromagnético. También es obvia la degradación en la adaptación de la estructura, sobre todo a baja frecuencia, así como un ligero rizado en la transmisión. Ambos deterioros están justificados, en parte por las tolerancias inherentes al montaje tipo puzzle de las placas metálicas, y en parte por las imperfecciones de fabricación mostradas anteriormente. Esas pérdidas en transmisión coinciden con lo esperado de una placa metálica con cierta rugosidad, que hace descender su conductividad. Estos efectos son los que se introducen en la simulación de CST observable en la Imagen 4.15 y que coinciden mejor con las medidas experimentales. Dicha simulación se obtiene cuando se establece la conductividad del metal en  $0.2 \cdot 10^6 S/m$ , mientras que la conductividad nominal era del orden de entre  $0.8 \cdot 10^6 S/m$  y  $10^6 S/m$ .

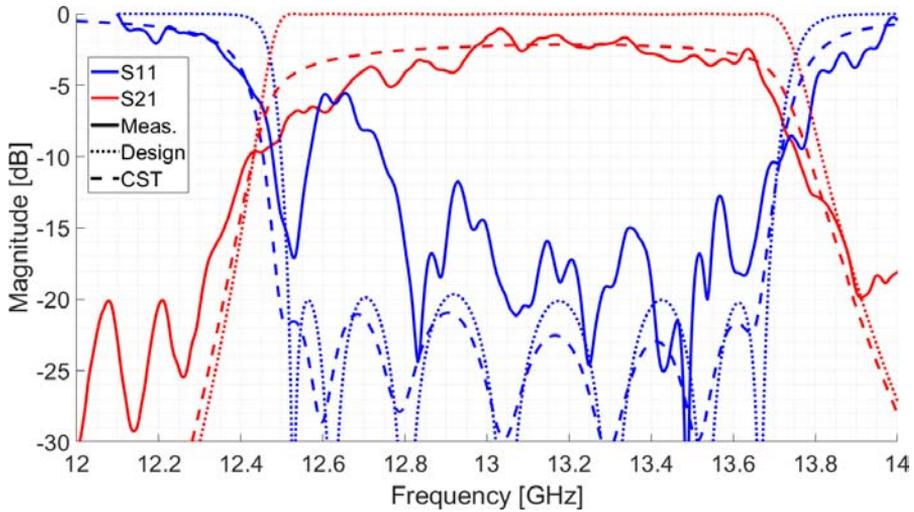


Imagen 4.15: Comparación de los parámetros  $|S_{11}|$  y  $|S_{21}|$  del diseño, la simulación en CST y las medidas realizadas.

También hay que tener en cuenta que el montaje de medida con la calibración GRL es un aspecto igualmente crítico, ya que se precisa de una onda que incida de manera totalmente normal sobre el plano. A su vez, para ello es necesaria una onda idealmente plana. Observando los resultados, las imprecisiones sobre este aspecto toman fuerza: es más notable a frecuencias bajas, misma zona donde la respuesta en frecuencia medida se deteriora más, debido a que la distancia física disminuye en términos de longitud de onda y la directividad de las antenas de bocina disminuyen.

## 4.7. Conclusiones y Líneas Futuras

El prototipo y los resultados experimentales son satisfactorios, ya que han servido para validar, sin lugar a dudas, el método de la Matriz de Acoplamiento Electromagnético aplicado al diseño de esta FSS tridimensional. Además, el margen de mejora en cuanto al proceso de fabricación es muy grande, pudiendo llegar a mejorar notablemente los resultados experimentales. En menor medida, también se puede mejorar el montaje de medida para disminuir los factores de error que ello implica. Por tanto, estos dos aspectos serían los inmediatos a abordar para el trabajo futuro relacionado con este tipo de estructuras. Aun así, a pesar de las discrepancias entre simulaciones y caracterización, el prototipo muestra su función filtrante con un ancho de banda no despreciable del 9.91 %.

CAPÍTULO 4. DISPOSITIVOS SELECTIVOS EN FRECUENCIA (FSS)  
 BASADOS EN ESTRUCTURAS RESONANTES 3D

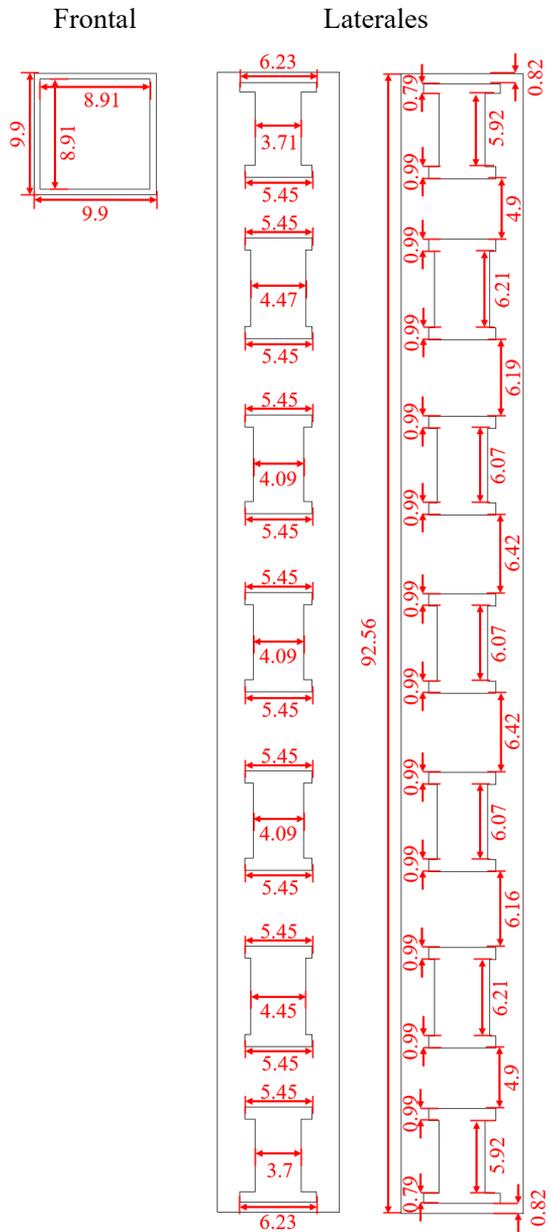


Imagen 4.16: Dimensiones finales de la FSS.





## Capítulo 5

# Contribuciones Científicas derivadas de la Tesis

En este capítulo se listan los artículos científicos elaborados para la diseminación de resultados obtenidos a lo largo de la Tesis, y que se han incluido en esta Memoria.

Por un lado, las publicaciones en revistas de alto impacto directamente relacionadas con esta Tesis:

- **I. Parellada-Serrano**, M. Pérez-Escribano, C. Molero, P. Padilla, V. de la Rubia, “*Three-Dimensional Fully Metallic Dual Polarization Frequency Selective Surface Design Using Coupled-Resonator Circuit Information*,” aceptado el 26 de diciembre de 2023 en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. doi: 10.1109/TAP.2024.3350192.
- **Ignacio Parellada-Serrano**, Jaime Velasco, Carlos Molero, María García-Vigueras, Pablo Padilla, “*Fully-metallic 3D mmWave Reflectarray with independent polarization steering control*,” *major revision* en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*.
- **Ignacio Parellada-Serrano**, Mario Pérez-Escribano, Andrés Biedma-Pérez, Carlos Molero, María García-Vigueras, Pablo Padilla, “*3D-printed Metal-Only Reflectarray with Dual-Band Operation*” artículo en proceso para *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*.
- J. Velasco, **I. Parellada-Serrano**, C. Molero, “*Fully Metallic Reflectarray for the Ku-Band Based on a 3D Architecture*,” in *Electronics*, vol. 10, no. 21, 2648, Octubre 2021. doi.org/10.3390/electronics10212648.

Por otro lado, se han realizado contribuciones a diferentes Congresos, nacionales e internacionales, incluyendo sus correspondientes presentaciones orales:

- **Ignacio Parellada**, J. Velasco, C. Molero, P. Padilla, “*Fully Metallic Reflectarray for the Ku-Band Based on a 3D Architecture*,” en el XXXVI *URSI National Symposium*, Vigo (Online), 20-24 de Septiembre de 2021.
- **Ignacio Parellada-Serrano**, Ángel Palomares-Caballero, Carlos Molero, Pablo Padilla, “*Optimization-Based Design of Reflectarrays and Automatic Construction and Simulation with CST*,” en el XXXVII *URSI National Symposium*, Málaga, 5-7 de Septiembre de 2022.
- **I. Parellada**, C. Molero, P. Padilla and V. de la Rubia, “*Fully Metallic Frequency Selective Surface Design via Electromagnetics Coupling Matrix*,” 2023 *17th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Florencia, March 26<sup>th</sup>-31<sup>st</sup> 2023, pp. 1-5, doi: 10.23919/EuCAP57121.2023.10133128.
- **I. Parellada-Serrano**, J. Velasco, Á. Palomares-Caballero, C. Molero, P. Padilla, J.F. Valenzuela-Valdés, “*3D-Manufacturing of Reflectarrays through the process of Stereolithography plus Metallization*,” en el *9th International Conference on Antennas and Electromagnetic Systems (AES)*, Torremolinos, 5-8 de junio de 2023.

Algunos métodos y herramientas elaboradas a lo largo de la Tesis, y descritas a lo largo de esta Memoria, también han sido de ayuda para la obtención de resultados de otros compañeros y la consecuente publicación de artículos o contribuciones a Congresos:

- C. Molero, Á. Palomares-Caballero, A. Alex-Amor, **I. Parellada-Serrano**, F. Gamiz, P. Padilla, J. Valenzuela-Valdés, “*Metamaterial-Based Reconfigurable Intelligent Surface: 3D Meta-Atoms Controlled by Graphene Structures*,” in *IEEE Communications Magazine*, vol. 59, no. 6, pp. 42-48, June 2021, doi: 10.1109/MCOM.001.2001161.
- V. De La Rubia, I. Parellada, C. Molero and P. Padilla, “*EM-Based Design of All Metal Frequency Selective Surfaces with Finite Transmission Zeros*,” 2023 *17th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Florence, Italy, 2023, pp. 1-5, doi: 10.23919/EuCAP57121.2023.10133422.
- A. Martín-Martín, R. Padiál-Allué, E. Castillo, L. Parrilla, **I. Parellada**, A. Morán, A. García, “*Hardware Implementations of a Deep Learning*

*Approach to Optimal Configuration of Reconfigurable Intelligence Surfaces,”*  
bajo revisión en *Sensors*.

Por último, también se ha participado activamente en el proyecto que ha dado lugar a la siguiente propuesta de patente y su extensión a patente internacional:

- Número de solicitud: P202130052. Fecha de solicitud: 25/01/2021. Título: Estructura Tridimensional Inteligente y Reconfigurable para la manipulación de ondas electromagnéticas.
- Presentación de la solicitud internacional (PCT) correspondiente a la solicitud anterior (P202130052), con título: Estructura Tridimensional Inteligente y Reconfigurable para la manipulación de ondas electromagnéticas. Número asignado (OEPM): PCT/ES2022/070031.



# Índice de tablas

1.1. Bandas de frecuencias según el estándar del IEEE. . . . .	24
2.1. Tiempo medio de cómputo (en segundos) del algoritmo de optimización según el tamaño del RA y el número de bits. . . . .	69
3.1. Dimensiones de los dos resonadores con forma de $C$ seleccionados.	117
3.2. Dimensiones de los dos resonadores triangulares seleccionados. . .	117
3.3. Identificación de los cambios de fase de una celda a otra. . . . .	118
3.4. Dimensiones de los dos resonadores con forma de $C$ seleccionados.	130
3.5. Dimensiones de los dos resonadores circulares seleccionados. . . . .	130



# Índice de figuras

1.1. Evolución de los estándares y sus principales retos tecnológicos para las futuras comunicaciones. Imagen adaptada de [12]. . . . .	24
1.2. Escenario general de un RA y su alimentación. Imagen extraída de [67]. . . . .	28
1.3. Diferentes tipos de elementos que suelen emplearse en agrupaciones. Imagen adaptada de [75]. . . . .	31
1.4. Ejemplo esquemático de un filtro (a) pasivo y (b) activo. . . . .	33
1.5. Magnitud de la respuesta en frecuencia de los cuatro tipos de filtros. (a) LPF. (b) HPF. (c) BPF. (d) BSF. . . . .	34
1.6. Comparación de las respuestas entre el filtro de Butterworth y el filtro de Chebyshev. . . . .	35
1.7. Comparación de las respuestas de los filtros de (a) Butterworth y (b) Chebyshev, según su orden. . . . .	36
1.8. El IBM 305 RAMAC, primer ordenador comercial con disco duro. Imagen extraída de [128]. . . . .	40
1.9. Ejemplo de aplicación del operador de cruce. . . . .	43
1.10. Ejemplo de aplicación del operador de mutación. . . . .	44
1.11. Pseudo-código del algoritmo NSGA-II [140]. . . . .	46
1.12. Diagrama de flujo del algoritmo NSGA-II. . . . .	47
1.13. Pseudo-código del algoritmo MOCeII [142]. . . . .	48
1.14. Diagrama de flujo del algoritmo MOCeII. Adaptada [142]. . . . .	49
2.1. Esquema del elemento del <i>reflectarray</i> [143]. . . . .	53
2.2. Máscara de radiación para la componente copolar. (a) Vista superior. (b) Vista inferior. . . . .	54
2.3. Ejemplificación del cómputo de los objetivos. . . . .	55
2.4. Diagrama de radiación resultante de una solución aleatoria de la población inicial. Corte en $u$ con $v = 0$ . . . . .	56
2.5. Componente copolar del diagrama obtenido tras la primera fase de optimización. (a) Polarización horizontal. (b) Polarización vertical. . . . .	56

2.6. Cortes del diagrama obtenido tras la primera fase de optimización comparado con las máscaras. (a) $v = 0$ . (b) $u = 0.3$ . . . . .	57
2.7. Componente contrapolar del diagrama obtenido tras la primera fase de optimización. (a) Polarización horizontal. (b) Polarización vertical. . . . .	58
2.8. Cortes del diagrama obtenido al finalizar la optimización. (a) $v = 0$ . (b) $u = 0.3$ . . . . .	59
2.9. Valores finales, en milímetros, de $T_x$ (izquierda) y $T_y$ (derecha) para los 30x30 elementos del <i>reflectarray</i> . . . . .	60
2.10. Esquema general del funcionamiento de un <i>reflectarray</i> . . . . .	62
2.11. Esquema del escenario de incidencia de la onda en el RA. (a) Caso de onda plana. (b) Caso de onda esférica. . . . .	64
2.12. Diagrama de flujo del algoritmo de optimización. . . . .	66
2.13. Ejemplo de distribución de fases para los dos escenarios. (a) Onda plana. (b) Onda Esférica. . . . .	67
2.14. Diagramas de radiación asociados a las distribuciones de fases. (a) Onda plana. (b) Onda esférica. . . . .	68
2.15. <i>Frame</i> principal de la Interfaz Gráfica. . . . .	70
2.16. Marco de configuración de la optimización de diseños de CST. . . . .	71
2.17. Ventana de declaración de variables del diseño de CST. . . . .	71
2.18. Ventana de declaración de restricciones entre variables del diseño. . . . .	72
2.19. Ventana de declaración de los objetivos del algoritmo. . . . .	73
2.20. Ventana de configuración del optimizador. . . . .	74
2.21. Ventana resumen de la optimización. . . . .	75
2.22. Observación de <i>History List</i> . (a) Vista del historial con las entradas correspondientes a la creación de un bloque y de una esfera. (b) Detalle de la entrada de la creación del bloque. (c) Detalle de la entrada de la creación de la esfera. . . . .	77
2.23. Ejemplo de código para la creación de un prisma. (a) Vista en detalle de la entrada a reproducir. (b) Código para la reproducción de la entrada. . . . .	79
2.24. Proceso de construcción de la celda unidad del <i>reflectarray</i> de doble banda (Sección 3.4) a través de la herramienta de CST y MATLAB. . . . .	80
3.1. Celda unidad del <i>reflectarray</i> una polarización. (a) Vista en perspectiva, mostrando la incidencia normal de la onda plana. (b) Alzado. (c) Perfil. . . . .	87
3.2. (a) Selección de respuestas en frecuencia en el proceso de búsqueda de las celdas. (b) Diferencia de fase de las celdas escogidas. . . . .	90
3.3. Comportamiento de las celdas frente a incidencia oblicua. (a) Curvas de fase de ambas celdas. (b) Diferencia de fase entre celdas. . . . .	91

3.4. Cálculo ilustrado de la distancia entre la bocina y el RA. . . . .	93
3.5. Distribución de fases para el RA de una polarización considerando incidencia normal y apuntamiento hacia $(\phi_o, \theta_o) = (0^\circ, 10^\circ)$ . . . . .	93
3.6. Escenario de simulación del RA de una polarización. . . . .	94
3.7. Resultado de simulación en 3D del <i>reflectarray</i> de una polarización. . . . .	95
3.8. Prototipo del <i>reflectarray</i> de una polarización. (a) Dieléctrico. (b) Metalizado. . . . .	95
3.9. Montaje para la medida del RA de una polarización en la Cámara Anecoica del SWT-Lab de la UGR. . . . .	96
3.10. Comparación entre los resultados obtenidos en simulación y medidas del <i>reflectarray</i> de una polarización a la frecuencia de 53GHz. . . . .	97
3.11. (a) $ S_{11} $ del RA de una polarización fabricado. (b) Ganancia del RA simulada y medida en la dirección del lóbulo principal. . . . .	98
3.12. Celda unidad para doble polarización. (a) Vista en perspectiva. (b) Frontal (c) Lateral. . . . .	100
3.13. Comprobación de la independencia de las polarizaciones manteniendo el estado del resonador horizontal. (a) H-0° y V-0° $\rightarrow$ 180°. (b) H-180° y V-0° $\rightarrow$ 180°. . . . .	101
3.14. Comprobación de la independencia de las polarizaciones manteniendo el estado del resonador vertical. (a) V-0° y H-0° $\rightarrow$ 180°. (b) V-180° y H-0° $\rightarrow$ 180°. . . . .	102
3.15. Distribución de fases para el <i>reflectarray</i> de doble polarización. (a) Polarización vertical. (b) Polarización horizontal. . . . .	103
3.16. (a) Esquema de simulación para la polarización vertical. (b) Simulación 3D de la polarización vertical. . . . .	104
3.17. (a) Esquema de simulación para la polarización horizontal. (b) Simulación 3D de la polarización horizontal. . . . .	105
3.18. Esquema de la descomposición del campo eléctrico en las direcciones de los resonadores. . . . .	105
3.19. Resultado de simulación en 3D del <i>reflectarray</i> de doble polarización. . . . .	106
3.20. Prototipo metalizado del <i>reflectarray</i> de doble polarización. (a) Vista de los resonadores para la polarización vertical. (b) Vista de los resonadores para la polarización horizontal. . . . .	107
3.21. Comparación entre los resultados obtenidos en simulación y medidas del <i>reflectarray</i> de doble polarización (polarización vertical) a la frecuencia de 53GHz. . . . .	108
3.22. Comparación entre los resultados obtenidos en simulación y medidas del <i>reflectarray</i> de doble polarización (polarización horizontal) a la frecuencia de 53GHz. . . . .	108

3.23. Comparación entre los resultados obtenidos en simulación y medidas de la polarización vertical a las frecuencias: (a) 51GHz (b) 55GHz. . . . .	109
3.24. Comparación entre los resultados obtenidos en simulación y medidas de la polarización horizontal a las frecuencias: (a) 51GHz (b) 55GHz. . . . .	109
3.25. (a) $ S_{11} $ del RA de doble polarización fabricado. (b) Ganancia del RA simulada y medida en la dirección del lóbulo principal. . . . .	110
3.26. Vistas de la celda unidad del <i>reflectarray</i> de doble banda. (a) Perspectiva. (b) Alzado. (c) Perfil. . . . .	112
3.27. Dimensiones de los dos tipos de resonadores de la celda de doble banda. (a) Resonador $C$ . (b) Resonador $\Delta$ . . . . .	113
3.28. Esquema del procesado de las celdas de doble banda. . . . .	115
3.29. Perspectivas de las cuatro celdas elegidas para el <i>reflectarray</i> de doble banda. (a) <i>Celda 00</i> . (b) <i>Celda 10</i> . (c) <i>Celda 01</i> . (d) <i>Celda 11</i> . . . . .	118
3.30. Diferencias de fase de la <i>Celda 00</i> con las otras tres. . . . .	119
3.31. Diferencias de fase de la <i>Celda 01</i> con las otras tres. . . . .	120
3.32. Diferencias de fase de la <i>Celda 10</i> con las otras tres. . . . .	120
3.33. Diferencias de fase de la <i>Celda 11</i> con las otras tres. . . . .	121
3.34. Distribuciones de fase optimizadas para el <i>reflectarray</i> de doble banda con incidencia normal. (a) Banda baja (18GHz) con apuntamiento hacia $(\phi_o, \theta_o) = (0^\circ, 30^\circ)$ . (b) Banda alta (27GHz) con apuntamiento hacia $(\phi_o, \theta_o) = (0^\circ, 10^\circ)$ . . . . .	122
3.35. Resultado de simulación en 3D del <i>reflectarray</i> de doble banda. (a) Banda baja (18GHz). (b) Banda alta (27GHz). . . . .	123
3.36. Prototipo del <i>reflectarray</i> de doble banda con los resonadores con forma de $C$ y $\Delta$ . . . . .	123
3.37. Montaje para la medida del <i>reflectarray</i> de doble banda. . . . .	124
3.38. Comparación entre los resultados obtenidos en simulación y medidas del RA de doble banda. Frecuencia central de la banda baja (18GHz). . . . .	125
3.39. Comparación entre los resultados obtenidos en simulación y medidas del <i>reflectarray</i> de doble banda, alrededor de la frecuencia central baja: (a) 17.5GHz (b) 18.5GHz. . . . .	125
3.40. Comparación entre los resultados obtenidos en simulación y medidas del <i>reflectarray</i> de doble banda. Frecuencia central de la banda alta (26.75GHz). . . . .	126
3.41. Comparación entre los resultados obtenidos en simulación y medidas del <i>reflectarray</i> de doble banda, alrededor de la frecuencia central alta: (a) 26.25GHz (b) 27.25GHz. . . . .	126

3.42. $ S_{11} $ medido del <i>reflectarray</i> de doble banda. (a) Banda baja. (b) Banda alta. . . . .	127
3.43. Comparación de la ganancia simulada y medida del <i>reflectarray</i> de doble banda. (a) Banda baja. (b) Banda alta. . . . .	127
3.44. Dimensiones de los dos tipos de resonadores de la celda de doble banda. (a) Resonador <i>C</i> . (b) Resonador <i>O</i> . . . . .	128
3.45. Perspectivas de las cuatro celdas elegidas para el <i>reflectarray</i> de doble banda. (a) <i>Celda 00</i> . (b) <i>Celda 10</i> . (c) <i>Celda 01</i> . (d) <i>Celda 11</i> . . . . .	130
3.46. Diferencias de fase de la <i>Celda 00</i> con las otras tres. . . . .	131
3.47. Diferencias de fase de la <i>Celda 01</i> con las otras tres. . . . .	132
3.48. Diferencias de fase de la <i>Celda 10</i> con las otras tres. . . . .	132
3.49. Diferencias de fase de la <i>Celda 11</i> con las otras tres. . . . .	133
3.50. Resultado de simulación en 3D del <i>reflectarray</i> de doble banda. (a) Banda baja (17.25GHz). (b) Banda alta (26.5GHz). . . . .	133
3.51. Prototipo ya metalizado del <i>reflectarray</i> de doble banda con los resonadores con forma de <i>C</i> y <i>O</i> . . . . .	134
3.52. Comparación entre los resultados obtenidos en simulación y medidas del RA de doble banda. Frecuencia central de la banda baja (17.5GHz). . . . .	135
3.53. Comparación entre los resultados obtenidos en simulación y medidas del <i>reflectarray</i> de doble banda, alrededor de la frecuencia central baja: (a) 17.25GHz (b) 17.75GHz. . . . .	135
3.54. Comparación entre los resultados obtenidos en simulación y medidas del <i>reflectarray</i> de doble banda. Frecuencia central de la banda alta (26.25GHz). . . . .	136
3.55. Comparación entre los resultados obtenidos en simulación y medidas del <i>reflectarray</i> de doble banda, alrededor de la frecuencia central alta: (a) 25.75GHz (b) 26.75GHz. . . . .	136
3.56. $ S_{11} $ medido del <i>reflectarray</i> de doble banda. (a) Banda baja. (b) Banda alta. . . . .	137
3.57. Comparación de la ganancia simulada y medida del <i>reflectarray</i> de doble banda. (a) Banda baja. (b) Banda alta. . . . .	137
4.1. Celda Unidad de la FSS en dos vistas. (a) Perspectiva. (b) Frontal. . . . .	143
4.2. Celda Unidad del Filtro en Cascada. . . . .	144
4.3. Diagrama de dispersión de la celda unidad base modificando el grosor del resonador. . . . .	147
4.4. Diagrama de dispersión de la celda unidad base modificando la longitud central del resonador. . . . .	148
4.5. Diagrama de dispersión de la celda unidad base modificando la altura de los extremos del resonador. . . . .	148

## ÍNDICE DE FIGURAS

---

4.6. Respuesta de la FSS infinita. Comparación de los parámetros $S$ entre el diseño y la simulación en CST. . . . .	150
4.7. Estudio de tolerancias de la celda unidad al modificar resonadores individuales. (a) Primer (extremo), (b) segundo, (c) tercer, y (d) cuarto (centro) resonador. . . . .	152
4.8. Estudio de tolerancias de la celda unidad al modificar los resonadores por grupos. (a) Resonadores de los extremos. (b) Resonadores centrales. (c) Todos los resonadores. . . . .	153
4.9. Muestra de las placas metálicas que conforman la FSS. (a) Placa vertical. (b) Placa horizontal. . . . .	154
4.10. Primeros pasos del montaje de la FSS. . . . .	155
4.11. FSS montada, una vez encajadas todas las placas. . . . .	155
4.12. Vista aumentada de las placas. . . . .	156
4.13. Esquema del montaje de medida, incluyendo la calibración TRL y GRL. . . . .	157
4.14. Esquema del montaje de medida, incluyendo las calibraciones. . . . .	158
4.15. Comparación de los parámetros $ S_{11} $ y $ S_{21} $ del diseño, la simulación en CST y las medidas realizadas. . . . .	159
4.16. Dimensiones finales de la FSS. . . . .	160





# Siglas

**5G**, Quinta Generación, *Fifth Generation*

**6G**, Sexta Generación, *Sixth Generation*

**AE**, Algoritmo Evolutivo

**AG**, Algoritmo Genético

**API**, Interfaz de Programación de Aplicaciones, *Application Programming Interface*

**BPF**, Filtro Paso Banda, *Band Pass Filter*

**BSF**, Filtro Rechazo Banda, *Band Stop Filter*

**CEM**, Electromagnetismo Computacional, *Computational Electromagnetics*

**ECM**, Matriz de Acoplamiento Electromagnético, *Electromagnetics Coupling Matrix*

**FEM**, Método de Elementos Finitos, *Finite Element Method*

**FIR**, Respuesta Finita al Impulso, *Finite Impulse Response*

**FR2**, Rango de Frecuencia 2, *Frequency Range 2*

**FSS**, Superficie Selectiva en Frecuencia, *Frequency Selective Surface*

**GRL**, *Gating-Reflect-Line*

## ÍNDICE DE FIGURAS

---

**GUI**, Interfaz Gráfica de Usuario, *Graphic User Interface*

**HPF**, Filtro Paso Alto, *High Pass Filter*

**IA**, Inteligencia Artificial

**IIR**, Respuesta Infinita al Impulso, *Infinite Impulse Response*

**LPF**, Filtro Paso Bajo, *Low Pass Filter*

**LTI**, Lineal e Invariante en el Tiempo, *Linear Time-Invariant*

**NLOS**, Sin Línea de Visión, *Non Line of Sight*

**NSGAI**, Algoritmo Genético de Clasificación No Dominada II, *Non-dominated Sorting Genetic Algorithm II*

**PCB**, Placa de Circuito Impreso, *Printed Circuit Board*

**RA**, *Reflectarray*

**RAM**, Materiales Absorbentes de Radar, *Radar Absorber Materials*

**RES**, Red Española de Supercomputación

**RCS**, Sección Transversal de Radar, *Radar Cross-Section*

**RF**, Radiofrecuencia, *Radiofrequency*

**RIS**, Superficie Inteligente Reconfigurable, *Reconfigurable Intelligent Surface*

**SLA**, Estereolitografía, *Stereolithography*

**SLL**, Nivel de Lóbulo Secundario, *Side Lobe Level*

**TRL**, *Through-Reflected-Line*





# Bibliografía

- [1] A. Gupta and R. K. Jha, “A survey of 5g network: Architecture and emerging technologies,” *IEEE Access*, vol. 3, pp. 1206–1232, 2015.
- [2] M. Agiwal, H. Kwon, S. Park, and H. Jin, “A survey on 4g-5g dual connectivity: Road to 5g implementation,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 16 193–16 210, 2021.
- [3] ITU-R Rec. M.2083-0(09/2015), “IMT Vision — Framework and Overall Objectives of the Future Development of IMT for 2020 and Beyond,” 2015.
- [4] Z. Pi and F. Khan, “An introduction to millimeter-wave mobile broadband systems,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 6, pp. 101–107, 2011.
- [5] K. V. Mishra, M. Bhavani Shankar, V. Koivunen, B. Ottersten, and S. A. Vorobyov, “Toward millimeter-wave joint radar communications: A signal processing perspective,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 36, no. 5, pp. 100–114, 2019.
- [6] J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. V. Hanly, A. Lozano, A. C. K. Soong, and J. C. Zhang, “What will 5g be?” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 32, no. 6, pp. 1065–1082, 2014.
- [7] W. Yamada, M. Inomata, N. Kuno, M. Sasaki, M. Nakamura, K. Kitao, T. Tomie, and S. Suyama, “Pioneering new frequency bands towards 6g mobile communication systems,” in *2022 IEEE International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition (iWEM)*, 2022, pp. 95–96.
- [8] W. Saad, M. Bennis, and M. Chen, “A vision of 6g wireless systems: Applications, trends, technologies, and open research problems,” *IEEE Network*, vol. 34, no. 3, pp. 134–142, 2020.

## BIBLIOGRAFÍA

---

- [9] H. Viswanathan and P. E. Mogensen, “Communications in the 6g era,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 57 063–57 074, 2020.
- [10] T. S. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. Azar, K. Wang, G. N. Wong, J. K. Schulz, M. Samimi, and F. Gutierrez, “Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!” *IEEE Access*, vol. 1, pp. 335–349, 2013.
- [11] S. Rangan, T. S. Rappaport, and E. Erkip, “Millimeter-Wave Cellular Wireless Networks: Potentials and Challenges,” *Proc. IEEE*, vol. 102, no. 3, pp. 366–385, 2014.
- [12] A. Ramirez-Arroyo, J. C. González-Macías, J. J. Rico-Palomo, J. Carmona-Murillo, and A. Martínez-González, “On the spectral efficiency for distributed massive mimo systems,” *Applied Sciences*, vol. 11, no. 22, Nov. 2021.
- [13] H. Friis, “A note on a simple transmission formula,” *Proceedings of the IRE*, vol. 34, no. 5, pp. 254–256, 1946.
- [14] M. Wylie and J. Holtzman, “The non-line of sight problem in mobile location estimation,” in *Proceedings of ICUPC - 5th International Conference on Universal Personal Communications*, vol. 2, 1996, pp. 827–831 vol.2.
- [15] Q. Chen, “Reflectarray development for improving nlos radio channel,” in *2013 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)*, 2013, pp. 654–656.
- [16] C. Liaskos, S. Nie, A. Tsioliaridou, A. Pitsillides, S. Ioannidis, and I. Akyildiz, “A new wireless communication paradigm through software-controlled metasurfaces,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, no. 9, pp. 162–169, 2018.
- [17] G. B. Wu, Y. S. Zeng, K. F. Chan, B. J. Chen, S. W. Qu, and C. H. Chan, “High-gain filtering reflectarray antenna for millimeter-wave applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 2, pp. 805–812, Feb. 2020.
- [18] D. Berry, R. Malech, and W. Kennedy, “The reflectarray antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 11, no. 6, pp. 645–651, 1963.
- [19] J. Huang and J. Encinar, *Reflectarray Antennas*, ser. IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory. Wiley, 2007. [Online]. Available: <https://books.google.es/books?id=JNwYCzFt8Z0C>

- 
- [20] R. Florencio, J. A. Encinar, R. R. Boix, V. Losada, and G. Toso, “Reflectarray antennas for dual polarization and broadband telecom satellite applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 4, pp. 1234–1246, 2015.
- [21] P. Nayeri, J. Yang, and A. Z. Elsherbeni, *Reflectarray Antennas: Theory, Designs, and Applications*. Wiley-IEEE Press, 2018.
- [22] Palomares-Caballero, C. Molero, P. Padilla, M. García-Vigueras, and R. Guillard, “Wideband 3-d-printed metal-only reflectarray for controlling orthogonal linear polarizations,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 71, no. 3, pp. 2247–2258, 2023.
- [23] Y. Liu, X. Liu, X. Mu, T. Hou, J. Xu, M. Di Renzo, and N. Al-Dhahir, “Reconfigurable intelligent surfaces: Principles and opportunities,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 23, no. 3, pp. 1546–1577, 2021.
- [24] X. Zou, J. Yao, K. L. Chung, G. Lai, W. Zeng, and W. Gu, “A comparative study between reconfigurable intelligent surface and reflectarray antenna,” in *2022 IEEE 5th International Conference on Electronic Information and Communication Technology (ICEICT)*, 2022, pp. 846–848.
- [25] Q. Wu and R. Zhang, “Towards smart and reconfigurable environment: Intelligent reflecting surface aided wireless network,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 58, no. 1, pp. 106–112, 2020.
- [26] M. D. R. et al., “Smart radio environments empowered by reconfigurable intelligent surfaces: how it works, state of research, and the road ahead,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 38, no. 11, pp. 2450–2525, Nov. 2020.
- [27] C. Molero, Palomares-Caballero, A. Alex-Amor, I. Parellada-Serrano, F. Gamiz, P. Padilla, and J. F. Valenzuela-Valdés, “Metamaterial-based reconfigurable intelligent surface: 3d meta-atoms controlled by graphene structures,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 59, no. 6, pp. 42–48, June 2021.
- [28] T. Jun Cui, M. Q. Qi, X. Wang, and Q. Chen, “Coding metamaterials, digital metamaterials and programmable metamaterials,” *Nature: light, science App.*, vol. 3, no. 10, p. 218, 2014.
- [29] P. Li, T. Yang, J. Ren, and Y. Yin, “Design of 1-bit reconfigurable reflectarray based on miniaturized reconfigurable unit,” in *2021 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, 2021, pp. 370–372.

- [30] H. Yang, F. Yang, S. Xu, M. Li, X. Cao, J. Gao, and Y. Zheng, “A study of phase quantization effects for reconfigurable reflectarray antennas,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 302–305, 2017.
- [31] D. G. Ovejero, X. Morvan, N. Chahat, G. Chattopadhyay, R. Sauleau, and M. Ettorre, “Metallic metasurface antennas for space,” in *12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*, 2018, pp. 1–4.
- [32] G. Kong, X. Li, Q. Wang, and J. Zhang, “A wideband reconfigurable dual-branch helical reflectarray antenna for high-power microwave applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 2, pp. 825–833, 2021.
- [33] J. Velasco, I. Parellada-Serrano, and C. Molero, “Fully metallic reflectarray for the ku-band based on a 3D architecture,” *Electronics*, vol. 10, no. 21, 2021. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2079-9292/10/21/2648>
- [34] C. Deng and X. Cao, “1-bit wideband fully-metallic reflectarray antenna,” in *2022 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES-China)*, 2022, pp. 1–2.
- [35] P. Mei, S. Zhang, and G. F. Pedersen, “A low-cost, high-efficiency and full-metal reflectarray antenna with mechanically 2-d beam-steerable capabilities for 5g applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 10, pp. 6997–7006, 2020.
- [36] Z. An, T. Makdissy, M. G. Viguera, S. Vaudreuil, and R. Gillard, “A metal-only reflectarray made of 3d phoenix cells,” in *2022 16th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2022, pp. 1–5.
- [37] D. Z. Zhu, M. D. Gregory, P. L. Werner, and D. H. Werner, “Fabrication and characterization of multiband polarization independent 3-d-printed frequency selective structures with ultrawide fields of view,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 11, pp. 6096–6105, Nov. 2018.
- [38] A. K. Rashid and Z. Shen, “Three-dimensional frequency selective surfaces,” in *2010 International Conference on Communications, Circuits and Systems (ICCCAS)*, 2010, pp. 688–691.
- [39] C. Pelletti, G. Bianconi, R. Mittra, and Z. Shen, “Frequency selective surface with wideband quasi-elliptical bandpass response,” *Electronics Letters*, vol. 49, no. 17, pp. 1052–1053, Aug. 2013.

- 
- [40] A. A. Omar and Z. Shen, "Multiband high-order bandstop 3-d frequency-selective structures," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 6, pp. 2217–2226, June 2016.
- [41] C. Molero, T. Debogovic, and M. García-Vigueras, "Design of full-metal polarizing screen based on circuit modeling," in *2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS*, 2018, pp. 23–26.
- [42] C. Molero Jimenez, E. Menargues, and M. García-Vigueras, "All-metal 3-d frequency-selective surface with versatile dual-band polarization conversion," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 7, pp. 5431–5441, 2020.
- [43] M. H. Dahri, M. H. Jamaluddin, M. I. Abbasi, and M. R. Kamarudin, "A review of wideband reflectarray antennas for 5g communication systems," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 17 803–17 815, 2017.
- [44] J. Huang and J. A. Encinar, *Introduction to Reflectarray Antenna*. Wiley-IEEE Press, 2008.
- [45] T. Katagi and I. Chiba, "Review on recent phased array antenna technologies in japan," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Transmitting Waves of Progress to the Next Millennium. 2000 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2000, pp. 570–573 vol.2.
- [46] S. Samejima, "Phased array antenna systems for commercial applications in japan," in *Proceedings of International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, 1996.
- [47] R. Rotman and M. Tur, "Antenna and beamformer requirements for wideband phased array systems: A review," in *2009 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems*, 2009.
- [48] P. Chen and W. Hong, "Research advances in phased array antennas for satellite communications," in *12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*, 2018.
- [49] R. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook, Third Edition*. Artech, 2017.
- [50] C. K. Anjinappa, F. Erden, and I. G"uvenc,, "Base station and passive reflectors placement for urban mmwave networks," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 70, no. 4, pp. 3525–3539, April 2021.

- [51] W. Khawaja, O. Ozdemir, Y. Yapici, F. Erden, and I. Guvenc, "Coverage enhancement for nlos mmwave links using passive reflectors," *IEEE Open Journal of the Communications Society*, pp. 263–281, 2020.
- [52] H. Chou, Y. Chen, and H. Ho, "An all-metallic reflectarray and its element design: exploring the radiation characteristics of antennas for directional beam applications," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 60, no. 5, pp. 41–51, Oct. 2018.
- [53] M. N. Hamdy, "Beamformers explained," *White Paper CommScope*, 2020. [Online]. Available: <https://www.commscope.com/globalassets/digizuite/542044-Beamformer-Explained-WP-114491-EN.pdf>
- [54] Y. Cui, S. A. Nauroze, R. Bahr, and E. M. Tentzeris, "3d printed one-shot deployable flexible "kirigami" dielectric reflectarray antenna for mm-wave applications," in *2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2020, pp. 1164–1167.
- [55] A. A. Rauf, J. Tahir, A. Raza, A. Ali, and I. H. Umrani, "16 ways x-band wilkinson power divider for phased array transmitter," in *2018 15th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology (IBCAST)*, 2018, pp. 835–840.
- [56] Q. Zhang, C. Yuan, and L. Liu, "Studies on mechanical tunable waveguide phase shifters for phased-array antenna applications," in *2016 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST)*, 2016.
- [57] D. M. Pozar, "The active element pattern," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 8, pp. 1176–1178, Aug. 1994.
- [58] J. A. Encinar, "Design of two-layer printed reflectarrays using patches of variable size," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 10, pp. 1403–1410, Oct. 2001.
- [59] M. Arrebola, J. A. Encinar, and M. Barba, "Multifed printed reflectarray with three simultaneous shaped beams for lmds central station antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 6, pp. 1518–1527, June 2008.
- [60] P. Robustillo, J. Zapata, J. A. Encinar, and M. Arrebola, "Design of a contoured-beam reflectarray for a eutelsat european coverage using a stacked-patch element characterized by an artificial neural network," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 977–980, 2012.

- 
- [61] B. Li, C. Y. Mei, Y. Zhou, and X. Lv, "A 3-d-printed wideband circularly polarized dielectric reflectarray of cross-shaped element," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 19, no. 10, pp. 1734–1738, Oct. 2020.
- [62] R. Deng, F. Yang, S. Xu, and M. Li, "A low-cost metal-only reflectarray using modified slot-type phoenix element with 360° phase coverage," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 4, pp. 1556–1560, April 2016.
- [63] K. Q. Henderson and N. Ghalichechian, "Circular-polarized metal-only reflectarray with multi-slot elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 9, pp. 6695–6703, Sept. 2020.
- [64] Y. G. Antonov, M. I. Sugak, S. V. Ballandovich, G. A. Kostikov, and L. M. Liubina, "Design of wideband reflectarray antennas," in *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2020, pp. 1–5.
- [65] Y. H. Cho, W. J. Byun, and M. S. Song, "Metallic-rectangular-grooves based 2d reflectarray antenna excited by an open-ended parallel-plate waveguide," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 5, pp. 1788–1792, May 2010.
- [66] D. Wang, R. Gillard, and R. Loison, "A 60 ghz passive repeater array with quasi-endfire radiation based on metal groove unit-cells," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 8, no. 3, pp. 431–436, 2016.
- [67] P. Padilla, J. Fernández, J.-L. Padilla, J. Valenzuela-Valdés, and M. Sierra-Castañer, "Circularly polarised broadband planar lightweight reflectarray with eligible pattern for satellite communications in ku-band," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 11, pp. 513–518, 2017.
- [68] Y. H. Cho, W. J. Byun, and M. S. Song, "High gain metal-only reflectarray antenna composed of multiple rectangular grooves," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 12, pp. 4559–4568, Dec. 2011.
- [69] B. Chen, H. Yi, K. B. Ng, S. Qu, and C. H. Chan, "3d printed reflectarray antenna at 60 ghz," in *2016 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, 2016, pp. 92–93.
- [70] R. Deng, F. Yang, S. Xu, and M. Li, "A 100-ghz metal-only reflectarray for high-gain antenna applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 178–181, 2016.

## BIBLIOGRAFÍA

---

- [71] W. Lee and Y. J. Yoon, “A broadband dual-metallic-reflectarray antenna for millimeter-wave applications,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 856–859, 2017.
- [72] H. Chou, C. Lin, and M. Wu, “A high efficient reflectarray antenna consisted of periodic all-metallic elements for the ku-band dtv applications,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 1542–1545, 2015.
- [73] H. Chou and J. W. Liu, “Synthesis and characteristic evaluation of convex metallic reflectarray antennas to radiate relatively orthogonal multibeams,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 8, pp. 4008–4016, Aug. 2018.
- [74] B. Zhang, C. Jin, Q. Lv, J. Chen, and Y. Tang, “Low-rcs and wideband reflectarray antenna with high radiation efficiency,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 7, pp. 4212–4216, July 2021.
- [75] B. A. Munk, *Frequency selective surfaces: theory and design*. John Wiley & Sons, 2000.
- [76] G. Hepcke, “The radar war.” [Online]. Available: <https://www.radarworld.org/radarwar.pdf>
- [77] F. Costa, S. Genovesi, and A. Monorchio, “On the bandwidth of high-impedance frequency selective surfaces,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 1341–1344, 2009.
- [78] A. P. Raiva, F. J. Harackiewicz, and J. I. Lindsey, *Frequency Selective Surfaces: Design of Broadband Elements and New Frequency Stabilization Techniques*. Southern Illinois University at Carbondale School of Technology: Carbondale, IL, USA, 2003.
- [79] J. Y. C. Vardaxoglou, “Frequency selective surfaces: Analysis and design,” 1997. [Online]. Available: <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:118107239>
- [80] R. C. Compton, L. B. Whitbourn, and M. R. C., “Strip gratings at a dielectric interface and application of babinet’s principle,” *Applied Optics*, vol. 23, pp. 3236–3242, 1984.
- [81] R. Rodríguez-Berral, C. Molero, F. Medina, and F. Mesa, “Analytical wideband model for strip/slit gratings loaded with dielectric slabs,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 12, pp. 3908–3918, 2012.

- 
- [82] R. Rodríguez-Berral, F. Mesa, and F. Medina, “Analytical multimodal network approach for 2-d arrays of planar patches/apertures embedded in a layered medium,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 5, pp. 1969–1984, 2015.
- [83] F. Mesa, M. García-Vigueras, F. Medina, R. Rodríguez-Berral, and J. R. Mosig, “Circuit-model analysis of frequency selective surfaces with scatterers of arbitrary geometry,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 135–138, 2015.
- [84] F. Mesa, R. Rodríguez-Berral, M. García-Vigueras, F. Medina, and J. R. Mosig, “Simplified modal expansion to analyze frequency-selective surfaces: An equivalent circuit approach,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 3, pp. 1106–1111, 2016.
- [85] I. Park, “Application of metasurfaces in the design of performance-enhanced low-profile antennas,” *EPJ Applied Metamaterials*, vol. 5, no. 11, 2018.
- [86] R. S. Anwar, L. Mao, and H. Ning, “Frequency selective surfaces: A review,” *Applied Sciences*, vol. 8, no. 1689, 2018.
- [87] M. M. I. Saadoun and N. Engheta, “A reciprocal phase shifter using novel pseudochiral or  $\omega$  medium,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 5, pp. 184–188, 1992. [Online]. Available: <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:108766285>
- [88] R. Marqués, L. Jelinek, F. Mesa, and F. Medina, “Analytical theory of wave propagation through stacked fishnet metamaterials,” *Optics Express*, vol. 17, no. 4, pp. 11 582–11 593, 2009.
- [89] V. Torres, P. Rodríguez-Ulibarri, M. Navarro-Cía, and M. Beruete, “Fishnet metamaterial from an equivalent circuit perspective,” *Applied Physics Letters*, vol. 101, no. 24, 2012.
- [90] Y. He and G. V. Eleftheriades, “A thin double-mesh metamaterial radome for wide-angle and broadband applications at millimeter-wave frequencies,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 3, pp. 2176–2185, 2020.
- [91] J. Encinar and J. Zornoza, “Broadband design of three-layer printed reflectarrays,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 7, pp. 1662–1664, 2003.
- [92] J. Carbonell, C. Croenne, F. Garet, E. Lheutte, J. L. Coutaz, and D. Lippens, “Lumped elements circuit of terahertz fishnet-like arrays with composite dispersion,” *Journal of Applied Physics*, vol. 108, no. 1, 2010.

## BIBLIOGRAFÍA

---

- [93] M. Kafesaki, I. Tsiapa, N. Katsarakis, T. Koschny, C. M. Soukoulis, and E. N. Economou, “Left-handed metamaterials: The fishnet structure and its variations,” *Phys. Rev. B*, vol. 75, p. 235114, Jun 2007. [Online]. Available: <https://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRevB.75.235114>
- [94] A. I. Zverev, *Handbook of Filter Synthesis*. John Wiley & Sons, 1967. [Online]. Available: <https://ia803101.us.archive.org/20/items/HandbookOfFilterSynthesis/Handbook%20of%20Filter%20Synthesis.pdf>
- [95] M. Lecouve, P. Jarry, E. Kerherve, N. Boutheiller, and F. Marc, “Genetic algorithm optimisation for evanescent mode waveguide filter design,” in *2000 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, vol. 3, 2000, pp. 411–414 vol.3.
- [96] G. Reiter and V. Geleji, “Low-loss waveguide filter with improved far-selectivity,” in *1977 7th European Microwave Conference*, 1977, pp. 64–68.
- [97] A. V. G. Subramanyam, D. Sivareddy, V. V. Krishna, V. V. Srinivasan, and Y. Mehta, “Compact iris-coupled evanescent-mode filter for spacecraft S-band data transmitters,” in *2015 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMaRC)*, 2015, pp. 125–127.
- [98] V. Labay and J. Bornemann, “A new evanescent-mode filter for densely packaged waveguide applications,” in *1992 IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest*, 1992, pp. 901–904 vol.2.
- [99] G. Craven, C. K. Mok, and R. F. Skedd, “Integrated microwave systems employing evanescent mode waveguide components,” in *1969 1st European Microwave Conference*, 1969, pp. 285–289.
- [100] S. B. Cohn, “Direct-coupled-resonator filters,” *Proceedings of the IRE*, vol. 45, no. 2, pp. 187–196, 1957.
- [101] G. Craven, “Waveguide bandpass filters using evanescent modes,” *Electronics Letters*, vol. 2, no. 7, pp. 251–252, 1966.
- [102] G. Craven and C. Mok, “The design of evanescent mode waveguide bandpass filters for a prescribed insertion loss characteristic,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 19, no. 3, pp. 295–308, 1971.
- [103] R. Snyder, “New application of evanescent mode wave-guide to filter design,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 25, no. 12, pp. 1013–1021, 1977.

- 
- [104] K. Schunemann, R. Knochel, and G. Begemann, “Components for microwave integrated circuits with evanescent-mode resonators,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 25, no. 12, pp. 1026–1032, 1977.
- [105] A. Kirilenko, L. Rud’, V. Tkachenko, and D. Kulik, “Design of bandpass and lowpass evanescent-mode filters on ridged waveguides,” in *1999 29th European Microwave Conference*, vol. 3, 1999, pp. 239–242.
- [106] J. Ruiz-Cruz, M. Sabbagh, K. Zaki, J. Rebollar, and Y. Zhang, “Canonical ridge waveguide filters in LTCC or metallic resonators,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 1, pp. 174–182, 2005.
- [107] J. A. Ruiz-Cruz, Y. Zhang, M. M. Fahmi, and K. A. Zaki, “Ridge waveguide elliptic filters in narrow-wall canonical configuration,” in *2006 European Microwave Conference*, 2006, pp. 1080–1082.
- [108] D. Singhal and K. Dhvaj, “Dielectric resonator-based evanescent-mode waveguide filtering antenna,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 21, no. 7, pp. 1413–1417, 2022.
- [109] L. Polo-López, S. Sirci, A. Calleau, S. Capdevila, G. Toso, E. Menargues, and M. García-Viguera, “Vertically printable evanescent mode filters,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2022.
- [110] S. Bastioli and R. V. Snyder, “Nonresonating modes do it better!: Exploiting additional modes in conjunction with operating modes to design better quality filters,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 22, no. 1, pp. 20–45, 2021.
- [111] S. Bastioli, R. Snyder, C. Tomassoni, and V. de la Rubia, “Direct-coupled TE-TM waveguide cavities,” *IEEE Microwave and Wireless Technology Letters*, vol. 33, no. 6, pp. 819–822, 2023.
- [112] G. Macchiarella, G. G. Gentili, N. Delmonte, L. Silvestri, and M. Bozzi, “Design of inline waveguide filters with frequency-variant couplings producing transmission zeros,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 69, no. 8, pp. 3746–3758, 2021.
- [113] M. Y. Sandhu, M. Jasinski, A. Lamecki, R. Gómez-García, and M. Mrozowski, “Frequency-variant double-zero single-pole reactive coupling networks for coupled-resonator microwave bandpass filters,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, pp. 1–19, 2023.
- [114] N. Liu, X. Sheng, C. Zhang, and D. Guo, “Design of frequency selective surface structure with high angular stability for radome application,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 1, pp. 138–141, 2018.

- [115] E. Martini, F. Caminita, M. Nannetti, and S. Maci, “Fast analysis of FSS radome for antenna RCS reduction,” in *2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2006, pp. 1801–1804.
- [116] H. Zhou, S. Qu, B. Lin, J. Wang, H. Ma, Z. Xu, W. Peng, and P. Bai, “Filter-antenna consisting of conical FSS radome and monopole antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 60, no. 6, pp. 3040–3045, 2012.
- [117] H. Fernández-Álvarez, D. A. Cadman, A. Goulas, M. E. De Cos Gómez, D. S. Engstrom, J. C. Vardaxoglou, and S. Zhang, “3D conformal bandpass millimeter-wave frequency selective surface with improved fields of view,” *Scientific Reports*, vol. 11, 2021.
- [118] N. Behdad, “Miniaturized-element frequency selective surfaces (mefss) using sub-wavelength periodic structures,” in *2008 IEEE Radio and Wireless Symposium*, 2008, pp. 347–350.
- [119] C. Molero and M. García-Vigueras, “Circuit modeling of 3-d cells to design versatile full-metal polarizers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, no. 4, pp. 1357–1369, 2019.
- [120] N. Chahat, B. Cook, H. Lim, and P. Estabrook, “All-metal dual-frequency RHCP high-gain antenna for a potential europa lander,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 66, no. 12, pp. 6791–6798, 2018.
- [121] A. Ebrahimi, Z. Shen, W. Withayachumnankul, S. F. Al-Sarawi, and D. Abbott, “Varactor-tunable second-order bandpass frequency-selective surface with embedded bias network,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 5, pp. 1672–1680, 2016.
- [122] S. Kitagawa, R. Suga, K. Araki, and O. Hashimoto, “Active absorption/transmission fss using diodes,” in *2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)*, 2015, pp. 1538–1541.
- [123] S. Lim, C. Caloz, and T. Itoh, “Metamaterial-based electronically controlled transmission-line structure as a novel leaky-wave antenna with tunable radiation angle and beamwidth,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 12, pp. 2678–2690, 2004.
- [124] A. Rida, L. Yang, R. Vyas, and M. M. Tentzeris, “Conductive inkjet-printed antennas on flexible low-cost paper-based substrates for rfid and wsn applications,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 51, no. 3, pp. 13–23, 2009.

- 
- [125] M. Harnois, M. Himdi, and W. Y. Yong, “An improved fabrication technique for the 3-d frequency selective surface based on water transfer printing technology,” *Scientific Reports*, vol. 10, no. 1714, 2020.
- [126] R. Kshetrimayum, “A brief intro to metamaterials,” *IEEE Potentials*, vol. 23, no. 5, pp. 44–46, 2005.
- [127] S. J. Wright, “Optimization,” Sep 2023, accessed: 24-11-2023. [Online]. Available: <https://www.britannica.com/science/optimization>
- [128] C. H. Museum. [Online]. Available: <https://www.computerhistory.org/revolution/memory-storage/8/327/927>
- [129] “Visualizing a trillion-fold increase in computing power.” [Online]. Available: <https://www.visualcapitalist.com/visualizing-trillion-fold-increase-computing-power/>
- [130] “The computing power needed to train ai is now rising seven times faster than ever before.” [Online]. Available: <https://www.technologyreview.com/2019/11/11/132004/the-computing-power-needed-to-train-ai-is-now-rising-seven-times-faster-/than-ever-before/>
- [131] P. Shor, “Algorithms for quantum computation: discrete logarithms and factoring,” in *Proceedings 35th Annual Symposium on Foundations of Computer Science*, 1994, pp. 124–134.
- [132] L. K. Grover, “A fast quantum mechanical algorithm for database search,” 1996. [Online]. Available: <https://arxiv.org/abs/quant-ph/9605043>
- [133] S. Singh and A. Tiwari, “Enhanced opposition differential evolution algorithm for multimodal optimization,” 2022. [Online]. Available: <https://arxiv.org/abs/2208.11066>
- [134] J. H. Holland, *Adaptation in Natural and Artificial Systems: An Introductory Analysis with Applications to Biology, Control, and Artificial Intelligence*. The MIT Press, 1992. [Online]. Available: <https://doi.org/10.7551/mitpress/1090.001.0001>
- [135] I. Rechenberg, *Evolution Strategic: Optimierung Technischer Systeme nach Prinzipien der biologischen Evolution*. Frommann-Holzboog-Verlag, 1973.
- [136] H.-P. Schwefel, *Numerische Optimierung von Computermodellen mittels der Evo-lutionsstrategie*. Birkhäuser Verlag, Basel and Stuttgart, 1977.

## BIBLIOGRAFÍA

---

- [137] C. B. Lucasius and G. Kateman, “Application of genetic algorithms in chemometrics,” *Third International Conference on Genetic Algorithms*, pp. 170–176, December 1989.
- [138] Y. Lavinas, C. Aranha, T. Sakurai, and M. Ladeira, “Experimental analysis of the tournament size on genetic algorithms,” *IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics*, October 2018.
- [139] K. Deb and R. B. Agrawal, “Simulated binary crossover for continuous search space,” *Complex Systems*, vol. 9, pp. 115–148, 1995.
- [140] K. Deb, A. Pratap, S. Agarwal, and T. Meyarivan, “A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: Nsga-ii,” *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, vol. 6, no. 2, pp. 182–197, April 2002.
- [141] K. Deb and N. Srinivas, “Multiobjective optimization using non-dominated sorting in genetic algorithms. evolutionary computation,” *MIT Press Direct - Evolutionary Computation*, vol. 2, no. 3, pp. 221–248, 1994.
- [142] A. J. Nebro, J. J. Durillo, F. Luna, B. Dorronsoro, and E. Alba, “Mocell: A cellular genetic algorithm for multiobjective optimization,” *International Journal of Intelligent Systems*, vol. 24, pp. 726–746, 2009.
- [143] D. R. Prado, J. A. López-Fernández, M. Arrebola, and G. Goussetis, “Support vector regression to accelerate design and crosspolar optimization of shaped-beam reflectarray antennas for space applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 3, pp. 1659–1668, March 2019.
- [144] Supercomputing and B. Center, “Picasso,” <https://www.scbi.uma.es/site/scbi/hardware>.
- [145] J. Huang and J. A. Encinar, *Reflectarray Antennas*, 1st ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley-IEEE Press, 2008.
- [146] J.-B. Gros, V. Popov, M. A. Odit, V. Lenets, and G. Lerosey, “A reconfigurable intelligent surface at mmwave based on a binary phase tunable metasurface,” *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 2, pp. 1055–1064, 2021.
- [147] J. Y. Dai, W. Tang, M. Z. Chen, C. H. Chan, Q. Cheng, S. Jin, and T. J. Cui, “Wireless communication based on information metasurfaces,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 69, no. 3, pp. 1493–1510, March 2021.

- [148] O. Tsilipakos, A. C. Tasolamprou, A. Pitilakis, F. Liu, X. Wang, M. S. Mirmoosa, D. C. Tzarouchis, S. Abadal, H. Taghvaei, C. Liaskos, A. Tsioliaridou, J. Georgiu, A. Cabellos-Aparicio, E. Alarcón, S. Ioannidis, A. Pitsillides, I. F. Aktildiz, N. V. Kantartzis, E. N. Economou, C. M. Soukoulis, M. Kafesaki, and S. Tretyakov, “Towards intelligent metasurfaces: the progress from globally tunable metasurfaces to software-defined metasurfaces with an embedded network control,” *Advance Optical Materials*, vol. 8, no. 17, pp. 2000783 1–18, Sept. 2020.
- [149] M. Matthaïou, O. Yurduseven, H. Q. Ngo, D. Morales-Jimenez, S. L. Cotton, and V. F. Fusco, “The road to 6g: Ten physical layer challenges for communications engineers,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 59, no. 1, pp. 64–69, Jan. 2021.
- [150] C. Molero, H. Legay, T. Pierré, and M. García-Vigueras, “Broadband 3d-printed polarizer based on metallic transverse electro-magnetic unit-cells,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, no. 6, pp. 4632–4644, 2022.
- [151] Formlabs. (2022) <https://formlabs.com/>. [Online]. Available: <https://formlabs.com/>
- [152] J. Huang, Q. Qin, and J. Wang, “A review of stereolithography: Processes and systems,” *Processes*, vol. 8, no. 9, 2020. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2227-9717/8/9/1138>
- [153] V. de la Rubia, U. Razafison, and Y. Maday, “Reliable fast frequency sweep for microwave devices via the reduced-basis method,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 57, no. 12, pp. 2923–2937, 2009.
- [154] A. Hochman, J. F. Villena, A. G. Polimeridis, L. M. Silveira, J. K. White, and L. Daniel, “Reduced-order models for electromagnetic scattering problems,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 62, no. 6, pp. 3150–3162, 2014.
- [155] L. Codecasa, G. G. Gentili, and M. Politi, “Exploiting port responses for wideband analysis of multimode lossless devices,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 68, no. 2, pp. 555–563, 2020.
- [156] A. Lamecki, L. Balewski, and M. Mrozowski, “An efficient framework for fast computer aided design of microwave circuits based on the higher-order 3d finite-element method,” *Radioengineering*, vol. 23, no. 4, pp. 970–978, 2014.

## BIBLIOGRAFÍA

---

- [157] M. W. Hess and P. Benner, “Fast evaluation of time-harmonic maxwell’s equations using the reduced basis method,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 61, no. 6, pp. 2265–2274, 2013.
- [158] L. Feng and P. Benner, “A new error estimator for reduced-order modeling of linear parametric systems,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 67, no. 12, pp. 4848–4859, 2019.
- [159] V. de la Rubia, “Description of microwave circuits via the reduced-basis method giving physical insight,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 70, no. 11, pp. 10 554–10 568, 2022.
- [160] —, “EM-based design of microwave filters and diplexers: Full-wave coupling matrix and its narrowband counterpart,” in *Proceedings of the 52nd European Microwave Conference*, 2022.
- [161] V. de la Rubia and M. Mrozowski, “A compact basis for reliable fast frequency sweep via the reduced-basis method,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 66, no. 10, pp. 4367–4382, 2018.
- [162] L. B. Felsen et Al., *Electromagnetic Field Computation by Network Methods*. Springer Science & Business Media, 2009.
- [163] S. Fregonese, M. Deng, M. De Matos, C. Yadav, S. Joly, B. Plano, C. Raya, B. Ardouin, and T. Zimmer, “Comparison of on-wafer trl calibration to iss solt calibration with open-short de-embedding up to 500 ghz,” *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 9, no. 1, pp. 89–97, 2019.
- [164] P. Bartley and S. Begley, “Improved free-space s-parameter calibration,” in *2005 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings*, vol. 1, 2005, pp. 372–375.
- [165] —, “Improved free-space s-parameter calibration,” in *2005 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings*, vol. 1, 2005, pp. 372–375.



