

**UNIVERSIDAD DE CANTABRIA**



**Tesis Doctoral**

**Metodología de Diseño y  
Optimización de Antenas Reflectarray**

Presentada por

**Iván Barriuso López**

para optar al título de Doctor por la Universidad de Cantabria

Realizada en el

**DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA DE COMUNICACIONES**

**GRUPO DE INGENIERÍA DE SISTEMAS, ANTENAS Y RADIOPROPAGACIÓN**

Programa Oficial de Doctorado en Tecnologías de la Información  
y Comunicaciones en Redes Móviles

Bajo la dirección del Doctor

**José Basterrechea Verdeja**

**Septiembre 2014**







Durante la realización de este trabajo se ha contado con la financiación parcial de los siguientes programas y proyectos:

- Beca del programa de Ayudas Predoctorales de Formación de Personal Investigador (BES-2007-15851) asociada al proyecto de investigación titulado Canal MIMO y su Capacidad en Entornos WIMAX (TEC 2005-07477-C01-01).
- **Título:** Aplicación de Métodos Heurísticos a la Optimización de Estructuras Periódicas y Coberturas (TEC 2008-02730).  
**Entidad financiadora:** Ministerio de Ciencia e Innovación.
- **Título:** Diseño Optimizado y Medida de Antenas y Dispositivos Basados en Estructuras Periódicas (TEC 2012-33321).  
**Entidad financiadora:** Ministerio de Economía y Competitividad.
- **Título:** Cámara Anecoica y Sistema de Medida de Antenas en Campo Cercano Esférico y Campo Lejano (UCAN08-4E-010).  
**Entidades financiadoras:** Ministerio de Ciencia e Innovación y el Fondo Europeo de Desarrollo Regional (FEDER).



A mis abuelos  
Amalia, Antonio, Encarna y Eleuterio

A mis padres  
Toño y Araceli

A mis bichitos  
Alba, la más inquieta, astuta y despierta  
Chicho, mi bichito de la felicidad  
Sofía, cariñosa y atenta

A mi esposa Celia



# Resumen

---

El interés por el empleo de antenas de tipo reflectarray ha ido creciendo en determinadas aplicaciones como las comunicaciones por satélite. Este tipo de antenas presenta ciertas ventajas respecto a los reflectores parabólicos o conformados, principalmente su menor volumen, mejores características mecánicas, mayor facilidad de fabricación y versatilidad. Esto justifica el interés por el desarrollo de técnicas para su diseño. Esta tesis aborda este problema que involucra dos aspectos bien diferenciados: la solución de la síntesis de fase que proporcione la respuesta buscada en el diagrama de radiación, y el diseño de los elementos que componen el reflectarray que deberán sintetizar la distribución de fases mencionada.

La síntesis de fase en reflectarrays es un problema inverso y altamente multidimensional en el que la mayoría de los métodos no son capaces de explorar el espacio de soluciones con eficacia. En este trabajo se han analizado distintos métodos heurísticos para resolver la síntesis de fase. En concreto se han realizado estudios paramétricos de distintos algoritmos y sus hibridaciones que han permitido, con ayuda de un análisis comparativo, demostrar que, para el problema que aquí se trata, hay dos métodos que rinden sensiblemente mejor que el resto: la optimización con enjambre de partículas y el recocido simulado.

El problema de análisis y diseño de los elementos que componen el reflectarray se ha abordado mediante un método de análisis electromagnético basado en el algoritmo del gradiente conjugado en combinación con la FFT que se ha empleado para estudiar diversas geometrías monocapa y multicapa. Utilizando como punto de partida diversas estructuras disponibles en la literatura, se han propuesto

modificaciones de las mismas para su empleo como elementos de fase en el diseño de reflectarrays como las anillas concéntricas, las estructuras evolutivas parche-anillo o las estructuras híbridas anillo-parche. Los resultados obtenidos se han validado con aplicaciones comerciales y demuestran la utilidad de las geometrías propuestas.

Se ha realizado el diseño y medida de varios prototipos con objeto de comprobar experimentalmente el correcto funcionamiento de las distintas etapas del proceso de diseño y de las geometrías estudiadas. Los prototipos de haz colimado ofrecen una buena respuesta mientras que el prototipo de haz conformado proporciona una respuesta que se aleja de la especificada.

# Abstract

---

The interest in the use of reflectarray antennas has grown in certain applications such as satellite communications. This type of antennas has some advantages against parabolic or shaped reflectors, mainly concerning their lower volume, better mechanical properties, ease of manufacture and versatility. This justifies the interest in the development of techniques for their design. This thesis approaches this problem involving two different issues: the solution of phase synthesis to obtain the desired radiation pattern, and the design of the reflectarray elements to synthesize the required phase distribution.

The phase synthesis in reflectarrays is a highly multidimensional inverse problem for which most methods are not able to explore efficiently the solution space. Different heuristic methods to solve the phase synthesis have been analyzed in this work. In particular, parametric studies involving different algorithms as well as their hybrids have been carried out, making it possible, with the help of a comparative analysis, to demonstrate that, for the problem at hand, there are two methods that outperform the other ones significantly: Particle Swarm Optimization and Simulated Annealing.

The problem concerning the analysis and design of the reflectarray elements has been addressed by an electromagnetic analysis method based on the Conjugate Gradient algorithm in combination with the FFT which has been used to study different single- and multi-layer geometries. Taking as the starting point different structures available in the literature, some modifications have been proposed for their use as phasing elements in the design of reflectarrays, such as the concentric rings,

evolutionary patch-ring structures or ring-patch hybrid structures. The results achieved have been validated by using commercial software demonstrating the usefulness of the geometries proposed.

The design and measurement of several prototypes has been carried out in order to check experimentally the proper operation of the different stages of the design process and the geometries studied. The collimated beam prototypes provide a good response whereas the shaped beam prototype provides a response away from the specifications.

# Índice

---

|   |          |
|---|----------|
| <b>Capítulo 1. Introducción</b>                             | <b>1</b> |
| 1.1 Contexto y objetivo                                     | 1        |
| 1.2 Estructura de la tesis                                  | 4        |
| 1.3 Bibliografía  | 5        |
| <br>  |          |
| <b>Capítulo 2. Antenas reflectarray</b>                     | <b>7</b> |
| 2.1 Introducción  | 7        |
| 2.2 Reflectarrays: una perspectiva histórica                | 9        |
| 2.3 Ancho de banda  | 13       |
| 2.3.1 Ancho de banda del elemento de fase                   | 14       |
| 2.3.2 Diferencia en el retardo espacial de fase             | 16       |
| 2.4 Tipos de Elementos de fase                              | 17       |
| 2.4.1 Dipolos, parches y anillas simples de tamaño variable | 18       |
| 2.4.2 Parches con stubs de longitud variable                | 19       |
| 2.4.3 Parches con ángulos de rotación variables             | 19       |
| 2.4.4 Parches con acoplo por apertura                       | 20       |
| 2.4.5 Parches multicapa                                     | 21       |
| 2.4.6 Anillas concéntricas múltiples                        | 21       |
| 2.4.7 Otras configuraciones                                 | 22       |
| 2.5 Bibliografía  | 22       |

---

|  |           |
|--|-----------|
| <b>Capítulo 3. Síntesis de fase</b>                                | <b>33</b> |
| 3.1 Introducción   | 33        |
| 3.2 Formulación del problema y tipos de síntesis                   | 34        |
| 3.2.1 Campo radiado por el reflectarray                            | 35        |
| 3.2.2 Modelo del alimentador                                       | 39        |
| 3.2.3 Haz colimado   | 40        |
| 3.2.4 Haz conformado   | 43        |
| 3.3 Algoritmos heurísticos de optimización                         | 44        |
| 3.4 Optimización con enjambre de partículas                        | 47        |
| 3.4.1 Esquema general del movimiento de las partículas             | 47        |
| 3.4.2 Parámetros, configuraciones y topologías                     | 48        |
| 3.4.2.1 Básicos  | 48        |
| 3.4.2.2 Específicos para el problema de síntesis de fase           | 51        |
| 3.4.3 Sintonización del PSO aplicado a la síntesis de fase         | 53        |
| 3.5 Optimización con recocido simulado                             | 61        |
| 3.5.1 Esquema general del SA                                       | 62        |
| 3.5.2 Sintonización del SA aplicado a la síntesis de fase          | 64        |
| 3.6 Optimización con algoritmos genéticos                          | 66        |
| 3.6.1 Sumario de resultados relativos a GA                         | 69        |
| 3.7 Optimización con búsqueda libre – evolución diferencial        | 72        |
| 3.8 Comparativa de métodos heurísticos                             | 74        |
| 3.8.1 Síntesis de reflectarrays de tamaños pequeños                | 74        |
| 3.8.2 Síntesis de reflectarrays de tamaños medios y medios-grandes | 78        |
| 3.8.3 Síntesis de reflectarrays de tamaños grandes                 | 81        |
| 3.8.4 Conclusiones de la comparativa                               | 83        |
| 3.9 Intentos de mejora en PSO                                      | 84        |
| 3.9.1 Algoritmo híbrido $\mu$ GA-PSO                               | 84        |
| 3.9.2 Métodos de inicialización                                    | 84        |
| 3.9.2.1 Array ortogonal  | 85        |
| 3.9.2.2 Teoría de los opuestos                                     | 86        |
| 3.9.2.3 Análisis de resultados                                     | 87        |
| 3.10 Conclusiones  | 89        |
| 3.11 Bibliografía  | 90        |

---

|   |            |
|---|------------|
| <b>Capítulo 4. Elementos de fase</b>                            | <b>97</b>  |
| 4.1 Introducción  | 97         |
| 4.2 Metodología de análisis                                     | 99         |
| 4.2.1 El método de análisis multicapa CG-FFT                    | 100        |
| 4.3 Figuras de mérito   | 104        |
| 4.3.1 Rango de fase del coeficiente de reflexión                | 104        |
| 4.3.2 Sensibilidad frente a parámetros de diseño                | 105        |
| 4.3.3 Respuesta en frecuencia                                   | 106        |
| 4.4 Características de algunos elementos de fase convencionales | 107        |
| 4.4.1 Parches rectangulares monocapa                            | 107        |
| 4.4.2 Parches rectangulares multicapa                           | 110        |
| 4.5 Geometrías multiresonantes monocapa                         | 112        |
| 4.5.1 Anillas dobles concéntricas                               | 112        |
| 4.5.2 Anillas múltiples   | 118        |
| 4.5.3 Estructura en parche-anilla evolutiva múltiple            | 122        |
| 4.5.4 Estructura híbrida anilla-parche                          | 128        |
| 4.6 Simulación del proceso de fabricación.                      | 134        |
| 4.6.1 Tolerancia de fabricación                                 | 134        |
| 4.6.2 Respuesta en frecuencia                                   | 137        |
| 4.6.3 Degradación por truncamiento de fases                     | 140        |
| 4.7 Conclusiones  | 140        |
| 4.8 Bibliografía  | 142        |
| <br>  |            |
| <b>Capítulo 5. Validación experimental</b>                      | <b>147</b> |
| 5.1 Introducción  | 147        |
| 5.2 Diseño con haz colimado basado en parches cuadrados         | 150        |
| 5.2.1 Análisis de los elementos de fase                         | 150        |
| 5.2.2 Diseño y resultados teóricos                              | 152        |
| 5.2.3 Medida y resultados                                       | 156        |
| 5.3 Diseño con haz colimado basado en híbridos anilla-parche    | 162        |
| 5.3.1 Análisis de los elementos de fase                         | 162        |
| 5.3.2 Diseño y resultados teóricos                              | 166        |

---

|   |            |
|---|------------|
| 5.3.3 Medida y resultados                                       | 169        |
| 5.4 Diseño de haz colimado en dirección alejada de la especular | 176        |
| 5.4.1 Diseño y resultados teóricos                              | 176        |
| 5.4.2 Medida y resultados                                       | 179        |
| 5.5 Diseño con haz conformado                                   | 184        |
| 5.5.1 Diseño y resultados teóricos                              | 185        |
| 5.5.2 Medida y resultados                                       | 189        |
| 5.6 Conclusiones  | 195        |
| <b>Capítulo 6. Conclusiones y líneas futuras</b>                | <b>197</b> |
| 6.1 Conclusiones  | 197        |
| 6.2 Líneas futuras  | 201        |

# Capítulo 1

## Introducción

---

### 1.1 Contexto y objetivo

En comunicaciones por satélite y punto a punto se requieren antenas muy directivas que tradicionalmente han utilizado reflectores parabólicos. Sin embargo en los últimos años se ha empezado a plantear el empleo de antenas de tipo reflectarray tanto en este ámbito como en otros. Los reflectarrays tienen su origen en los años sesenta [1]-[2], aunque es con la incorporación de la tecnología impresa [3]-[4] cuando comienzan a plantearse como una alternativa frente a los reflectores tradicionales debido a que presentan algunas ventajas tanto económicas como funcionales.

Una antena reflectarray consiste, básicamente, en un alimentador, generalmente una antena de tipo bocina, y un reflector plano sobre el que se sitúa una matriz bidimensional regular de elementos que modifican la fase del coeficiente de reflexión de forma que el diagrama de radiación resultante ofrezca unas características determinadas. Por tanto, el proceso de diseño de un reflectarray involucra la selección de los elementos más adecuados para componer la matriz para el diseño en cuestión, así como la determinación del conjunto de fases que deben proporcionar dichos elementos para generar el diagrama de radiación deseado. El primer aspecto requiere la disponibilidad de un método de análisis electromagnético que permita caracterizar la respuesta de los diferentes elementos considerados para determinar qué configuración concreta es preciso emplear en cada caso para conseguir el desfase necesario para cada dirección de incidencia y polarización. Dada la naturaleza del problema, se suele abordar asumiendo que los elementos de desfase se encuentran en un entorno periódico. El segundo aspecto requiere el empleo de algún método de síntesis de fase que permita determinar el desfase que debe introducir cada elemento de la matriz para conseguir sintetizar el diagrama deseado.

Esta Tesis Doctoral se plantea un doble objetivo. En primer lugar, el desarrollo de una metodología que, utilizando un método de análisis de los elementos de fase y uno o varios métodos de síntesis de fase basados en métodos heurísticos, permita el diseño de reflectarrays. En segundo lugar, la validación de la metodología desarrollada mediante el contraste de sus resultados con los obtenidos experimentalmente en los prototipos diseñados.

Dado el carácter multicapa de los elementos de fase empleados típicamente, para el diseño de los elementos de fase bajo la suposición de periodicidad de la estructura, parece lógico optar por un método riguroso en el que se disponga de la experiencia suficiente. Dentro de los métodos rigurosos, que son aquellos que obtienen la solución a partir de las ecuaciones de Maxwell junto con las condiciones de contorno, probablemente el más conocido sea el método de los momentos (MM) [5]-[6] en sus formulaciones periódicas multicapa. Sin embargo, el método del gradiente conjugado en combinación con la transformada rápida de Fourier (CG-FFT) [7] se comporta especialmente bien en problemas periódicos, debido a la naturaleza discreta del problema en el dominio transformado. Por este motivo y dada la experiencia del grupo de investigación con el mismo [8], [9], se ha seleccionado para realizar el análisis de los elementos de fase.

Los elementos de fase tienen la función de modificar la fase del campo reflejado en cada celda del reflectarray para cumplir las especificaciones del diagrama de

---

radiación, por lo que deben presentar un rango mínimo de variación de  $360^\circ$ , aunque para mejorar la respuesta en frecuencia es deseable un rango mayor. Típicamente esta respuesta se consigue empleando elementos de fase resonantes en los que se actúa sobre alguno de los parámetros que definen su geometría para conseguir el desfase necesario. En el pasado se ha propuesto el empleo de varias capas de parches apilados para obtener fácilmente rangos de fase superiores a  $360^\circ$  [10]. En este trabajo se han estudiado distintos tipos de elementos de fase multiresonantes que permiten obtener prestaciones análogas a las configuraciones multicapa utilizando elementos monocapa [11], [12].

Desde el punto de vista del diagrama de radiación, típicamente pueden plantearse dos objetivos con enfoques completamente diferentes: conseguir un haz colimado, es decir, enfocar la mayor cantidad de radiación posible hacia una dirección sin controlar el nivel de los lóbulos secundarios u otros factores, o conseguir un haz conformado, con el que se pretende proporcionar cobertura a una determinada región cumpliendo las restricciones impuestas por unas máscaras de diseño. En el primer caso, la distribución de fases se calcula de forma inmediata mediante sencillos cálculos trigonométricos. En el segundo caso, la solución pasa por recurrir a un método de síntesis de fase que proporcione la fase del campo requerido sobre la apertura del reflectarray para cumplir las especificaciones, de forma que sea posible ajustar las dimensiones de los elementos de fase para que proporcionen dicho campo en la apertura y, por tanto, el diagrama de radiación deseado.

Aunque existen diferentes métodos de síntesis de fase, el más difundido en este ámbito es el basado en la técnica *Intersection Approach* propuesta por Bucci [13] y adaptada al problema específico de la síntesis de reflectarrays de grandes dimensiones por Encinar [14]. En este trabajo se propone el empleo de diversos métodos heurísticos de optimización para resolver el problema de la síntesis de fase y se analizan las prestaciones de los mismos [15] estableciendo sus limitaciones.

La validación de la metodología propuesta mediante el diseño y medida de prototipos diseñados con ella es el último paso lógico y como tal se establece como segundo objetivo de la Tesis. Para ello se ha utilizado el Sistema de Medida de Antenas financiado por el Ministerio de Ciencia e Innovación y la CEE a través de los fondos FEDER mediante el Proyecto de Infraestructura Científico-Tecnológica “Cámara anecoica y sistema de medida de antenas en campo cercano esférico y campo lejano” UCAN08-4E-010.

## 1.2 Estructura de la tesis

Tras el planteamiento de los objetivos de la Tesis realizado en el apartado previo, en el segundo capítulo se realiza una breve revisión del estado del arte en el ámbito de los reflectarrays y se efectúa una exposición de sus ventajas e inconvenientes detallando los aspectos relacionados con su limitación fundamental: el ancho de banda. Además se realiza una exposición de los elementos de fase empleados más habitualmente.

Los aspectos relacionados con la síntesis de fase se abordan en el capítulo tercero. En él, tras la exposición de la formulación utilizada para evaluar el campo radiado, se analiza el comportamiento de diferentes métodos heurísticos ante el problema de la síntesis de fase para reflectarrays. Se presentan estudios comparativos de diversos métodos entre los que destacan por sus prestaciones para este tipo de problemas el PSO y el SA. Dado que el problema fundamental que presentan los métodos heurísticos es el coste computacional, y que para los algoritmos basados en población, como el PSO, en algunos casos la utilización de técnicas de inicialización ha conseguido reducir este coste, en la parte final de este capítulo se analiza el comportamiento de distintos métodos de inicialización.

El análisis de la respuesta de los elementos de fase bajo la suposición de entorno periódico se aborda con el método CG-FFT, que se expone al inicio del cuarto capítulo, para, a continuación, presentar un análisis de distintas configuraciones de elementos de fase considerando su respuesta en frecuencia, su respuesta para distintas incidencias, el rango de fase de las curvas de diseño y la sensibilidad.

Con el fin de validar experimentalmente los resultados obtenidos mediante la metodología desarrollada a lo largo de este trabajo, se han diseñado y caracterizado experimentalmente varios prototipos. En el capítulo quinto se presentan los resultados obtenidos.

Finalmente, en el capítulo seis se exponen las conclusiones obtenidas así como una serie de aspectos no abordados en este trabajo que pueden considerarse como futuras líneas de investigación.

### 1.3 Bibliografía

- [1] D.G. Berry, R.G. Malech, W.A. Kennedy, "The reflectarray Antenna," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-11, pp. 645-651, Noviembre 1963.
- [2] M.I. Skolnik, "Radar Handbook," McGraw Hill, pp. 11.55-11.61, 1970.
- [3] C.S. Malagasi, "Microstrip Disc Element reflectarray," Electron. Aerospace Syst. Conv., sept 1978.
- [4] D.F. Bouman, "Reflectarray antenna," Patent US 4198640, Abril 1980.
- [5] R.F. Harrington, "Field Computation by Moment Methods," Macmillan, New York, 1968.
- [6] J. Moore, R. Pizer, "Moment Methods in Electromagnetics," John Wiley and Sons, New York, 1984
- [7] M.F. Cátedra, R.P. Torres, J. Basterrechea, E. Gago, "The CG-FFT Method, Application of Signal Processing Techniques to Electromagnetics," Artech House Inc., 1995.
- [8] R.P. Torres, "Contribución al estudio electromagnético de estructuras periódicas planas. Aplicación al diseño de polarizadores," Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Madrid, 1989.
- [9] J. Basterrechea, "Desarrollo de un nuevo método espectral para el estudio de estructuras planares multidieléctricas: particularización al análisis de configuraciones microstrip abiertas," Tesis Doctoral, Universidad de Cantabria, Octubre 1992.
- [10] 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, Octubre 2001.
- [11] I. Barriuso, A.L. Gutiérrez, M. Lanza, M. Domingo, J.R. Pérez, L. Valle, J. Basterrechea, "Analysis of single layer multiple concentric ring elements in reflectarray antennas," IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI 2011), pp. 952-955, Spokane (Washington), Julio 2011.
- [12] I. Barriuso, A.L. Gutiérrez, M. Lanza, M. Domingo, J.R. Perez, L. Valle, J. Basterrechea, "Improvement of Sensitivities of Single-Layer Multiple Ring Elements for the Design of Reflectarrays", Proc. 6th European Conf. Antennas and Propag. (EuCAP2012), Praga, Abril 2012.

- [13] O.M. Bucci, G. Franceschetti, G. Mazzarella, G. Panariello, "Intersection approach to array pattern synthesis," *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings H* , vol. 137, no. 6, pp. 349-357, Diciembre 1990.
- [14] J.A. Zornoza, J.A. Encinar, "Efficient Phase-Only Synthesis of Contoured-Beam Patterns for Very Large Reflectarrays," *International Journal of RF and Microwave Computer Aided Engineering*, Vol. 14, pp. 415-423, Septiembre 2004.
- [15] I. Barriuso, A.L. Gutiérrez, M. Lanza, J.R. Pérez, L. Valle, M. Domingo, J. Basterrechea, "Comparison of Heuristic Methods when Applied to the Design of Reflectarrays," *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2011)*, pp. 970-974, Roma, Abril 2011.

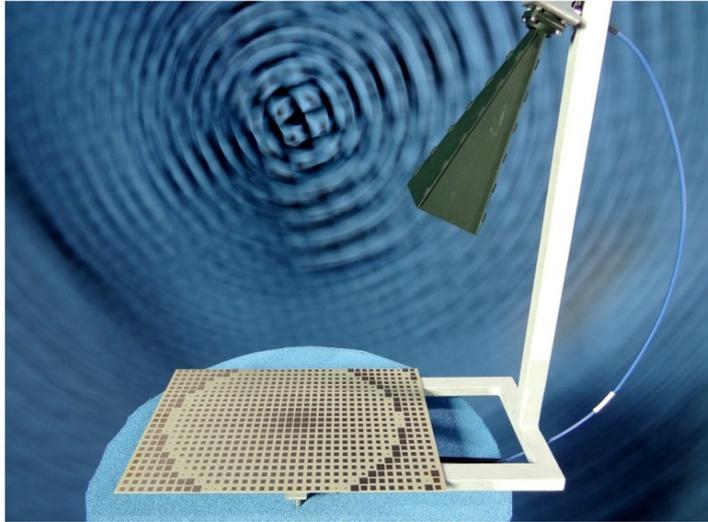
# Capítulo 2

## Antenas reflectarray

---

### 2.1 Introducción

Ya se ha señalado que una antena de tipo reflectarray [1] consiste básicamente en un reflector plano sobre el que se dispone una matriz de elementos de fase y que se ilumina con un alimentador primario (Figura 2.1). Controlando la forma o la disposición de los elementos de la matriz es posible controlar la fase del coeficiente de reflexión de cada celda de la matriz y conseguir un diagrama de radiación especificado. El alimentador primario suele ser una antena de tipo bocina situada en campo lejano que suele utilizarse en configuración offset para evitar el bloqueo del campo reflejado en la superficie del reflectarray.



**Figura 2.1:** Antena reflectarray

Como consecuencia de su concepción, los reflectarrays comparten algunas de las características de las antenas de tipo reflector y de las agrupaciones impresas. Por ejemplo, presentan el problema de desbordamiento típico de los reflectores y ausente en las agrupaciones. El empleo de tecnología impresa en el elemento reflector reduce los costes de fabricación del mismo y lo hace independiente del tipo de haz que se desee generar por lo que resulta adecuado para volúmenes de producción pequeños frente, por ejemplo, al empleo de reflectores convencionales o conformados para sistemas espaciales. Esto también provoca una limitación en potencia de los reflectarrays determinada por el campo de ruptura de los dieléctricos que se emplean como soporte de los elementos de fase. Por otra parte, el perfil plano del reflector permite colocarlo sin necesidad de estructuras adicionales en paredes de edificios o en cualquier emplazamiento que posea superficies planas, por lo que se ha propuesto tanto la posibilidad de su integración con paneles solares en satélites [2] ahorrando peso y espacio, como la posibilidad de plegar la estructura para transportarla de forma compacta y desplegarla en su emplazamiento final [3], [4]. Como consecuencia de la presencia del alimentador y su estructura de soporte, un reflectarray ocupa mayor volumen que una agrupación convencional, problema que se puede solventar hasta cierto punto utilizando configuraciones de tipo plegado [5] que incorporan el alimentador al nivel del plano del reflectarray mediante la utilización de una superficie reflectante a aproximadamente la mitad de la distancia focal. Un diseño adecuado de los elementos de fase, combinado con dos alimentadores con polarizaciones ortogonales a la misma, frecuencia permite obtener multifuncionalidad

de diagrama [6], al igual que el empleo de estructuras multicapa para los elementos de fase permite obtener respuestas multibanda si se combina con varios alimentadores [7]. Además, el empleo de tecnología impresa en el reflector ofrece la posibilidad de integrar elementos activos que permiten amplificar la señal reflejada o reconfigurar electrónicamente los patrones de radiación [8], [9]. Su principal inconveniente es el ancho de banda que está motivado por dos factores: el retardo de fase espacial y el ancho de banda intrínseco de los elementos de fase. Compensar el retardo de fase espacial requiere el empleo de elementos de fase con rangos de variación muy superiores a un periodo, lo que se puede conseguir con estructuras multiresonantes de una o varias capas para los elementos de fase. El ancho de banda de los elementos es dependiente de las características geométricas y eléctricas del mismo, por lo que su mejora pasa por encontrar configuraciones que presenten mayor ancho de banda. Debido a este problema intrínseco del limitado ancho de banda de los reflectarrays, los esfuerzos se dirigen fundamentalmente hacia la búsqueda de configuraciones alternativas para los elementos de fase que proporcionen mayor ancho de banda, mejores respuestas ante las diferentes polarizaciones, respuestas multibanda, etc., así como al desarrollo de métodos que permitan caracterizar de forma más exacta sus respuestas y permitan controlar el impacto de las tolerancias de fabricación sobre los diseños.

Tras esta introducción al campo de los reflectarrays, en la sección 2.2 de este capítulo, se va a presentar una breve revisión histórica del tema partiendo de los primeros prototipos de reflectarrays implementados con guías de onda. En la sección 2.3 se efectúa una descripción de los parámetros fundamentales que restringen el ancho de banda de los reflectarray y en la sección 2.4 se presenta una revisión de las distintas geometrías de tipo resonante que se emplean para los elementos de fase, con la intención de disponer de un marco genérico para abordar los objetivos concretos de la Tesis.

## 2.2 Reflectarrays: una perspectiva histórica

El concepto de antenas reflectarray fue sugerido en los años sesenta [10], [11]. Los primeros modelos descritos, empleaban guías de onda como elementos desfases [4] por lo que las antenas resultantes eran muy voluminosas y pesadas. Las guías de onda se presentaban alineadas frente al alimentador y cortocircuitadas en el extremo opuesto, de forma que dimensionando adecuadamente la longitud de

cada una se conseguía controlar el diagrama de radiación resultante. Los reflectarrays con esta tecnología no eran muy interesantes desde un punto de vista práctico en aquel momento dado que daban lugar a estructuras excesivamente pesadas.

En 1975, Phelan patenta un reflectarray para polarización circular que empleaba espirales cuádruples como elementos de fase [12], [13] que permiten controlar el desfase introducido por cada elemento mediante su ángulo de rotación. Su autor introdujo además una red de diodos en cada elemento que permitía conectar diferentes pares de hilos de la espiral, introduciendo por primera vez la reconfiguración electrónica del haz.

A finales de la década de los setenta aparecen los primeros reflectarrays con tecnología impresa [14]-[16], constituidos por elementos metálicos impresos sobre un dieléctrico en un plano. Sin embargo, no es hasta finales de los años ochenta cuando las antenas reflectarray comienzan a despertar interés y a generalizarse la publicación de resultados referentes a los mismos. Así, en 1987, Munson patenta un reflectarray con tecnología microstrip para una aplicación de comunicación por satélite donde el plano reflector debe ser flexible para acoplarse a la curvatura de las paredes del satélite durante su despegue. Emplea de líneas de retardo conectadas a parches resonantes para modificar el campo reflejado por cada celda del reflectarray [17]. Cuatro años después Huang publica un exhaustivo análisis teórico de los reflectarrays basados en parches con líneas de transmisión [18]. Como alternativa a los stubs, Pozar introduce los parches metálicos de tamaño variable para controlar el campo reflejado por el reflectarray [19]-[20]. Esto tipos de elementos de fase han sido unas de las estrategias más explotadas posteriormente para el diseño de reflectarrays. Simultáneamente a estas propuestas que incluían métodos de análisis específicos, aparecían en la literatura otras propuestas de técnicas de análisis como la de Zhuang que utiliza el método del gradiente conjugado en combinación con la transformada rápida de Fourier [21].

En esta época aparecen también las primeras propuestas de reflectarrays reconfigurables como el reflectarray con haz orientable mediante elementos desfasadores digitales propuesta por Javor en 1994 [22]. Casi de forma simultánea aparecen propuestas que demuestran la viabilidad de los reflectarrays microstrip para trabajar con polarización múltiple y baja componente contrapolar [23], [24].

Si bien la configuración de celdas básicas más habitual es una matriz de tipo cartesiano, en 1995 se propone la incorporación del concepto de zonas de Fresnel en el diseño de reflectarrays con su propuesta denominada FZPR [25] que divide el

---

reflector de acuerdo a las zonas de Fresnel dentro de las que se pueden definir anillos de desfase constante en los que se sitúan los elementos de fase para compensar el retardo respecto a una región de referencia y apuntar el lóbulo principal del diagrama de radiación en campo lejano. Este tipo de reflectores presenta una eficiencia baja ya que en lugar de ofrecer una capacidad de desfase continua para cada celda, la fase se discretiza a un número pequeño de valores, tantos como divisiones de la zona de Fresnel. Sin embargo se presentan como una opción viable en algunas aplicaciones [26], [27]. Duffy compara en [28] las prestaciones de un reflectarray convencional y otro basado en zonas de Fresnel para polarización dual a dos frecuencias. Recientemente en [29] se han introducido diodos a modo de interruptores para lograr haces reconfigurables que permitan mantener comunicaciones entre un satélite y un avión durante su navegación.

La respuesta multifrecuencia en reflectarrays se ha abordado en distintos trabajos como la propuesta de reflectarray de dos capas para su uso a dos frecuencias lo suficientemente alejadas como para que la capa diseñada a una frecuencia sea transparente para la onda que incide a la otra frecuencia presentada en [30] o la propuesta de diseño de reflectarray a dos frecuencias mediante capas apiladas de parches de tamaño variable de Encinar [31] que posteriormente se adapta para incrementar el ancho de banda [32].

En esta misma época aparecen trabajos como el de Huang que compara los elementos de fase compuestos por un stub de longitud variable junto a un parche frente a otros similares de longitud fija pero con diferentes ángulos de rotación [33], propuestas para ondas milimétricas a las frecuencias de 28 y 77 GHz [34], o para tratar de corregir los errores que introducen los reflectores parabólicos en sistemas combinados [35].

La incorporación de elementos activos como amplificadores en el diseño, es otro de los aspectos en que se ha mantenido actividad en el ámbito. Por ejemplo en [36] Robinson propone un reflectarray en la banda X con amplificadores situados bajo el plano de masa y acoplados por apertura. Esta posibilidad de introducir elementos activos que amplifiquen el campo que reciben las celdas resulta muy atractiva y son numerosas las publicaciones al respecto [36]-[40]. Recientemente, se ha propuesto un reflectarray con amplificación y reconfigurable [40] que recibe la señal con una polarización y tras amplificarla y desfazarla adecuadamente la radia en la polarización ortogonal.

Son muchas las configuraciones que se han analizado en los últimos años con el objetivo de aportar soluciones a problemas específicos. Por ejemplo, el grupo de Menzel proponen la reducción del tamaño total de la antena incorporando el alimentador en la estructura del reflector [5] y utilizando un polarizador para iluminar el reflector, formando lo que se denomina un reflectarray plegado (folded reflectarray) [41]-[44]. El alimentador emite una onda polarizada de tal forma que es reflejada por completo por la superficie polarizadora. La onda incide sobre los elementos del reflectarray que, en este caso, tienen la doble función de introducir la fase objetivo además de provocar un giro de  $90^\circ$  en la polarización de la onda. Esta onda reflejada por segunda vez incide en el polarizador donde ahora sí se transmite totalmente.

Uno de los ámbitos de empleo potencial es el espacial en el que una de las principales preocupaciones en el lanzamiento de satélites consiste en minimizar el peso para facilitar su puesta en órbita [45]. Con este objetivo, por ejemplo, en [46]-[47] se proponen reflectarrays con estructuras hinchables que ya se habían utilizado con anterioridad para reflectores parabólicos y en [2] se presenta una antena orientada a vehículos espaciales que combina en el mismo plano, las celdas del reflectarray y unos paneles solares.

Los sustratos que soportan los elementos de fase, que han sido objeto de estudio por ejemplo en [48], han pasado a desempeñar un papel activo al adoptar materiales como el cristal líquido que presenta una permitividad variable con la tensión de polarización. Los trabajos [49]-[52], que utilizan una matriz de celdas de cristal líquido sobre las que se sitúan los elementos de fase, permiten el control individual de la permitividad de cada celda mediante una red de polarización adecuada y en consecuencia del desfase que introducen. Con ello se hace posible el control electrónico del diagrama de radiación y su reconfiguración.

Otra posibilidad para reconfigurar el reflectarray es actuar sobre la geometría de los elementos de fase definiendo geometrías alternativas sobre los mismos mediante el empleo de conmutadores que conecten o desconecten distintas partes de los mismos o de las líneas de retardo que lleven incorporadas. La utilización de diodos para este fin es una alternativa que se sigue utilizando en la actualidad [53]. La aparición de los dispositivos electromecánicos de tipo MEMS ha posibilitado otra implementación [54].

También se pueden encontrar propuestas que utilizan elementos de fase que reutilizan el concepto de los primeros reflectarrays basados en guías de onda [10], como la propuesta por Butscher [55] que antenas de tipo Vivaldi con líneas de retardo. Estos elementos radiantes presentan una buena respuesta en frecuencia y se

pueden implementar con stubs de longitud mayor que la longitud de onda con lo que el ancho de banda se mejora considerablemente, aunque presentan como inconveniente su volumen.

Los elementos de fase también han sido y continúan siendo objeto de estudio. Así, además de las ya mencionadas, se pueden encontrar en la literatura multitud de propuestas como los parches en forma de sombrero [56], en forma de hueso [57], con ranuras en el plano de masa [58], o las estructuras anulares [59] sobre las que se apoyan algunas de las propuestas presentadas en esta tesis.

Durante la última década, las diferentes contribuciones en este campo se han centrado principalmente en aplicar las distintas técnicas a aplicaciones concretas [60]-[62], combinar varias técnicas [63]-[65], aportar soluciones puntuales a determinados problemas [66]-[68], realizar comparativas [69]-[71] e introducir nuevas soluciones tecnológicas [72]-[75].

Por otra parte, los avances en el campo de la computación con procesadores cada vez más potentes y rápidos y los continuos avances en el ámbito del modelado electromagnético permiten plantearse tanto el análisis de nuevos elementos de fase con garantías suficientes como para minimizar el número de prototipos necesarios para validar una propuesta como en la incorporación de técnicas de optimización para intentar automatizar el proceso de diseño del reflectarray en la medida de lo posible [76]-[82].

## **2.3 Ancho de banda**

La principal limitación en las antenas reflectarray es su limitado ancho de banda [83], [84] que viene provocado tanto por la naturaleza de banda estrecha de la respuesta en fase de los elementos de fase, que suelen tener carácter resonante, como por la diferencia en los retardos de fase espaciales entre las diferentes zonas del reflectarray. Resulta muy difícil superar un ancho de banda del 10% y para ello es preciso elegir los elementos de fase idóneos y la posición óptima del alimentador y todo ello condicionado por las dimensiones del reflector. En este apartado se exponen brevemente las causas de estas dos limitaciones y los mecanismos que permiten reducir su impacto sobre la respuesta del reflectarray.

### 2.3.1 Ancho de banda del elemento de fase

El cálculo del campo radiado por un reflectarray, como se verá en el Capítulo 3, involucra el módulo y la fase del campo reflejado en cada uno de los elementos de fase del reflectarray y, como en todo cálculo en campo lejano, resultan críticas las diferencias de fase entre elementos. El módulo está definido, salvo pérdidas en el dieléctrico, por el alimentador mientras que la fase es el resultado de la combinación del desfase introducido por elemento de fase y el retardo eléctrico desde el centro de fase del alimentador, ambos dependientes de la frecuencia. De esta forma, el campo a la frecuencia central  $f_0$ , en términos de los módulos,  $A_i$ , y las fases,  $\phi_i$ , del campo reflejado en cada una de las  $n$  celdas tendrá una dependencia del tipo:

$$\vec{E}(\theta, \phi)_{f_0} = f(A_1, A_2, \dots, A_n, \phi_1(f_0), \phi_2(f_0), \dots, \phi_n(f_0)) \quad (2.1)$$

donde:

$$\phi_n(f_0) = \phi_0 + k(f_0) \cdot r_n + \phi_{cr,n}(f_0) \quad (2.2)$$

$k$  es el número de onda, y  $\phi_{cr,n}$  la fase del coeficiente de reflexión de la celda  $n$ , todos dependientes de la frecuencia. A una frecuencia diferente  $f_1$ , la fase del elemento  $n$  vendrá dada por:

$$\phi_n(f_1) = \phi_0 + k(f_1) \cdot r_n + \phi_{cr,n}(f_1) = \phi_0 + k(f_1) \cdot r_n + \phi_{cr,n}(f_0) + \Delta_{\phi_{cr,n}}(f_1) \quad (2.3)$$

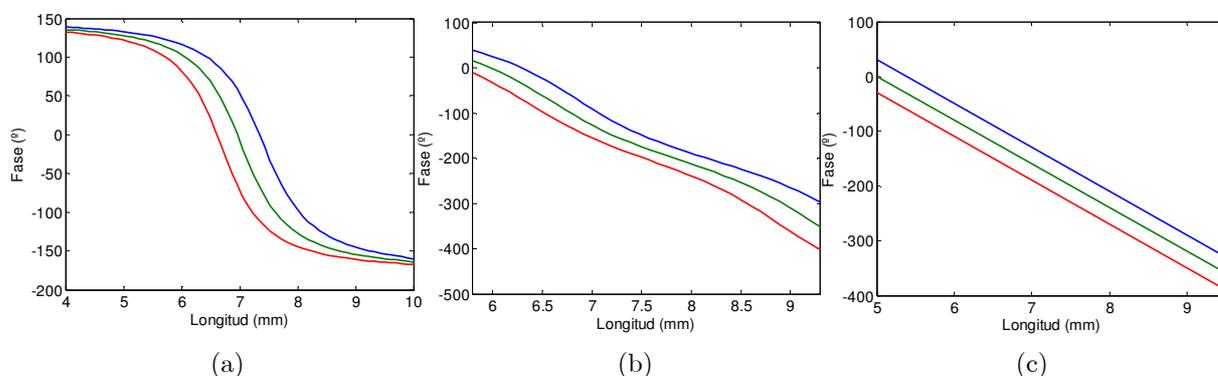
por lo que, considerando únicamente la variación con la frecuencia del desfase introducido por el elemento de fase, se minimiza el impacto sobre el diagrama si las variaciones de la fase del coeficiente de reflexión de los elementos de fase verifican la siguiente relación:

$$\Delta_{\phi_{cr,1}}(f_1) \approx \Delta_{\phi_{cr,2}}(f_1) \approx \dots \Delta_{\phi_{cr,n}}(f_1) = \Delta_{\phi_{cr}}(f_1) \quad (2.4)$$

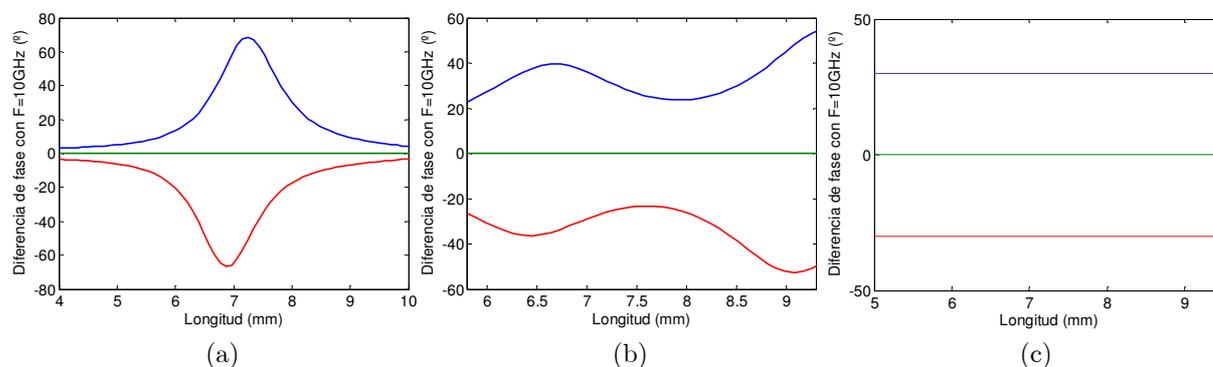
es decir, si las variaciones con la frecuencia de los desfases introducidos por los elementos del reflectarray se mantienen aproximadamente constantes.

El diseño de los elementos de fase se realiza habitualmente a la frecuencia central de operación por lo que al alejarse de la misma el diagrama de radiación se va degradando. Para el diseño de los elementos de fase se recurre a las denominadas curvas de diseño que muestran la relación entre la fase del coeficiente de reflexión y uno o varios parámetros geométricos del elemento de fase. En la Figura 2.2 se

muestran ejemplos de curvas de diseño para parches (a) y una estructura combinada parche-anillo (b) para una frecuencia central (verde) y dos frecuencias por encima y por debajo de la central (azul y rojo). Para mitigar el efecto que provoca la variación de la respuesta con la frecuencia es preciso buscar elementos o configuraciones de los mismos que presenten curvas de diseño lo más uniformes posible, es decir, curvas cuya pendiente se mantenga tan constante como sea posible dentro del rango de trabajo que corresponderían con la respuesta ideal mostrada en la Figura 2.2(c). Este efecto se aprecia más claramente en la Figura 2.3, donde se representan las diferencias de fase en cada uno de los casos anteriores y en el caso ideal.



**Figura 2.2:** Curvas de diseño a distintas frecuencias, (a) parche rectangular, (b) estructura híbrida de anillo y parche, (c) estructura ideal.



**Figura 2.3:** Diferencia de fase respecto a la frecuencia central, (a) parche rectangular, (b) estructura híbrida de anillo y parche, (c) estructura ideal.

### 2.3.2 Diferencia en el retardo espacial de fase

Por otra parte, el retardo de fase espacial [85] también es variable con la frecuencia al ser dependiente del camino eléctrico recorrido desde el centro de fase del alimentador a cada uno de los elementos de fase del reflectarray:

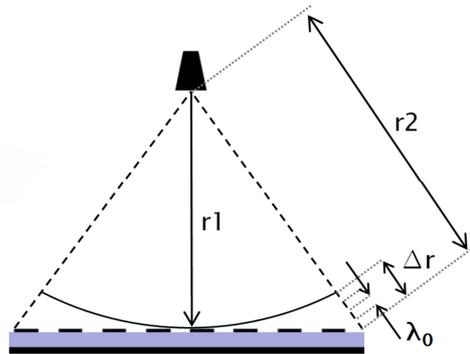
$$\text{Retardo espacial de fase}|_{n,f_0} = r_{n,f_0} = k(f_0) \cdot r_n \quad (2.5)$$

Este factor cobra importancia en reflectarrays de gran tamaño, en cuyo caso el ancho de banda puede verse limitado principalmente por la diferencia del retardo de fase espacial entre los elementos del reflector.

Atendiendo al esquema mostrado en la Figura 2.4, la diferencia de retardo espacial  $\Delta r$  entre 2 celdas es igual a la diferencia que hay entre las trayectorias eléctricas  $r_1$  y  $r_2$ . Dicho retardo se puede expresar en términos de la longitud de onda a la frecuencia central (2.6), donde  $N$  es un número real y tendrá un valor distinto para cada elemento del reflectarray.

$$|r_1 - r_2|_{f_0} = \Delta r(f_0) = N \cdot \lambda_0 \quad (2.6)$$

El efecto que ocasiona sobre el sistema de comunicación es doble. Por un lado, la parte fraccional de  $N$  provocará una degradación en el diagrama de radiación que será mayor cuanto más se aleje la frecuencia de la de diseño  $f_0$ . Por otro lado, la parte entera de  $N$  no degrada el diagrama de radiación sino que implica un deterioro en la decodificación de los datos transmitidos. Esto es debido a que el campo reflejado en algunas celdas, a pesar de tener la fase exacta en el rango  $[0, 360^\circ]$ , se encontrará desfasado en varias longitudes de onda.



**Figura 2.4:** Retardo de fase espacial.

Suponiendo que para una determinada aplicación se necesita obtener una fase constante del campo reflejado en la superficie del reflectarray, la parte fraccional de  $N$  en cada elemento se debe compensar con el elemento desfasador. Sin embargo, conforme la frecuencia cambia,  $N$  también cambiará. Sin considerar la variación que se produce con la frecuencia en el desfase del elemento, los errores de fase serán debidos a que la fase del coeficiente de reflexión no es una función lineal de la longitud eléctrica de cada elemento periódico. Es decir, si se hace un barrido en frecuencia,  $\Delta r$  se convierte en:

$$\Delta r = N \cdot (\lambda_0 + \Delta\lambda_0) \quad (2.7)$$

donde  $\Delta\lambda_0$  es directamente proporcional al cambio de frecuencia. Este error sólo es dominante en reflectarrays de dimensiones eléctricas muy grandes. El error será menor al reducir  $N$ , lo que se consigue igualando en la medida de lo posible la longitud de los distintos caminos que hay desde el alimentador hasta cada una de las celdas. Para ello conviene tener en cuenta la posición física de la fuente. Normalmente el alimentador se encuentra descentrado respecto el reflector para evitar el bloqueo sobre el campo reflejado, pero se puede aumentar su altura respecto al reflectarray o disminuir el diámetro del reflector. Si no es posible o suficiente, se puede reducir implementando líneas de retardo que compensen el retardo  $\Delta r$  completo en lugar de la parte fraccional de  $N$ . Otra opción consiste en ajustar el desfase requerido a varias frecuencias.

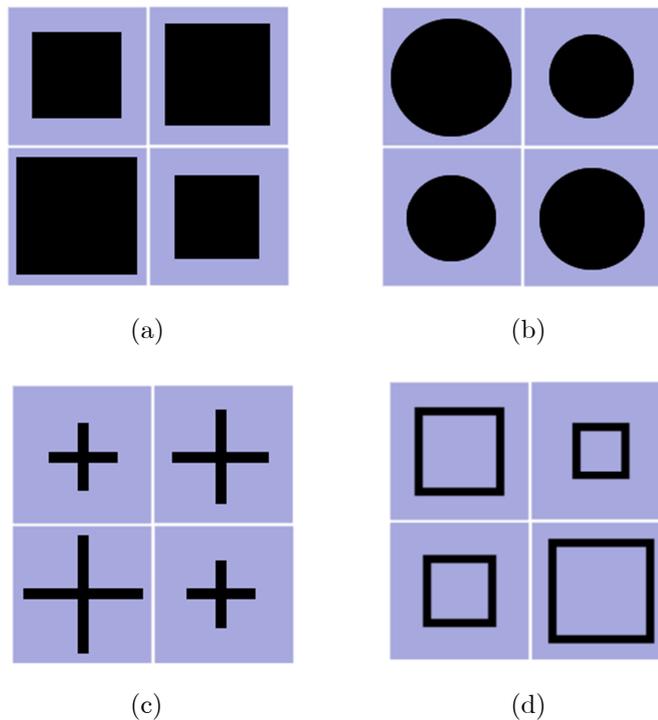
## 2.4 Tipos de Elementos de fase

Para finalizar este tema, se va a efectuar una breve presentación de distintos tipos de elementos de fase que se han empleado en el diseño de reflectarrays. Todos los considerados en esta revisión son de tipo resonante, los más utilizados en el ámbito de los reflectarrays impresos, y aprovechan la fuerte variación en la fase del coeficiente de reflexión en torno a la frecuencia de resonancia. Hay que señalar que las dimensiones de la geometría resonante establecen el tamaño mínimo de la periodicidad que debe emplearse en el reflectarray.

### 2.4.1 Dipolos, parches y anillas simples de tamaño variable

Este tipo de elementos de fase aprovechan la resonancia de geometrías de tipo dipolo, parche o anilla impresos en un sustrato dieléctrico sobre plano de masa. La variación de la geometría en torno a las dimensiones resonantes de la misma es la que permite conseguir el desfase necesario del campo reflejado. Idealmente se debería producir un cambio más o menos gradual en la fase del coeficiente de reflexión de  $360^\circ$  alrededor de la longitud de resonancia, pero en la práctica este rango es menor y limitado por el tamaño de celda.

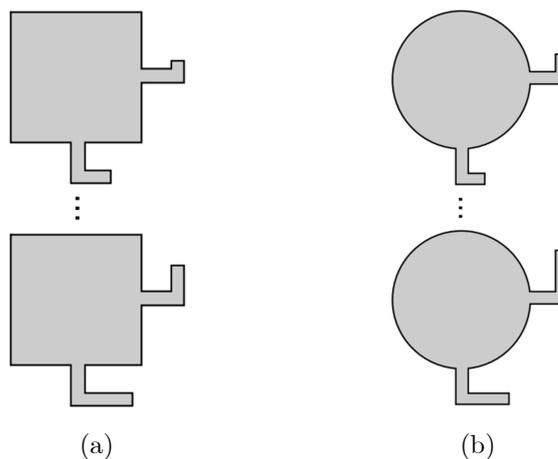
Los parches rectangulares, elípticos, dipolos lineales y cruzados y estructuras anulares son las geometrías más utilizadas en la literatura (algunos de ellas esquematizadas en la Figura 2.5) [19], [86]-[88]. El comportamiento en cuanto a polarización cruzada de estas estructuras es muy dependiente de la geometría concreta que se considere: por ejemplo con dipolos y parches rectangulares se pueden conseguir niveles inferiores a  $-35\text{dB}$  [89] y en el caso de dipolos cruzados se puede obtener una reducción en la polarización cruzada separando los dipolos horizontales de los verticales [90].



**Figura 2.5:** Algunos ejemplos de elementos de fase: (a) parches rectangulares, (b) parches elípticos, (c) dipolos cruzados, (d) anillas rectangulares.

### 2.4.2 Parches con stubs de longitud variable

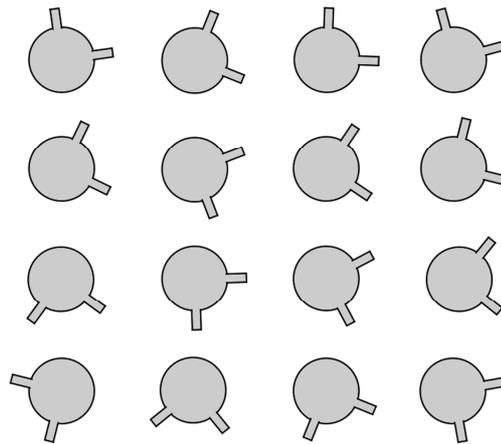
Otra configuración habitual consiste en cargar con líneas impresas de longitud variable los parches rectangulares o circulares, lo que permite obtener los desfases necesarios como se esquematiza en la en la Figura 2.6, [17], [91], [92]. Cada parche recibe la señal proveniente del alimentador que se propaga a lo largo del stub hasta su extremo, donde se refleja propagándose de nuevo por la misma y siendo radiada por el parche impreso con un desplazamiento de fase proporcional a dos veces la longitud de la línea. En esta configuración los stub presentan pérdidas disipativas además de radiación espuria por lo que la antena presenta una reducción en la eficiencia y un aumento en los niveles de polarización cruzada (típicamente -22dB). Parte de esta polarización cruzada se puede reducir orientando adecuadamente los stubs como se propone en [6].



**Figura 2.6:** Elementos de fase ajustados mediante stubs de longitud variable (en este caso para actuar sobre dos componentes lineales): (a) parches rectangulares, (b) parches circulares.

### 2.4.3 Parches con ángulos de rotación variables

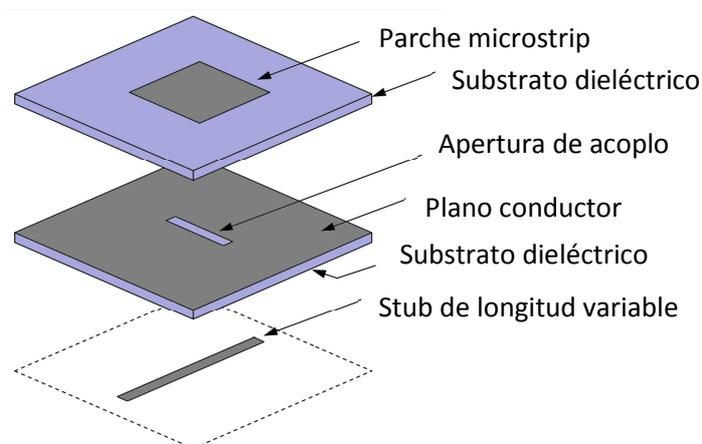
Estas estructuras resultan de interés en aplicaciones con polarización circular, y responden a implementaciones como la que se muestra en la Figura 2.7. El desplazamiento de fase se obtiene rotando cada elemento un ángulo adecuado [33], [93], [94]. Se pueden obtener niveles de componente contrapolar de -28dB, sensiblemente mejores que para el caso de los stubs, pero la limitación en banda sigue siendo importante.



**Figura 2.7:** Parches circulares con stubs y rotaciones variables.

#### 2.4.4 Parches con acoplo por apertura

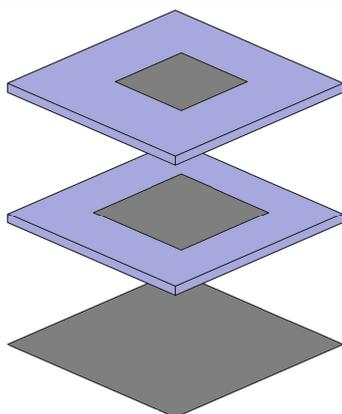
Situando los stubs en la parte inferior del plano reflector y excitándolos mediante acoplo por apertura, como se ilustra en la Figura 2.8, se eliminan los problemas de espacio a la hora de implementar los mismo y además se suprime la radiación espuria que generan. La ventaja más importante de esta configuración es la posibilidad de obtener con cierta facilidad reflectarrays reconfigurables o amplificadores introduciendo elementos activos o desfases programables en la capa posterior al plano de masa.



**Figura 2.8:** Esquema de un parche por acoplo en apertura ajustado mediante un stub.

### 2.4.5 Parches multicapa

Los elementos resonantes comentados en el apartado 2.4.1 presentan una sola resonancia, por lo que difícilmente alcanzan un rango de fase de  $360^\circ$  y en general presentan una respuesta en frecuencia no demasiado estable, factores ambos que limitan el ancho de banda. Una alternativa que mitiga este problema es el empleo de varios elementos resonantes dentro de una misma celda. La idea que inicialmente tuvo más aceptación fue la de apilar varias capas de elementos resonantes sobre un plano conductor [95], [96] (Figura 2.9). De esta forma, el efecto de las resonancias se solapa y el rango de fase obtenido es mucho mayor. Manejando adecuadamente la relación de tamaño entre los parches y demás parámetros de configuración se pueden obtener respuestas en frecuencia sensiblemente mejores que para las estructuras monocapa tradicionales.



**Figura 2.9:** Esquema de un elemento de fase formado por dos capas de parches apilados.

### 2.4.6 Anillas concéntricas múltiples

El inconveniente que presentan las estructuras multicapa surge del proceso de unión de las distintas capas que debe evitar la aparición de burbujas de aire y garantizar la homogeneidad dieléctrica. Una alternativa consiste en utilizar en la misma capa varios elementos resonantes dentro de una misma celda con el objetivo de alcanzar prestaciones similares a las de estructuras multicapa, como las anillas concéntricas dobles (Figura 2.10) o múltiples [97]. Estas anillas pueden presentarse en forma de cruz [98], elípticas [99], rectangulares [100], etc. Otra solución adoptada en

[101] emplea agrupaciones de tres dipolos coplanares de longitud variable dentro de cada celda. También se pueden encontrar propuestas que combinan anillas y parches en la misma capa [102].

### 2.4.7 Otras configuraciones

En la literatura se pueden encontrar múltiples variaciones entre las que se pueden citar como ejemplos los parches con recortes y de tipo dogbone propuestos en [57], que en prototipos han mostrado mayores anchos de banda que los parches rectangulares resolviendo el problema de la polarización cruzada elevada de los primeros mediante los segundos, o los parches idénticos con ranuras de longitud variable en el plano de masa propuestos en [58], que ofrecen resultados similares a los obtenidos con parches de tamaño variable.

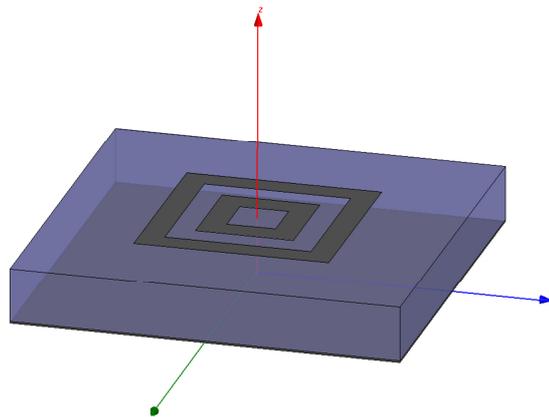


Figura 2.10: Elemento de fase formado por anillas rectangulares dobles.

## 2.5 Bibliografía

- [1] J. Huang, J.A. Encinar, “Reflectarray Antennas,” John Wiley & Sons, New Jersey, 2008.
- [2] J. Huang, M. Zawadzki, “Antennas integrated with solar arrays for space vehicle application,” Jet Propulsion Laboratory California Institute of Technology Pasadena, pp. 86-89, 2000.
- [3] O. Tiennault, “Analysis and design of deployable parabolic reflectors made of flat reflecting facets,” ESTEC Working Paper N° 2150, Agosto 2001.

- 
- [4] H.E. Gannudi, R.V. Gatti, C. Tomassoni, R. Sorrentino, "Preliminary Design of Foldable Reconfigurable Reflectarray for Ku-Band Satellite Communication," Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2010), pp. 1-5, Barcelona, Abril 2010
  - [5] D. Pilz, W. Menzel, "Folded reflectarray antenna," Electronics Letters , vol.34, no.9, pp.832-833, Apr 1998.
  - [6] D.C. Chang, M.C. Huang, "Multiple-polarization microstrip reflectarray antenna with high efficiency and low cross-polarization," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 43, no. 8, pp. 829-834, Agosto 1995.
  - [7] P. Pirinoli, P.T. Cong, M. Mussetta, M. Orefice, "Concentric square ring elements for dual band reflectarray antenna," 3rd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2009), pp. 1342 - 1344, Berlín, Marzo 2009.
  - [8] F.C.E. Tsai, M.E. Bialkowski, H.J. Song, "A reflectarray using dual-polarized aperture-coupled microstrip patch antennas," Proceedings of APMC2001, pp. 1040-1042, 2001.
  - [9] L. Boccia, F. Venneri, G. Amendola. G. Di Massa, "Application of varactor diodes for reflectarray phase control," IEEE Antenna Propagat. Symposium, pp. 132-135, Junio 2002.
  - [10] D.G. Berry, R.G. Malech, W.A. Kennedy, "The Reflectarray Antenna," IEEE Transactions on Antenas and Propagation, Vol. AP-11, pp. 645-651, Noviembre 1963.
  - [11] M.I. Skolnik, Radar Handbook, McGraw Hill, pp. 11.55-11.61, 1970.
  - [12] H.R. Phelan, "Dual polarization spiral antenna," Patent US 3906514, Septiembre 1975.
  - [13] H.R. Phelan, "Spiralphase reflectarray for multitarget radar," Microwave Journal, Vol. 20, pp. 67-73, Julio 1977.
  - [14] C.S. Malagasi, "Microstrip Disc Element reflectarray," Electron. Aerospace Syst. Conv., Septiembre 1978.
  - [15] J.P. Montgomery, "Scattering by an infinite periodic array of microstrip elements," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.26, no.6, pp.850,854, Nov 1978.
  - [16] D.F. Bouman, "Reflectarray antenna," Patent US 4198640, Abril 1980.
  - [17] R.E. Munson, H. Haddad, J.W. Hanlen, "Microstrip reflectarray for satellite comunication and RCS enhancement or reduction," U.S. patent 4,684.952, Washington, D.C., Agosto 1987.

- [18] J. Huang, "Microstrip reflectarray," Antennas and Propagation Society International Symposium, 1991. AP-S. Digest , vol., no., pp.612,615 vol.2, 24-28 June 1991.
- [19] D.M. Pozar, T.A. Metzler, "Analysis of a reflectarray antenna using microstrip patches of variable size," Electronic Letters, Vol. 29, no. 8, pp. 657-658, Abril 1993.
- [20] S.D. Targonski, D.M. Pozar, "Analysis and design of a microstrip reflectarray using patches of variable size," Antennas and Propagation Society International Symposium, 1994. AP-S. Digest , vol.3, pp.1820,1823 vol.3, June 1994.
- [21] Y. Zhuang, K.-L. Wu, C. Wu, J. Litva, "Microstrip reflectarrays: Full-wave analysis and design scheme," Antennas and Propagation Society International Symposium, 1993. AP-S. Digest , vol., no., pp.1386,1389 vol.3, June 1993.
- [22] R.D. Javor, X.-D. Wu, K. Chang, "Beam steering of a microstrip flat reflectarray antenna," Antennas and Propagation Society International Symposium, 1994. AP-S. Digest , vol.2, no., pp.956,959 vol.2, June 1994.
- [23] R.D. Javor, X.-D. Wu, K. Chang, "Dual polarisation of microstrip reflectarray antenna," Electronics Letters , vol.30, no.13, pp.1018,1019, Jun 1994.
- [24] D.-C. Chang, M.-C. Huang, "Multiple-polarization microstrip reflectarray antenna with high efficiency and low cross-polarization," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.43, no.8, pp.829,834, Aug 1995.
- [25] Y.J. Guo, S.K. Barton, "Phase correcting zonal reflector incorporating rings," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 43, no. 4, pp. 350-355, Abril 1995.
- [26] B.D. Nguyen, C. Migliaccio, C. Pichot, "94 GHz zonal ring reflector for helicopter collision avoidance," Electronics Letters, Vol. 40, no. 20, pp. 1241-1242, Septiembre 2004.
- [27] J.-M. Baracco, P. Ratajczak, P. Brachat, G. Toso, "Dual frequency Ka-band Fresnel reflectors," IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), pp.2187-2190, July 2011.
- [28] S.M. Duffy, S.D. Targonski, "Comparison of two flat reflector-type designs for dual-polarization, dual-band operation," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, vol.2, pp.288-291, July 2001.
- [29] A. Kohmura, J. Lanteri, F. Ferrero, C. Migliaccio, P. Ratajczak, S. Futatsumori, N. Yonemoto, "Ka-band dual frequency switchable reflectarray," 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), pp.3230-3233, March 2012.

- 
- [30] D.I. Wu, R.C. Hall, J. Huang, "Dual-frequency microstrip reflectarray," Antennas and Propagation Society International Symposium, 1995. AP-S. Digest , vol.4, no., pp.2128,2131 vol.4, 18-23 June 1995.
- [31] J.A. Encinar, "Design of a dual frequency reflectarray using microstrip stacked patches of variable size," Electronics Letters , vol.32, no.12, pp.1049,1050, Jun 1996.
- [32] J.A. Encinar, "Design of two-layer printed reflectarrays for bandwidth enhancement," Antennas and Propagation Society International Symposium, 1999. IEEE , vol.2, pp.1164-1167, July 1999.
- [33] J. Huang, R.J. Pogorzelski, "Microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 2, pp. 1280-1283, Julio 1997.
- [34] D.M. Pozar, S.D. Targonski, H.D. Syrigos, "Design of millimeter wave microstrip reflectarrays," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.45, no.2, pp.287-296, Feb 1997.
- [35] A.J. Zaman, R.Q. Lee, "A spherical to plane wave transformation using a reflectarray," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Digest, vol.2, pp.1284-1287, July 1997.
- [36] A.W. Robinson, M.E. Bialkowski, "An X-band active microstrip reflectarray," Microwave Conference Proceedings, 1997. APMC '97, Asia-Pacific , vol.3, pp.925-928, Dec 1997.
- [37] R. Clark, H. Pan, J.T. Bernhard, "Microstrip antenna elements with internal amplifier slots for spatial power combining reflectarray applications," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, vol.3, pp.1248-1251, July 2000.
- [38] A.W. Robinson, M.E. Bialkowski, H.J. Song, "An X-band passive reflectarray using dual-feed aperture coupled patch antennas," Asia Pacific Microwave Conference, pp. 906-909, Diciembre1999.
- [39] M.E. Bialkowski, A.W. Robinson, H.J. Song, "Design, development, and testing of X-band amplifying reflectarrays," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, pp. 1065-1076, Agosto 2002.
- [40] K.K. Kishor, S.V. Hum, "An Amplifying Reconfigurable Reflectarray Antenna," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.60, no.1, pp.197-205, Enero 2012.
- [41] W. Menzel, D. Kessler, "A Folded Reflectarray Antenna for 2D Scanning," German Microwave Conference 2009, pp. 1-4, Marzo 2009.

- [42] W. Menzel, L. Jiang, S. Dieter, "Folded reflectarray antenna based on a single layer reflector with increased phase angle range," 3rd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2009), pp. 2757-2760, Berlín, Marzo 2009.
- [43] A. Zeitler, J. Lanteri, C. Pichot, C. Migliaccio, P. Feil, W. Menzel, "Folded Reflectarrays With Shaped Beam Pattern for Foreign Object Debris Detection on Runways," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 58, no. 9, pp. 3065-3068, Septiembre 2010.
- [44] S. Dieter, C. Fischer, W. Menzel, "Design of a folded reflectarray antenna using Particle Swarm Optimization," 2010 European Microwave Conference (EuMC), pp. 731-734, Septiembre 2010.
- [45] J. Huang, M. Lou, E. Caro, "Super-low-mass spaceborne SAR array concepts," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 1997.
- [46] J. Huang; A. Fera, "Inflatable microstrip reflectarray antennas at X and Ka-band frequencies," Antennas and Propagation Society International Symposium, 1999.
- [47] J. Huang, A. Fera, M. Lou, "The development of inflatable array antennas," Aerospace Conference Proceedings, 2000 IEEE , vol.5, no., pp.59,65 vol.5, 2000.
- [48] K.Y. Sze, L. Shafai, "Substrate thickness in a microstrip reflectarray," Microwave Conference, 1999 Asia Pacific , vol.1, pp.146-14, 1999.
- [49] M.Y. Ismail, W.Hu, R. Cahill, H.S. Gamble, R. Dickie, V.F. Fusco, D. Linton, S.P. Rea, N. Grant, "Performance of Reflectarray Cells Printed on Liquid Crystal Film," Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2006), pp. 2034-2037, Yokohama, Diciembre 2006.
- [50] W. Hu, R. Cahill, J.A. Encinar, R. Dickie, H. Gamble, V. Fusco, N. Grant, "Design and Measurement of Reconfigurable Millimeter Wave Reflectarray Cells With Nematic Liquid Crystal," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 56, no. 10, pp. 3112-3117, Octubre 2008.
- [51] S. Bildik, C. Fritsch, A. Moessinger, R. Jakoby, "Tunable Liquid Crystal Reflectarray with Rectangular Elements," German Microwave Conference 2010, pp. 1-4, Marzo 2010.
- [52] A. Moessinger, S. Dieter, R. Jakoby, W. Menzel, S. Mueller, "Reconfigurable LC-Reflectarray Setup and Characterisation," 3rd European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2009, pp.2761-2765, Marzo 2009.
- [53] H. Kamoda, T. Iwasaki, J. Tsumochi, T. Kuki, O. Hashimoto, "60-GHz Electronically Reconfigurable Large Reflectarray Using Single-Bit Phase Shifters," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.59, no.7, pp.2524-2531, Julio 2011.

- 
- [54] J.H. Schaffner, D.F. Sievenpiper, R.Y. Loo, J.J. Lee, S.W. Livingston, "A wideband beam switching antenna using RF MEMS switches," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol.3, pp.658-661, July 2001.
- [55] F.D. Butscher, W.J. Dawley, J.T. Loane, D.R. Tanner, "Large instantaneous bandwidth reflector array," Patent US 6184839 (febrero 2001).
- [56] K.Y. Sze, L. Shafai, "Hat-shaped patches for line-source-fed microstrip reflectarray," *Electronics Letters*, vol.37, no.15, pp.937-939, Jul 2001.
- [57] M. Bozzi, S Germani, L. Peregrini, "Performance Comparison of Different Element Shapes Used in Printed Reflectarrays," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 2, pp 219-222, 2003.
- [58] M. R. Chaharmir, J. Shaker et al., "Reflectarrays with slots of varying length on ground plane", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 144-147, junio 2002.
- [59] N. Misran, R. Cahill, V. Fusco, "Reflection phase response of microstrip stacked ring elements," *Electronics Letters*, vol.38, no.8, pp.356-357, Apr 2002.
- [60] H. Legay, D. Bresciani, E. Labiole, R. Chiniard, R. Gillard, G. Toso, "Measurement of a 1.3 m reflectarray antenna in flat panels in Ku band," *International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, pp.231-234, Oct. 2012.
- [61] P. Robustillo, J. Zapata, J.A. Encinar, 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, no., pp.977-980, 2012.
- [62] C. Tienda, J.A. Encinar, M. Arrebola, M. Barba, E. Carrasco, "Design, Manufacturing and Test of a Dual-Reflectarray Antenna With Improved Bandwidth and Reduced Cross-Polarization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.61, no.3, pp.1180-1190, March 2013.
- [63] J.A. Zornoza, R. Leberer, J.A. Encinar, W. Menzel, "Folded multilayer microstrip reflectarray with shaped pattern," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.54, no.2, pp.510-518, Feb. 2006.
- [64] A. Kohmura, J. Lanteri, F. Ferrero, C. Migliaccio, P. Ratajczak, S. Futatsumori, N. Yonemoto, "Ka-band dual frequency switchable reflectarray," *6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pp.3230-3233, March 2012.
- [65] L. Yuezhou, M.E. Bialkowski, A.M. Abbosh, "Single Layer Reflectarray With Circular Rings and Open-Circuited Stubs for Wideband Operation," *IEEE*

- Transactions on Antennas and Propagation, vol.60, no.9, pp.4183-4189, Sept. 2012.
- [66] N. Misran, R. Cahill, V.F. Fusco, "RCS reduction technique for reflectarray antennas," *Electronics Letters*, vol.39, no.23, pp.1630-2, Nov. 2003.
- [67] P. Krachodnok, R. Wongsan, "Phase-Bandwidth Enhancement of Microstrip Patch Reflectarray with Cross Slot Loads," *Asia-Pacific Microwave Conference, APMC*, pp.1-4, Dec. 2007.
- [68] S.H. Zainud-Deen, S.M. Gaber, A.M. Abd-Elhady, K.H. Awadalla, A.A. Kishk, "Wideband perforated rectangular dielectric resonator antenna reflectarray," *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, pp.113-116, July 2011.
- [69] M.W. Niaz, Z. Ahmed, M. Bin Ihsan, "Performance comparison of different aperture shapes for microstrip reflectarray," *German Microwave Conference*, pp.250-253, March 2010.
- [70] H. Rajagopalan, Y. Rahmat-Samii, "On the Reflection Characteristics of a Reflectarray Element with Low-Loss and High-Loss Substrates," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol.52, no.4, pp.73-89, Aug. 2010.
- [71] R. Florencio, R.R. Boix, V. Losada, J.A. Encinar, E. Carrasco, M. Arrebola, "Comparative study of reflectarrays based on cells with three coplanar dipoles and reflectarrays based on cells with three stacked patches," *6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pp.3707-3710, March 2012.
- [72] S. Avrillon, A. Pothie, L. Mercier, P. Blondy, "A novel reflectarray using integrated band reject filters," *European Microwave Conference*, vol.1, pp.4, Oct. 2005.
- [73] M.R. Chaharmir, J. Shaker, M. Cuhaci, A. Sebak, "Novel photonically-controlled reflectarray antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.54, no.4, pp.1134-1141, April 2006.
- [74] C.-C. Cheng; A. Abbaspour-Tamijani, "Evaluation of a Novel Topology for MEMS Programmable Reflectarray Antennas," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 12, pp. 3333-3344, Dec. 2009.
- [75] E. Geterud, Y. Jian, T. Ostling, "Radome design for hat-fed reflector antenna," *6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pp. 2985-2988, March 2012.
- [76] S.H. Zainud-Deen, Abd-Elhady; A.A. Mitkees, A.A. Kishk, "Design of dielectric resonator reflectarray using full-wave analysis," *NRSC 2009. National Radio Science Conference*, pp. 1-9, March 2009.

- 
- [77] I. López, J.R. Perez, J. Basterrechea, "An approach for the design of reflectarrays using CG-FFT and PSO," Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), pp. 1-5, April 2010.
- [78] G.C. Vietti, P. Pirinoli, M. Orefice, M. Mussetta, "Complete full-wave analysis of a S-band reflectarray demonstrator with square ring resonators," 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), pp. 1612-1614, March 2012.
- [79] V.R: Gupta, N. Gupta, "Beam steering in microstrip reflectarray antenna a genetic algorithm approach," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, vol.3, pp.160, June 2002.
- [80] F. Grimaccia, M. Mussetta, P. Pirinoli, R.E. Zich, "Optimization of a reflectarray antenna via hybrid evolutionary algorithms," 17th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility, EMC-Zurich 2006, pp. 254-257, Feb. 2006.
- [81] I. Barriuso, A.L. Gutierrez, M. Lanza, J.R. Perez, L. Valle, M. Domingo, J. Basterrechea, "Comparison of heuristic methods when applied to the design of reflectarrays," Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), pp. 970-974, April 2011.
- [82] S. Dieter, C. Fischer, W. Menzel, "Design of a folded reflectarray antenna using Particle Swarm Optimization," European Microwave Conference (EuMC), pp. 731-734, Sept. 2010.
- [83] J. Huang, "Bandwidth study of microstrip reflectarray and a novel paced reflectarray concept," IEEE AP-S/URSI symposium, pp. 582-585, Newport Beach, California, Junio 1995.
- [84] D.M. Pozar, "Bandwidth of reflectarrays," Electronic Letters, Vol. 39, pp. 1490-1491, Octubre 2003.
- [85] J. Huang, "Analysis of a microstrip reflectarray antenna for microspacecraft applications," NASA TDA Progress Report 42-120, pp 153-173, Febrero 1995.
- [86] K.Y. Sze, L. Shafai, "Phase properties of single-layer patch arrays with applications to line-source-fed microstrip reflectarrays," IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation, Vol. 149, no. 1, pp. 64-70, Febrero 2002.
- [87] D.M. Pozar, S.D. Targonski, "A microstrip reflectarray using crossed dipoles," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 2, pp. 1008-1011, Junio 1998.
- [88] M.E. Bialkowski, K.H. Sayidmarie, "Investigations Into Phase Characteristics of a Single-Layer Reflectarray Employing Patch or Ring Elements of Variable

- Size," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 56, no. 11, pp. 3366-3372, Noviembre 2008.
- [89] J. Shaker, C. Pike, M. Cuhaci, "A dual orthogonal Cassegrain flat reflector for Ka-band application," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 24, no. 1, pp. 7-10, Enero 2000.
- [90] K.C. Klancy, M.E. Cooley, D. Bressler, "Apparatus and method for reducing polarization cross-coupling in cross dipole reflectarrays," Patent US 2001/0050653, Diciembre 2001.
- [91] T. Metzler, D. Schaubert, "Scattering from a stub loaded microstrip antenna," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 446-449, Junio 1989.
- [92] T.A. Metzler, "Stub loaded microstrip reflectarrays", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 574-57, Junio 1995.
- [93] A.J. Zaman, R.Q. Lee, "A spherical to plane wave transformation using a reflectarray," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 2, pp. 1284-1287, Julio 1997.
- [94] J. Huang, R.J. Pogorzelski, "A ka-band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles," *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, Vol. 46, no. 5, pp. 650-656, mayo 1998.
- [95] 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, Octubre 2001.
- [96] J.A. Encinar, J.A. Zornoza, "Broadband design of three-layer printed reflectarrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, n. 7, pp. 1662-1664, Julio 2003.
- [97] I. Barriuso, A.L. Gutierrez, M. Lanza, M. Domingo, J.R. Pérez, L. Valle, J. Basterrechea, "Analysis of single layer multiple concentric ring elements in reflectarray antennas," *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI-2011)*, pp. 952-955, Spokane, Julio 2011.
- [98] M.E. Bialkowski, A.M. Abbosh, K.H. Sayidmarie, "Investigations into phasing characteristics of printed single and double cross elements for use in a single layer microstrip reflectarray," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, AP-S 2008*, pp. 1-4, Julio 2008.
- [99] Y. Li, M.E. Bialkowski, K.H. Sayidmarie, N.V. Shuley, "Microstrip reflectarray formed by double elliptical ring elements," *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP-2010)*, pp. 1-5, Barcelona, Abril 2010.

- [100] M.R. Chaharmir, J. Shaker, N. Gagnon, D. Lee, "Design of Broadband, Single Layer Dual-Band Large Reflectarray Using Multi Open Loop Elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 58, no. 9, pp. 2875-2883, Septiembre 2010.
- [101] R. Florencio, R. Boix, J.A. Encinar, E. Carrasco, M. Arrebola, "Comparative Study of Reflectarrays Based on Cells with Three Coplanar Dipoles and Reflectarrays Based on Cells with Three Stacked Patches," 6th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2012), Praga, Marzo 2012.
- [102] I. Barriuso, A.L. Gutierrez, M. Lanza, M. Domingo, J.R. Pérez, L. Valle, J. Basterrechea, "Improvement of sensitivities of single-layer multiple ring elements for the design of reflectarrays," 6th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2012), Praga, Marzo 2012.



# Capítulo 3

## Síntesis de fase

---

### 3.1 Introducción

La estructura física de los reflectarrays constituidos por un alimentador y un reflector, generalmente plano, sobre el que se sitúan una serie de elementos de fase distribuidos en una malla típicamente regular, provoca que, salvo por las pérdidas que puedan generarse en los elementos de fase, el campo incidente se refleje totalmente con una fase que puede ser controlada mediante los elementos de fase. Por lo tanto, el diseño de un reflectarray involucra dos aspectos diferenciados: la determinación de la desfase que debe introducir cada elemento de fase y el diseño de cada elemento para conseguirlo. En este capítulo se aborda el primer aspecto: la

síntesis de fase. La utilización de métodos de síntesis [1] para el diseño de agrupaciones de antenas está muy extendida en la literatura y ha sido abordada mediante muy diversos métodos y con técnicas que consideran el módulo y/o la fase de la alimentación. En el ámbito de los reflectarrays, es preciso recurrir a técnicas de síntesis de fase [2]-[3] adaptadas al problema específico [4].

En el diseño de reflectarrays y desde el punto de vista del diagrama de radiación buscado, se pueden distinguir dos situaciones claramente diferenciadas: el diseño de reflectarrays de haz colimado, cuyo objetivo es concentrar la radiación en una determinada dirección, y el diseño de reflectarrays de haz conformado, cuyo objetivo es obtener un diagrama sujeto a una especificación de forma. La síntesis de fase para diagramas de radiación colimados se resuelve con relativa facilidad recurriendo a expresiones trigonométricas. Sin embargo, la síntesis de diagramas conformados precisa el empleo de métodos típicamente utilizados en el ámbito de la optimización para su resolución.

En este capítulo, tras presentar la formulación empleada para realizar los diferentes cálculos, se analizan las prestaciones de varios métodos heurísticos, como son la optimización con enjambre de partículas, el recocido simulado, los algoritmos genéticos, la búsqueda libre - evolución diferencial. En base a este estudio comparativo será posible seleccionar el algoritmo o algoritmos que mejor se adaptan a la resolución del problema. Dado que, como en todos los métodos heurísticos, el problema fundamental es el coste computacional, en los métodos basados en población se ha explorado la posibilidad de reducirlo ensayando diversos métodos de inicialización de la población recientemente propuestos en la literatura, como el array ortogonal y la teoría de los opuestos, así como la hibridación de diferentes métodos.

## 3.2 Formulación del problema y tipos de síntesis

En esta sección se presenta la formulación utilizada para calcular el campo radiado utilizando un modelo sencillo del alimentador [4]. Estas expresiones se emplean posteriormente en el proceso de síntesis de fase. La sección se completa con la descripción del proceso de síntesis en el caso de haz colimado y la presentación de los conceptos básicos necesarios para entender el proceso de solución en el caso del haz conformado.

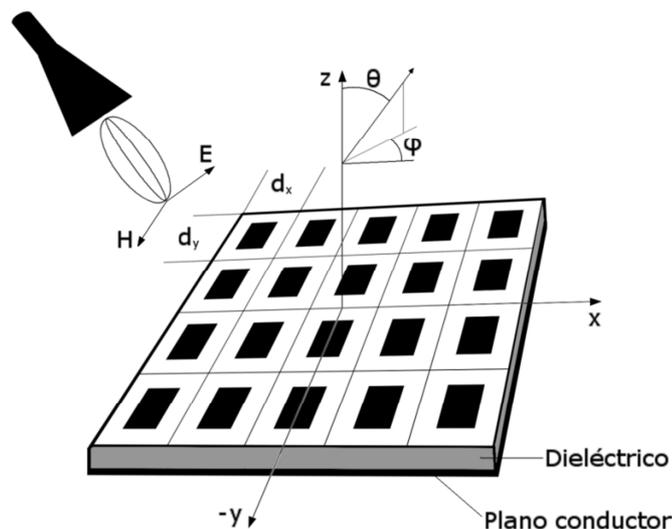
### 3.2.1 Campo radiado por el reflectarray

Un método adecuado para el cálculo del campo radiado por el reflectarray, que es el que permitirá realizar la síntesis de fase, es el presentado en [4]. En este método, que utiliza el espectro angular de ondas planas y la aproximación de fase estacionaria, el campo radiado se obtiene a partir del campo existente en la apertura del reflectarray como la superposición de las contribuciones de cada uno de los elementos del mismo, que tendrán una amplitud impuesta por el alimentador que ilumina el reflectarray, y sobre cuya fase se podrá actuar seleccionando adecuadamente las características del elemento.

Considérese una estructura como la mostrada en la Figura 3.1, en la que los elementos del reflectarray se disponen en un mallado regular de periodos  $d_x$  y  $d_y$ . El alimentador se sitúa en el plano  $ZX$  suponiendo que radia dos polarizaciones ortogonales (E y H).

En estas condiciones, el campo radiado se puede expresar como:

$$\vec{E}(\theta, \varphi) = jk \left[ (\hat{\theta} \cos \varphi - \hat{\phi} \sin \varphi \cos \theta) \tilde{E}_{rx} + (\hat{\theta} \sin \varphi - \hat{\phi} \cos \varphi \cos \theta) \tilde{E}_{ry} \right] \cdot \frac{e^{-jkr}}{2\pi r} \quad (3.1)$$



**Figura 3.1:** Reflectarray sobre el plano  $XY$  con el alimentador en el plano  $ZX$ .

donde  $\tilde{E}_{rx}$  y  $\tilde{E}_{ry}$  son las transformadas de Fourier de las componentes  $E_x$  y  $E_y$  del campo eléctrico tangencial en la apertura proveniente del alimentador y que es reflejado en su superficie:

$$\tilde{E}_a(x, y) = E_x(x, y)\hat{x} + E_y(x, y)\hat{y} \quad (3.2)$$

Las transformadas del campo tangencial en la apertura (3.3), se pueden expresar como sumatorio de términos asociados a cada celda del reflectarray (3.4):

$$\tilde{E}_{rx/y}(\theta, \varphi) = \iint_{Sarray} E_{x/y}(x, y) e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy \quad (3.3)$$

$$\tilde{E}_{rx/y}(\theta, \varphi) = \sum_{m=0}^{N_x-1} \sum_{n=0}^{N_y-1} \left[ e^{j(mk_x d_x + nk_y d_y)} e^{\frac{-j(k_x(N_x-1)d_x + k_y(N_y-1)d_y)}{2}} \int_{-d_x/2}^{d_x/2} \int_{-d_y/2}^{d_y/2} E_{x/y}(x'+md_x, y'+nd_y) e^{j(k_x x' + k_y y')} \right] \quad (3.4)$$

Si se considera constante la amplitud  $A_{x/y}(m, n)$  y fase  $\phi_{x/y}(m, n)$  del campo reflejado por cada celda:

$$E_{x/y}(m, n) = E_{x/y}(x'+md_x, y'+nd_y) = A_{x/y}(m, n) e^{j\phi_{x/y}(m, n)} \quad (3.5)$$

se puede expresar (3.4) como:

$$\tilde{E}_{rx/y}(\theta, \varphi) = \sum_{m=0}^{N_x-1} \sum_{n=0}^{N_y-1} A_{x/y}(m, n) \frac{4 \operatorname{sen}\left(k_x \frac{d_x}{2}\right) \operatorname{sen}\left(k_y \frac{d_y}{2}\right)}{k_x k_y} e^{j(mk_x d_x + nk_y d_y + \phi_{x/y}(m, n))} e^{\frac{-j(k_x(N_x-1)d_x + k_y(N_y-1)d_y)}{2}} \quad (3.6)$$

de forma que el campo radiado vendría dado por:

$$\vec{E}(\theta, \varphi) = jk \cdot \frac{e^{-jkr}}{2\pi r} \frac{4 \operatorname{sen}\left(k_x \frac{d_x}{2}\right) \operatorname{sen}\left(k_y \frac{d_y}{2}\right)}{k_x k_y} \cdot e^{-j \frac{(k_x(N_x-1)d_x + k_y(N_y-1)d_y)}{2}}. \quad (3.7)$$

$$\sum_{m=0}^{N_x-1} \sum_{n=0}^{N_y-1} \left[ (\hat{\theta} \cos \varphi - \hat{\phi} \operatorname{sen} \varphi \cos \theta) A_{m,n}^x e^{j\phi_{m,n}^x} + (\hat{\theta} \operatorname{sen} \varphi - \hat{\phi} \cos \varphi \cos \theta) A_{m,n}^y e^{j\phi_{m,n}^y} \right] e^{j(mk_x d_x + nk_y d_y)}$$

La expresión (3.7), válida cuando el alimentador está situado en el plano  $ZX$ , supone que el campo con polarización  $E$  que incide en cada elemento de fase genera solamente componente  $E_x$ , y el campo con polarización  $H$  genera componente  $E_y$ . Sin embargo, es conveniente tener en cuenta que debido a la naturaleza no ideal de los elementos de fase se generará polarización cruzada. Así, en cada elemento  $(m, n)$  se tendrá la siguiente expresión para el campo reflejado:

$$\vec{E}_a^E(m, n) = E_x^E(m, n) \hat{x} + E_y^E(m, n) \hat{y} \quad (3.8)$$

$$\vec{E}_a^H(m, n) = E_x^H(m, n) \hat{x} + E_y^H(m, n) \hat{y} \quad (3.9)$$

donde:

$$\begin{cases} E_x^E(m, n) = A_x^E(m, n) e^{j\phi_x^E(m, n)} \\ E_y^E(m, n) = A_y^E(m, n) e^{j\phi_y^E(m, n)} \end{cases} \quad \text{con} \quad A_y^E(m, n) \ll A_x^E(m, n) \quad (3.10)$$

$$\begin{cases} E_x^H(m, n) = A_x^H(m, n) e^{j\phi_x^H(m, n)} \\ E_y^H(m, n) = A_y^H(m, n) e^{j\phi_y^H(m, n)} \end{cases} \quad \text{con} \quad A_y^H(m, n) \ll A_x^H(m, n) \quad (3.11)$$

Si se sustituyen las expresiones (3.10) y (3.11) en (3.7) se obtienen los campos radiados asociados a cada polarización,  $\vec{E}_E$  y  $\vec{E}_H$ . Si el alimentador se situase en el plano  $ZY$  se obtendrían expresiones similares. No obstante, resulta más útil definir el campo en función de las componentes copolar y contrapolar [6]. Para ello se debe realizar un cambio de sistema de coordenadas. Partiendo de (3.1) se tiene:

$$\vec{E}(\theta, \varphi) = (\cos \varphi \vec{E}_{rx} + \operatorname{sen} \varphi \vec{E}_{ry}) \hat{\theta} + (-\operatorname{sen} \varphi \cos \theta \vec{E}_{rx} + \cos \varphi \cos \theta \vec{E}_{ry}) \hat{\phi} = E_\theta \hat{\theta} + E_\varphi \hat{\phi} \quad (3.12)$$

$$\begin{aligned} E_{Ecopolar} &= E_\theta \cos \varphi - E_\varphi \operatorname{sen} \varphi & E_{Hcopolar} &= E_\theta \operatorname{sen} \varphi + E_\varphi \cos \varphi \\ E_{Econtra} &= E_\theta \operatorname{sen} \varphi + E_\varphi \cos \varphi & E_{Hcontra} &= E_\theta \cos \varphi - E_\varphi \operatorname{sen} \varphi \end{aligned} \quad (3.13)$$

Si se extrae cada componente de (3.7) y se sustituye en (3.13), resulta finalmente la expresión de campo lejano radiado para el campo  $\vec{E}_E$ :

$$E_{Ecopolar} = V_a \sum_{m=0}^{N_x-1} \sum_{n=0}^{N_y-1} \left( V_b \cdot A_x^E(m,n) \cdot e^{j\phi_x^E(m,n)} + V_c \cdot A_y^E(m,n) \cdot e^{j\phi_y^E(m,n)} \right) \cdot e^{j(mk_x d_x + nk_y d_y)} \quad (3.14)$$

donde:

$$V_a = \frac{jke^{-jkr}}{2\pi r} \frac{\text{sen}\left(k_x \frac{d_x}{2}\right) \text{sen}\left(k_y \frac{d_y}{2}\right)}{k_x k_y} e^{-\frac{j(k_x(N_x-1)d_x + k_y(N_y-1)d_y)}{2}} \quad (3.15)$$

$$V_b = \cos^2 \varphi + \cos \theta \cdot \text{sen}^2 \varphi \quad (3.16)$$

$$V_c = \cos \varphi \text{sen} \varphi (1 - \cos \theta) \quad (3.17)$$

$$\begin{cases} k_x = k_0 \text{sen} \theta \cdot \cos \varphi \\ k_y = k_0 \text{sen} \theta \cdot \text{sen} \varphi \end{cases} \quad (3.18)$$

y donde  $N_x$  y  $N_y$  son el número de elementos del reflectarray en cada dirección,  $d_x$  y  $d_y$  las dimensiones de la celda periódica,  $\theta$  y  $\varphi$  las direcciones de observación,  $A_a^B(m,n)$  y  $\phi_a^B(m,n)$  la amplitud y la fase de la componente  $a$  del campo debido a la polarización  $B$  en cada elemento del reflectarray. A partir de estas fases se obtendrán los desfases que deben introducir los elementos de fase para alcanzar el objetivo de diseño.

La componente contrapolar se obtiene de forma análoga intercambiando las expresiones de  $V_b$  y  $V_c$ :

$$E_{Econtra} = V_a \sum_{m=0}^{N_x-1} \sum_{n=0}^{N_y-1} \left( V_b \cdot A_x^E(m,n) \cdot e^{j\phi_x^E(m,n)} + V_c \cdot A_y^E(m,n) \cdot e^{j\phi_y^E(m,n)} \right) \cdot e^{j(mk_x d_x + nk_y d_y)} \quad (3.19)$$

donde:

$$V_b = \cos \varphi \text{sen} \varphi (1 - \cos \theta) \quad (3.20)$$

$$V_c = \text{sen}^2 \varphi + \cos \theta \cdot \cos^2 \varphi \quad (3.21)$$

Las componentes para la polarización H son análogas, tal y como se deduce de (3.13).

### 3.2.2 Modelo del alimentador

Para calcular el campo radiado por el reflectarray es necesario conocer la amplitud y fase del campo incidente en cada celda. Los alimentadores habituales en reflectarrays son de tipo bocina porque generan un bajo nivel de polarización cruzada y presentan un diagrama directivo que reduce el spillover. Además se suelen situar suficientemente alejados del reflectarray como para considerar que sobre cada celda incide una onda plana por encontrarse en el campo lejano del reflectarray.

Considerando el alimentador centrado sobre una apertura en un plano conductor situado en el plano XY, asumiendo las suposiciones previas y empleando el segundo principio de equivalencia, el campo radiado por la apertura podrá obtenerse mediante:

$$\vec{E}(r, f) = jk \left[ \left( \hat{x} - \frac{k_x}{k_z} \hat{z} \right) \tilde{E}_{ax}(k_x, k_y, f) + \left( \hat{y} - \frac{k_y}{k_z} \hat{z} \right) \tilde{E}_{ay}(k_x, k_y, f) \right] \cos \theta \frac{e^{-jkr}}{2\pi r} \quad (3.22)$$

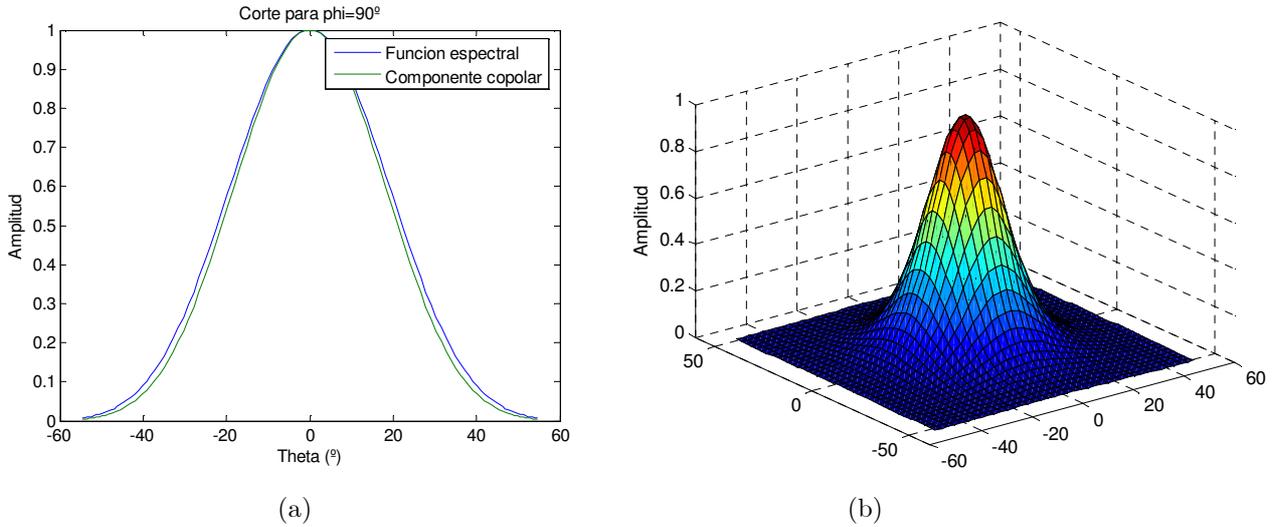
donde las funciones espectrales  $\tilde{E}_{ax}$  y  $\tilde{E}_{ay}$  se corresponden con las transformadas de Fourier de los campos ortogonales  $x$  e  $y$  en la apertura.

Suponiendo que las amplitudes de los campos  $x$  e  $y$  en la apertura fuesen iguales, las funciones espectrales  $\tilde{E}_{ax}$  y  $\tilde{E}_{ay}$  se podrían aproximar por una expresión similar. El modelo más utilizado para aproximar la respuesta de alimentadores es el de tipo  $\cos^q \theta$  [7], por lo que, si se emplea el mismo, las funciones espectrales se aproximarían por expresiones del tipo  $\cos^{q-1} \theta$ . En esta situación, para la polarización  $x$ , se puede emplear la siguiente aproximación para el campo radiado:

$$\vec{E}_x(\theta, \varphi) \approx A_0 (\hat{\theta} \cos \varphi \cos^{q-1} \theta - \hat{\phi} \sin \varphi \cos^q \theta) \quad (3.23)$$

Por otro lado, el campo radiado en (3.22) se puede expresar en componentes copolar y contrapolar como [8]:

$$\begin{bmatrix} E_{\text{copolar}}(\theta, \varphi) \\ E_{\text{contra}}(\theta, \varphi) \end{bmatrix} = K \cos^2 \left( \frac{\theta}{2} \right) \begin{bmatrix} 1 - t^2 \cos(2\varphi) & t^2 \sin(2\varphi) \\ t^2 \sin(2\varphi) & 1 + t^2 \cos(2\varphi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{E}_{ay} \\ \tilde{E}_{ax} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$



**Figura 3.2:** (a) Corte  $\varphi=90^\circ$  de la función espectral y de la componente copolar para un factor  $q=10$ ,  
 (b) diagrama de radiación en dos dimensiones.

donde  $K = j \frac{e^{-jkr}}{\lambda r}$ , y  $t = \tan\left(\frac{\theta}{2}\right)$ .

En la Figura 3.2 se compara un corte de la componente copolar y la función espectral del modelo empleado para un factor  $q=10$ , lo que permite verificar el grado de aproximación del modelo para valores de  $q$  elevados. Además se representa el diagrama de campo de la componente copolar.

### 3.2.3 Haz colimado

Para la obtención de un haz colimado será necesario conseguir sobre la superficie del reflectarray una distribución de fase progresiva del campo reflejado. En esta situación, la fase del coeficiente de reflexión se obtiene de forma sencilla como se explica a continuación, por lo que los esfuerzos se centran en el estudio de las dimensiones geométricas del elemento de fase que proporcionan dichos desfases.

En el sistema de coordenadas de la Figura 3.1, se toma el punto  $(X_F, Y_F, Z_F)$  como centro de fase del alimentador. Para radiar un frente de onda plano en una determinada dirección  $(\theta, \varphi)$  es necesario conseguir una distribución de fase progresiva en la superficie del reflectarray dada por la siguiente expresión [9]:

$$\phi(x_i, y_j) = -k_0 \cdot \text{sen } \theta \cdot \cos \varphi \cdot x_i - k_0 \cdot \text{sen } \theta \cdot \text{sen } \varphi \cdot y_j \quad (3.25)$$

siendo  $k_0$  el número de ondas del espacio libre.

Por otro lado, la fase del campo que incide sobre la superficie del reflectarray viene dada por la trayectoria que recorre la onda:

$$\phi_0(x_i, y_j) = -k_0 \cdot d = -k_0 \cdot \sqrt{(x_i - X_F)^2 + (y_j - Y_F)^2 + Z_F^2} \quad (3.26)$$

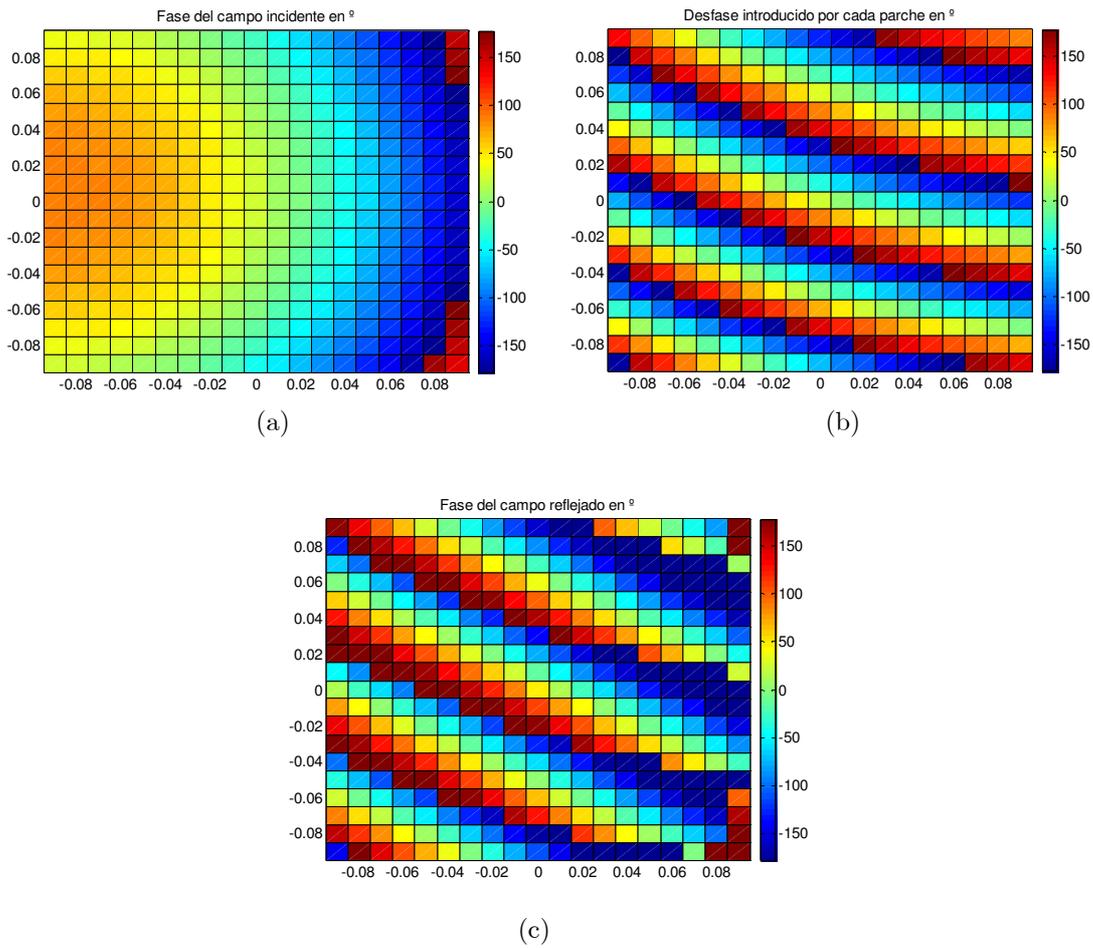
Si se añade (3.26) a la fase del coeficiente de reflexión del elemento radiante  $\phi_\rho(x_i, y_j)$ , la suma deberá ser igual a la distribución de fase progresiva (3.25), con lo que se está en disposición de obtener el desfase necesario en cada elemento reflectante:

$$\phi_0(x_i, y_j) + \phi_\rho(x_i, y_j) = \phi(x_i, y_j) \quad (3.27)$$

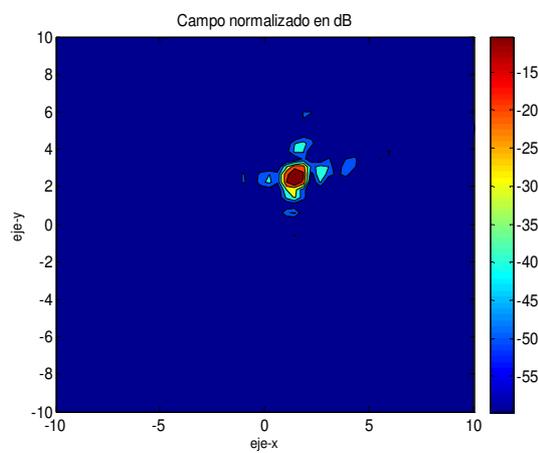
$$\phi_\rho(x_i, y_j) = k_0 \left( d - \text{sen } \theta \cdot (\cos \varphi \cdot x_i + \text{sen } \varphi \cdot y_j) \right) \quad (3.28)$$

El siguiente paso será encontrar el elemento de fase que proporciona el desfase necesario en cada celda elemental (Capítulo 4). Como ejemplo, en la Figura 3.3 se muestra la distribución de fase necesaria, así como la fase del campo incidente y el desfase que debe introducir cada elemento, para un reflectarray rectangular de  $20 \times 20$  celdas con el alimentador situado en el punto  $(x, y, z) = (-100, 0, 1000)$  que produce un haz colimado en la dirección  $(\theta, \varphi) = (30^\circ, 60^\circ)$ . En la Figura 3.4 se muestra el diagrama de campo normalizado resultante.

Hay que tener en cuenta que este procedimiento busca la suma en fase en la dirección deseada de todas las contribuciones de campo reflejado, por lo que no se tiene control sobre el nivel de lóbulos secundarios, la posición y profundidad de los nulos, etc. En caso de resultar preciso el control de estos parámetros, sería preciso recurrir a la síntesis de fase para haz conformado.



**Figura 3.3:** Distribución de fase para el caso descrito en el texto, (a) fase del campo incidente en cada elemento, (b) desfase que debe introducir cada parche, (c) fase del campo reflejado para conseguir el apuntamiento.



**Figura 3.4:** Diagrama de campo normalizado en dB para el reflectarray de 20x20 elementos.

### 3.2.4 Haz conformado

Cuando se pretende el diseño de un reflectarray con haz conformado, se puede recurrir a métodos de síntesis de fase indirecta que permitan determinar el desfase que debe introducir cada uno de los elementos de fase del reflectarray a partir del campo requerido en la apertura del reflectarray, que coincide con su superficie, tras el proceso de síntesis. Una vez determinado este desfase, el proceso de diseño de cada uno de los elementos del reflectarray es común con el caso de haz colimado.

En la literatura se pueden encontrar diversos métodos de síntesis de fase diseñados para arrays lineales [2], [10], [11] o que solamente son válidos con ciertas restricciones para el caso bidimensional. Por ejemplo, el método presentado en [12] resuelve la síntesis de diagramas de radiación en una dimensión, es decir, la solución se limita a cumplir unas determinadas condiciones en los cortes  $\varphi$  de interés. En [13] se propone un método aún más restrictivo que exige que la función de optimización se pueda expresar como cociente de funciones cuadráticas hermíticas. Una de las dificultades que presentan estos métodos es el incremento del número de incógnitas que los hace computacionalmente intensivos por lo que se han propuesto algunas técnicas que permiten aliviar este problema como la presentada en [14] que propone reducir el número de variables a optimizar considerando solamente una parte de las direcciones del diagrama conformado.

Estos métodos de síntesis se han empleado en arrays de pequeñas o medianas dimensiones, sin embargo, los reflectarrays son un claro ejemplo de estructuras de grandes dimensiones eléctricas con un elevado número de elementos de fase para las que no resultan apropiados estos métodos. En la literatura pueden encontrarse algunas propuestas que, con restricciones no apropiadas para el caso de reflectarrays, se han aplicado con éxito en arrays de grandes dimensiones. Pueden citarse como ejemplos la propuesta de síntesis aplicada a arrays de hasta 11.000 elementos de [15] limitada a la síntesis de diagramas cuasi-simétricos en revolución, o la propuesta de [16] para arrays de más de 10.000 elementos con haces de tipo pincel y bajos niveles de lóbulos secundarios.

La dificultad de la síntesis sólo-fase de haces conformados para arrays de grandes dimensiones se debe a la naturaleza no lineal del problema de síntesis en potencia y al elevado número de grados de libertad, lo que provoca dos efectos:

- Necesidad de técnicas numéricas iterativas de síntesis que pierden eficiencia conforme aumentan las dimensiones del array.

- Existencia de mínimos locales no deseados ligados a los grados de libertad del problema, que se corresponde con el número de variables del sistema.

Para paliar este inconveniente, se pueden encontrar trabajos que centran sus esfuerzos en la reducción del número de grados de libertad para favorecer así la convergencia del método a una solución final satisfactoria. Cabe destacar el trabajo realizado en [17] donde, para obtener una reducción de parámetros, se representa la distribución de fase mediante una combinación de funciones base. El proceso de optimización consistirá en obtener el conjunto de pesos que genere el diagrama de radiación buscado. De este modo, el número de incógnitas se corresponde con el número de funciones utilizadas y es independiente del número de elementos del array. En [18] se han aplicado estos principios al diseño de reflectarrays. No obstante, se corre el riesgo de perder zonas de interés del espacio de soluciones o de que el método no sea capaz de explorar eficazmente el nuevo espacio de soluciones reducido. Zornoza en [4] estudia varios métodos entre los que destaca el de las proyecciones alternativas aplicado a la síntesis de reflectarrays, aunque su eficacia se reduce para reflectarrays de grandes dimensiones.

En este trabajo se ha analizado el comportamiento de varios métodos heurísticos cuando se emplean para abordar la síntesis de fase. Dada la naturaleza de búsqueda intensiva de estos métodos, su principal problema es el coste computacional asociado, por lo que se han sintonizado para que proporcionen las mejores prestaciones para este problema y ensayado las técnicas de aceleración de su convergencia más recientes. A lo largo del resto de este capítulo se presenta un resumen de los métodos considerados y de sus prestaciones y limitaciones.

### 3.3 Algoritmos heurísticos de optimización

La optimización puede definirse como una disciplina que trata de encontrar soluciones óptimas con un coste computacional razonable a problemas complejos. Los algoritmos de optimización se pueden clasificar atendiendo al tipo de búsqueda, al empleo o no de información de las derivadas, etc.

En lo que se refiere al ámbito de búsqueda, se puede distinguir entre métodos de búsqueda local y global. Los métodos locales tratan de encontrar la mejor solución partiendo de un punto inicial y generalmente se guían por la información de las

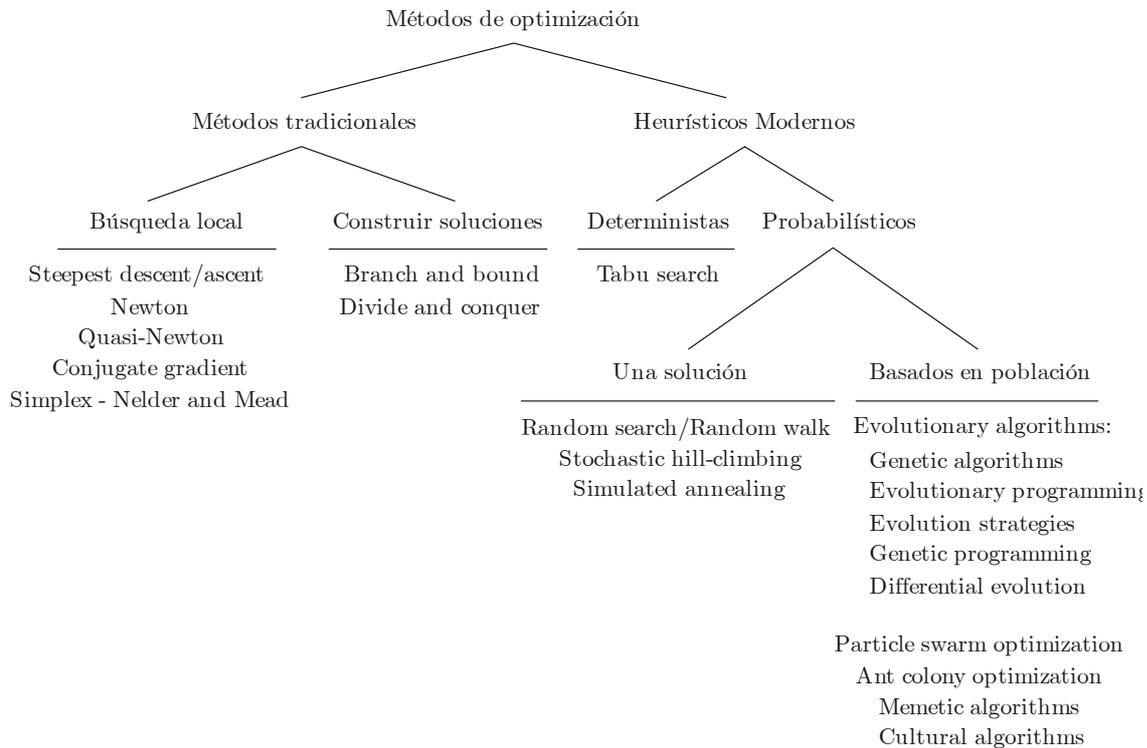
---

derivadas de la función por lo que son fuertemente dependientes del punto de inicio y se ven fácilmente atrapados en soluciones locales. Las técnicas de optimización global tratan de explorar todo el espacio de búsqueda, en un intento de escapar de las soluciones locales, para alcanzar una solución global. Su naturaleza de búsqueda intensiva constituye su principal limitación: su elevado coste computacional.

Otra clasificación de los métodos de optimización más representativos es la mostrada en la Figura 3.5 que distingue entre métodos tradicionales y heurísticos, siendo de este último tipo los considerados en este trabajo. Centrándose en los métodos heurísticos de naturaleza probabilística, se pueden distinguir dos grupos: aquellos que utilizan un único individuo para explorar el espacio de soluciones y aquellos que utilizan una población de individuos. De entre aquellos métodos que utilizan un único individuo, destaca el recocido simulado (SA) que trata de imitar a nivel computacional el proceso físico de templado de los metales para obtener sólidos bajo configuraciones de mínima energía [19]. Su potencial frente a otros métodos es un hecho contrastado [20] y se ha empleado con éxito en aplicaciones muy diversas [21], [22].

Los algoritmos probabilísticos basados en población imitan procesos naturales como la evolución de las especies, los comportamientos sociales de colectivos en busca de alimento, o los comportamientos culturales de los propios seres humanos, entre otros. La población representa a un conjunto de soluciones potenciales que se someten a un proceso iterativo, utilizando diferentes esquemas, operadores y estrategias, para explorar el espacio de búsqueda. Dentro de esta clasificación, destacan los algoritmos evolutivos que a su vez se subdividen en cuatro grandes familias [23], entre las que merece destacarse la de los algoritmos genéticos (GA) [24] que se han empleado de forma intensiva en diferentes campos para diversos propósitos [25], [26]. A diferencia de los GA que carecen de memoria, otros métodos como la optimización con enjambre de partículas (PSO) [27] presentan cierto grado de memoria de su historia pasada y permiten el intercambio de información entre soluciones lo que les dota de una mayor flexibilidad. Además, dado que presentan un reducido número de parámetros característicos, facilitan su puesta a punto para abordar problemas específicos. Esta característica ha favorecido su aplicación a la resolución de problemas de optimización en muy diversos campos [28], [29].

Por todas estas razones, el recocido simulado, los algoritmos genéticos y la optimización con enjambres de partículas han sido tres de las alternativas consideradas a lo largo de este trabajo para abordar la síntesis de fase en reflectarrays.



**Figura 3.5:** Métodos de optimización más relevantes en su nomenclatura original [34].

Con una filosofía distinta, Dorigo propone la optimización con una colonia de hormigas o *ant colony optimization* [30]. El método trata de imitar el desplazamiento de las hormigas en su búsqueda de alimento y sus trayectorias representan posibles soluciones al problema computacional. Este algoritmo se ha implementado y adaptado a la resolución de la síntesis de fase en este trabajo pero no se han obtenido los resultados deseados, por lo que no se incluye en la comparativa.

Los algoritmos meméticos [31], combinan una estrategia basada en población con una búsqueda local, tratando de imitar la evolución cultural de un colectivo en lugar de su evolución biológica. Por otra parte, suponiendo que la cultura puede ser simbólicamente codificada, memorizada y transmitida entre generaciones, Reynolds propone los algoritmos culturales [32]. También se han probado sin éxito para éste problema.

En los siguientes apartados se consideran distintos métodos heurísticos para abordar el problema de la síntesis de fase y se realiza un estudio comparativo con el objetivo de determinar qué algoritmos proporcionan el mejor rendimiento.

## 3.4 Optimización con enjambre de partículas

La optimización con enjambre de partículas es una técnica estocástica que imita los comportamientos sociales de un colectivo (enjambres de abejas, bancos de peces o bandadas de aves) mediante la interacción de los individuos entre sí y con el entorno que les rodea. Hay una extensa documentación que describe el funcionamiento del algoritmo [23] así como las diferentes versiones que se han desarrollado del mismo [33]. El grupo de investigación en el que se ha realizado este trabajo acumula experiencia en la utilización de este método [34], por lo que se ha seleccionado como primera alternativa para abordar la síntesis de fase.

A nivel computacional, el algoritmo PSO se puede implementar para un movimiento extendido a  $N$ -dimensiones, donde  $N$  es el número de incógnitas del problema, y la posición  $N$ -dimensional de cada una de las partículas de la población representa una solución potencial. Básicamente, el proceso consiste en emular el movimiento de cada partícula sobre el espacio de soluciones, en un proceso iterativo que finaliza cuando una de ellas alcanza una solución satisfactoria.

Existen diferentes alternativas para configurar la evolución del proceso. De este modo, las posiciones de las partículas se pueden actualizar de forma síncrona o asíncrona [35]. Los trabajos previos en el ámbito de la biología y la sociología concluyen que el comportamiento, inteligencia y movimiento de estas agrupaciones de partículas, está relacionado con la capacidad de los individuos de compartir información y aprovecharse de la experiencia acumulada por sus congéneres. El mecanismo del flujo de la experiencia acumulada por el enjambre da lugar a las variantes local y global [36]. La norma que rige la prevalencia de las partículas puede incorporar mecanismos como la selección por torneo [37], típica de los GA. Además, existen implementaciones alternativas que tratan de mejorar el rendimiento del algoritmo original para aplicaciones concretas [38]-[39]. A continuación se presentan los detalles básicos de la versión de PSO utilizada en esta tesis.

### 3.4.1 Esquema general del movimiento de las partículas

En el PSO, el enjambre está constituido por  $I$  partículas  $N$ -dimensionales, con velocidades y posiciones dadas por los vectores  $V_i=(v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{iN})$  y  $X_i=(x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iN})$ , respectivamente. En cada iteración del método,  $k$ , cada una de las partículas de

la población recorre el espacio de soluciones con una velocidad  $V_i$  hacia nuevas posiciones  $X_i$ , de acuerdo con su propia experiencia  $P_i$ , y por la experiencia aportada por el mejor de sus congéneres,  $G$ . Los movimientos de búsqueda en las primeras versiones del algoritmo [27], se realizan de acuerdo con las siguientes expresiones:

$$v_{in}(k+1) = v_{in}(k) + c_1 r_1(k) \cdot (p_{in}(k) - x_{in}(k)) + c_2 r_2(k) \cdot (g_n(k) - x_{in}(k)) \quad (3.29)$$

$$x_{in}(k+1) = x_{in}(k) + v_{in}(k+1) \cdot \Delta t \quad (3.30)$$

donde  $n$  representa la dimensión  $n$ -ésima de la partícula  $i$ , los factores  $c_1$  y  $c_2$  son las constantes de aceleración cognitiva y social, los términos  $r_1$  y  $r_2$  son dos números aleatorios uniformemente distribuidos entre 0 y 1,  $P_i = (p_{i1}, p_{i2}, \dots, p_{iN})$  almacena la mejor solución encontrada por la partícula  $i$  y  $G = (g_1, g_2, \dots, g_N)$  almacena la mejor solución encontrada por todo el enjambre. A través de una función de fitness se valora la calidad de las partículas, actualizando si es preciso los vectores  $P_i$  y  $G$ .

### 3.4.2 Parámetros, configuraciones y topologías

En esta sección se resumen los principales parámetros y esquemas del algoritmo, cuya selección condiciona en cierta medida el rendimiento del algoritmo para el problema concreto en el que se esté trabajando.

#### 3.4.2.1 Básicos

- Velocidad y peso inercial

En el esquema clásico anterior, el parámetro de velocidad resulta crítico. Para permitir que las partículas se centren sobre regiones concretas, se especifica un valor máximo,  $v_{max}$ , que restringe la velocidad en cada dimensión al intervalo  $[-v_{max}, v_{max}]$ . De esta forma,  $v_{max}$  se convierte en un parámetro crítico al sintonizar el PSO regulando la capacidad de exploración del algoritmo. Con objeto de reducir su impacto, mejorar la búsqueda de la solución y favorecer la convergencia, se introduce el peso inercial,  $\omega$  [40], tal que el nuevo vector velocidad pasa a ser:

$$v_{in}(k+1) = \omega \cdot v_{in}(k) + c_1 r_1(k) \cdot (p_{in}(k) - x_{in}(k)) + c_2 r_2(k) \cdot (g_n(k) - x_{in}(k)) \quad (3.31)$$

donde  $\omega \in [0, 1]$ . Con este factor se controla la tendencia de la partícula a continuar en la dirección en la que se está moviendo.

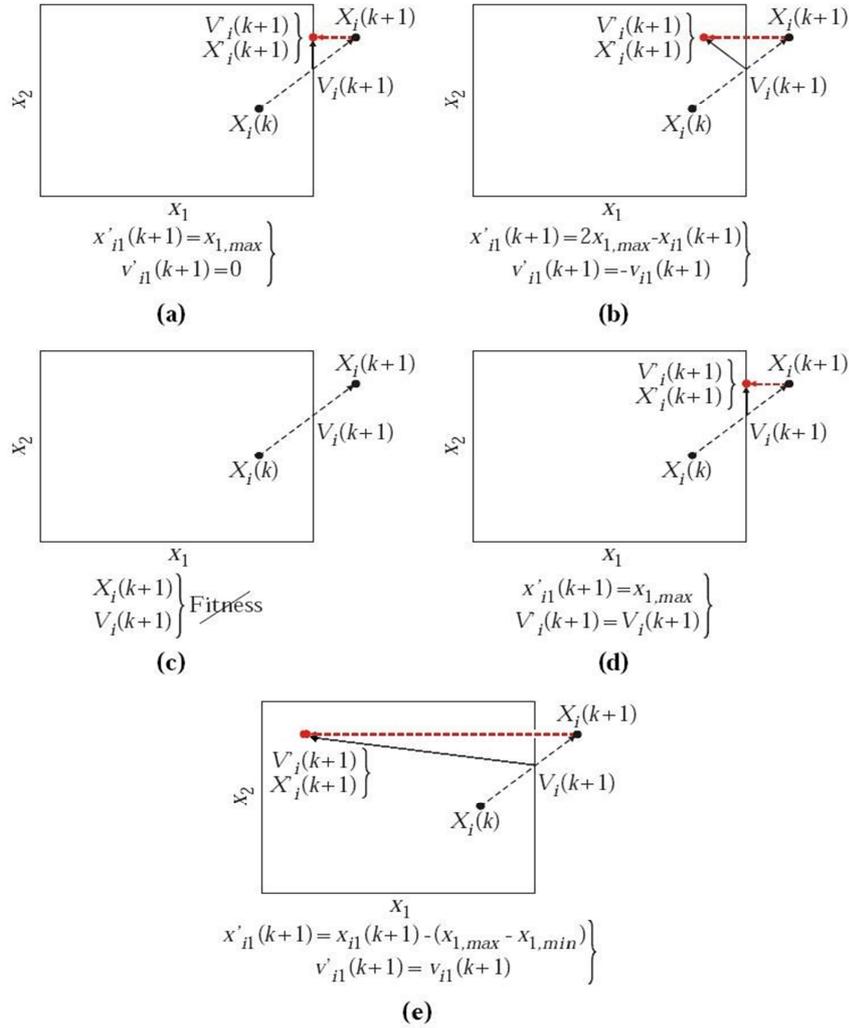
- Límite del espacio de soluciones y tipos de pared

En la mayoría de las aplicaciones, el movimiento de las partículas en cada una de las  $N$  dimensiones se restringe dentro de un margen,  $x_n \in [x_{n,min}, x_{n,max}]$ , asociado con el rango dinámico de cada uno de los parámetros a optimizar. Este hecho hace necesario introducir mecanismos para contener las variables dentro de su rango dinámico, utilizando para ello paredes de contención con las que se modifican adecuadamente los vectores de posición y/o velocidad de cada partícula.

Se pueden utilizar varios tipos de paredes. La pared absorbente lleva la partícula al límite de la dimensión y anula su velocidad. La pared reflectante invierte el signo de la velocidad en la dimensión excedida y refleja la posición en dicha dimensión. La pared invisible anula las fronteras por lo que no limita el movimiento de las partículas pero generalmente anula su contribución al fitness. La pared frontera es similar a la absorbente a excepción de que el vector velocidad no se modifica. En el caso de un dominio periódico como es la síntesis de fase, se puede aplicar sin que se deba anular su contribución al fitness. La pared periódica trata de dar continuidad al espacio de soluciones de forma que si una partícula sobrepasa la pared (considerada en este caso el primer periodo), es trasladada al punto correspondiente dentro del periodo. Los esquemas de comportamiento de cada una de estas fronteras se muestran en la Figura 3.6 [34].

- Topologías de vecindad

Los individuos mejoran sus aptitudes imitando el comportamiento y las tendencias de los mejores congéneres de la población. Dependiendo de la topología considerada para la población, la transmisión de información entre individuos puede ralentizarse o acelerarse. La topología más extendida es la global, en la que todos los individuos están interrelacionados y tienen acceso inmediato a los hallazgos de sus



**Figura 3.6:** Tipos de pared: (a) absorbente, (b) reflectante, (c) invisible, (d) frontera, (e) periódica.

congéneres, siendo susceptible de provocar una convergencia prematura hacia una solución local. La alternativa es la topología local [41], [42] en la que un nuevo parámetro,  $N_v$ , define el número de vecinos más próximos que influyen sobre cada partícula. De esta forma, de entre los  $N_v$  vecinos, la partícula extrae aquel agente  $L = (l_1, l_2, \dots, l_N)$  con mejor fitness y lo utiliza para actualizar sus vectores velocidad y posición, reemplazando el vector  $G$  de la versión global, por el nuevo vector  $L$ :

$$v_{in}(k+1) = \omega \cdot v_{in}(k) + c_1 r_1(k) \cdot (p_{in}(k) - x_{in}(k)) + c_2 r_2(k) \cdot (l_n(k) - x_{in}(k)) \quad (3.32)$$

- Actualización de la información

Las partículas pueden actualizar de dos formas sus vectores de posición y velocidad conforme a la información de que disponen. En la actualización síncrona, todas las partículas se mueven en paralelo, en el mismo instante temporal. Una vez finalizado el movimiento de la población se actualiza su memoria  $P_i$  y el conocimiento social  $G$ , y a continuación la población se desplaza hacia un nuevo punto. Por el contrario, en el PSO asíncrono, las partículas realizan sus movimientos de forma secuencial. De esta forma, cada partícula aprovecha la información actualizada por todas las partículas que se han movido anteriormente.

- Tamaño de la población

Generalmente, un tamaño de población excesivamente pequeño conduce a una convergencia prematura de la solución ya que el algoritmo no es capaz de explorar de forma adecuada el espacio de soluciones. Por otro lado, una población excesivamente grande provoca una convergencia muy lenta debido a que la evaluación del fitness consume un gran porcentaje del gasto computacional y el número de llamadas a la función de fitness coincide con el número de individuos de la población.

### 3.4.2.2 Específicos para el problema de síntesis de fase

La versión del algoritmo que se ha implementado en este trabajo parte de la desarrollada en [43] y se ha particularizado para la resolución de la síntesis de fase. A continuación se describen los parámetros adicionales que presenta el algoritmo.

- Mecanismo de selección

La estrategia de selección es propia de los GA. El esquema tradicional del PSO no incluye selección, de forma que todas las partículas resultantes de una iteración pasan a la siguiente donde realizarán nuevos movimientos. Sin embargo, en el algoritmo utilizado se ofrece la posibilidad de realizar un torneo entre las partículas de una misma iteración de forma que a la iteración siguiente puede pasar más de una copia de las partículas con mejor fitness.

Descartadas por sus carencias estrategias como la selección proporcional y por ranking, se ha incorporado al algoritmo la selección por torneo [44]. Existen dos versiones de selección mediante torneo: determinista y probabilística. En la versión determinista, que es la que se ha implementado en este trabajo, se elige al azar un número  $p$  de individuos (generalmente se escoge  $p=2$ ) y se selecciona el más apto para pasarlo a la siguiente generación. En la versión probabilística, el mejor individuo del torneo sólo se selecciona como definitivo con una probabilidad fija inferior al 100% y, en caso contrario, se mantiene el menos apto.

- Función de fitness

La función de fitness representa el nexo entre el problema físico que se pretende resolver y el algoritmo de optimización y se utiliza para evaluar la calidad de cada una de las partículas. En cierto modo, el cálculo del fitness de cada partícula se puede considerar ajeno al núcleo del algoritmo, pero su definición influye de forma definitiva en su rendimiento.

En el problema bajo estudio, para evaluar la calidad de la posición de cada partícula durante el proceso de optimización se debe obtener el campo radiado haciendo uso de (3.14)-(3.21). El módulo del campo reflejado por cada celda del reflectarray está fijada por el alimentador y las fases del campo reflejado por cada elemento,  $\phi_{x/y}^{E/H}(m,n)$ , se corresponderán con el vector de posición  $X_i$  del algoritmo PSO. La función de fitness permite comparar el campo radiado de cada posición con la máscara o máscaras objetivo.

La definición de la función de fitness constituye el aspecto crítico de este tipo de metodologías. En principio, es posible establecer múltiples expresiones para la función de fitness con las que evaluar el grado de cumplimiento del campo con las restricciones preestablecidas. Básicamente, todas ellas deben comparar los niveles de señal proporcionados por el reflectarray bajo las condiciones de excitación y desfase en cada momento, con una respuesta impuesta ( $M_p$ ) o con unas máscaras superior e inferior que establecen las especificaciones de los márgenes de respuesta buscados. En este trabajo se han considerado diferentes opciones para la definición de esta función de fitness con la intención de determinar la que proporciona mejor rendimiento durante el proceso de síntesis. Se han considerado funciones para el caso en que se busque la aproximación a una respuesta predefinida, (3.33) y (3.34), y para el caso de emplear máscaras inferiores y superiores para las respuestas (3.35)-(3.37):

$$fitness_1 = \frac{\sqrt{\frac{1}{P} \sum_{p=1}^P \left| \frac{|A_p| - M_p}{M_p} \right|^2}}{1 + \sqrt{\frac{1}{P} \sum_{p=1}^P \left| \frac{|A_p| - M_p}{M_p} \right|^2}} \quad (3.33)$$

$$fitness_2 = \frac{\frac{1}{P} \sum_{p=1}^P \left| \frac{|A_p| - M_p}{M_p} \right|^2}{1 + \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P \left| \frac{|A_p| - M_p}{M_p} \right|^2} \quad (3.34)$$

$$fitness_3 = \sum_{p=1}^P \left( \max \left( \begin{array}{l} \max(|A_p| - MS_p, 0) \\ \max(MI_p - |A_p|, 0) \end{array} \right) \right)^2 \quad (3.35)$$

$$fitness_4 = \sum_{p=1}^P \left( \max \left( \begin{array}{l} \max(A_p(dB) - MS_p(dB), 0) \\ \max(MI_p(dB) - A_p(dB), 0) \end{array} \right) \right)^2 \quad (3.36)$$

$$fitness_5 = \sum_{p=1}^P \left( \max \left( \begin{array}{l} \max \left( \left( \frac{A_p - MS_p}{MS_p} \right), 0 \right) \\ \max \left( \left( \frac{MI_p - A_p}{MS_p} \right), 0 \right) \end{array} \right) \right)^2 \quad (3.37)$$

donde  $A_p$  es el valor del campo en cada uno de los  $P$  puntos de observación y  $MS_p$  y  $MI_p$  los valores de las máscaras superior e inferior, respectivamente.

### 3.4.3 Sintonización del PSO aplicado a la síntesis de fase

Cuando se recurre a métodos heurísticos, el ajuste de sus parámetros condiciona el rendimiento posterior del algoritmo en la optimización. Existen múltiples estudios que intentan generalizar la selección de estos parámetros [35], [36],

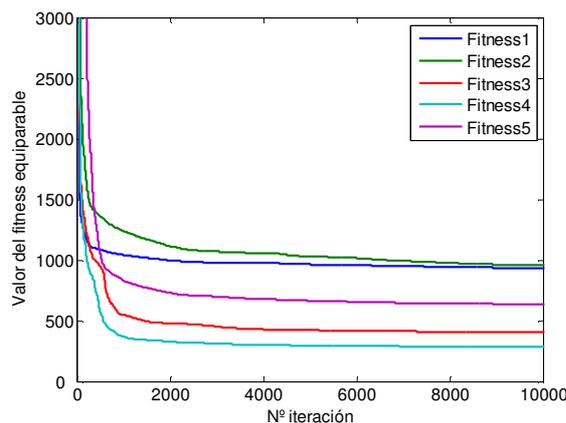
[45], [46], aunque dicha selección está relacionada con la naturaleza del problema a optimizar, siendo preciso lograr un equilibrio entre exploración del espacio de soluciones y convergencia. Por ello, lo correcto es señalar que una determinada elección de parámetros es óptima para el tipo problema concreto con el que se trabaje.

En este apartado se presentan resultados del proceso de ajuste de los parámetros del PSO para su empleo en la síntesis de fase en reflectarrays. La solución objetivo (desfase introducido por cada elemento de fase) es un conjunto de números reales comprendidos entre  $0^\circ$  y  $360^\circ$  que forman el vector de posición  $X_i$ , por lo que los límites de cada dimensión estarán acotados en el intervalo  $x_n \in [0^\circ, 360^\circ)$ .

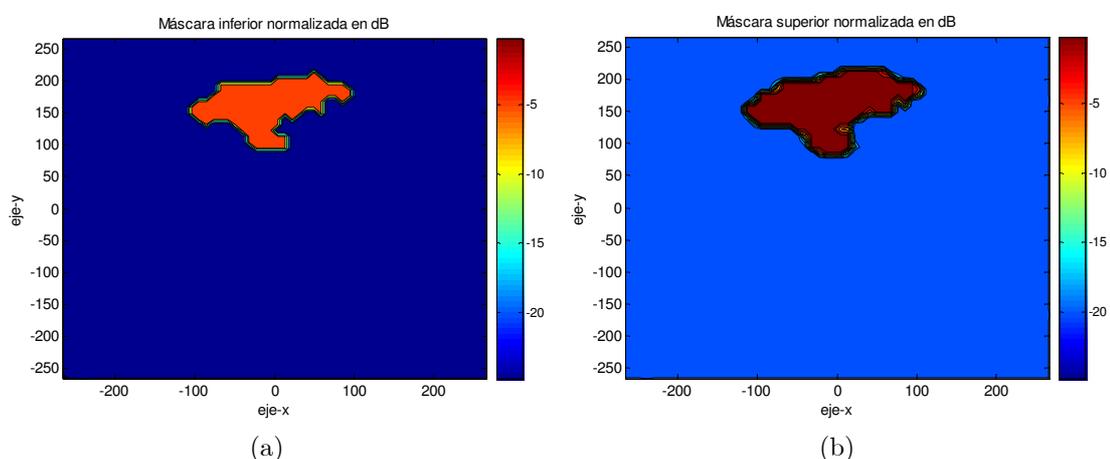
Para realizar el estudio se considera inicialmente un reflectarray rectangular de 150 celdas (10 celdas en el eje  $x$ , 15 en el eje  $y$ ), con una separación entre celdas de 10 mm en ambos ejes y una frecuencia de trabajo de 18 GHz. El reflectarray se alimenta mediante una bocina situada en el punto  $(x, y, z) = (0, -300, 400)$ , modelada mediante una expresión del tipo  $\cos^q\theta$ , con  $q=10$ . El ejemplo descrito se corresponde con un reflectarray con un número de parches relativamente pequeño, aunque los resultados son representativos de los obtenidos para diversas configuraciones de reflectarrays de pequeñas y medianas dimensiones.

La configuración de partida para el algoritmo se ha realizado en base a la experiencia previa, considerando: una población de 50 partículas (de  $N/3$  a  $N/2$ , donde  $N$  es el número de elementos del reflectarray), velocidad del 50% del rango de variación, pared reflectante, actualización asíncrona, topología de vecindad global, selección por torneo, constantes de aceleración  $c_1=c_2=1.49445$ , y peso inercial  $\omega = 0.729$ . A partir de ella se obtendrá la configuración de función de fitness, tipo de pared, actualización, topología y tamaño de población que proporcionan mejores prestaciones.

En lo que respecta al análisis de la función de fitness, en la Figura 3.7 se muestra la convergencia comparable para las cinco funciones consideradas (3.33)-(3.37) y en las Figuras 3.8-3.9 las máscaras utilizadas y las coberturas obtenidas. Debe destacarse que los valores de fitness obtenidos con cada función no son directamente comparables, por lo que la comparación ha de realizarse mediante la comparación de las coberturas, o evaluando el fitness de la solución final con la misma expresión para todos los casos.



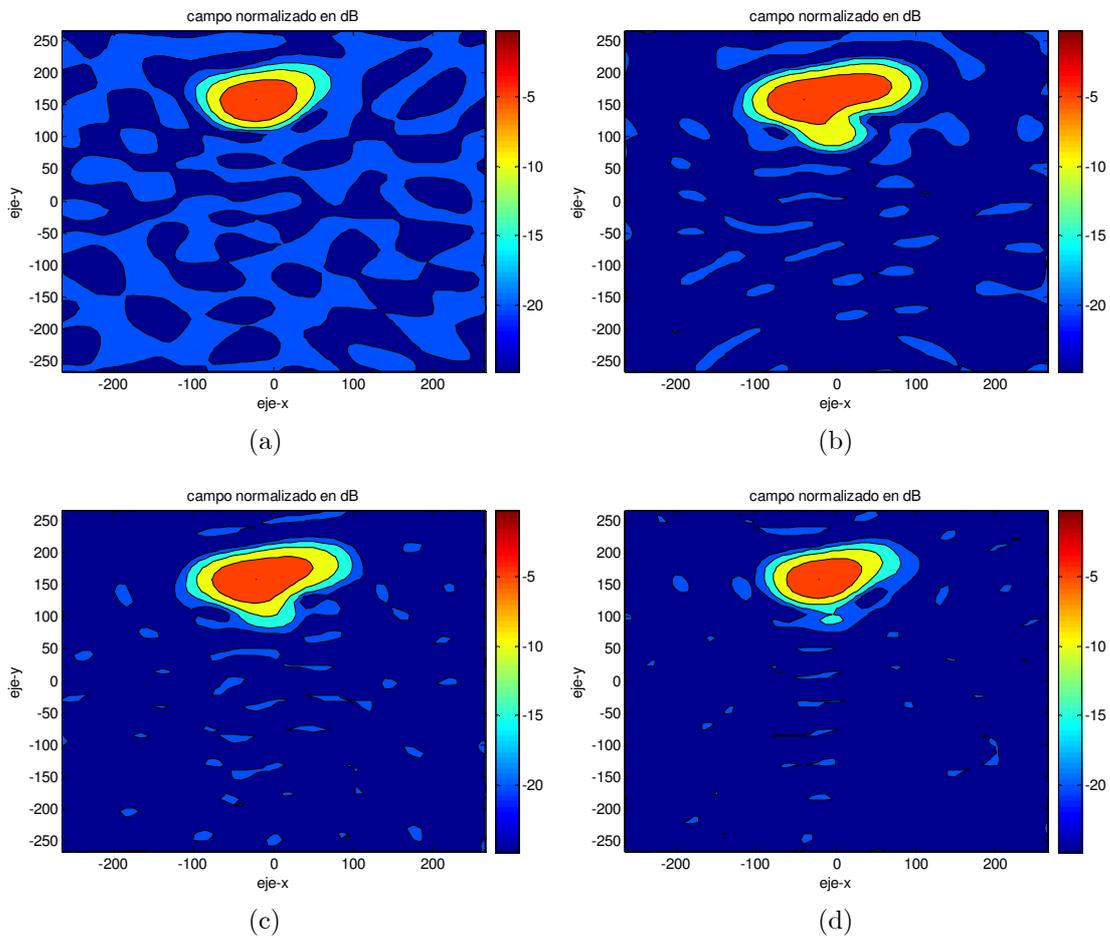
**Figura 3.7:** Curvas de convergencia del proceso de síntesis para distintas funciones de fitness.



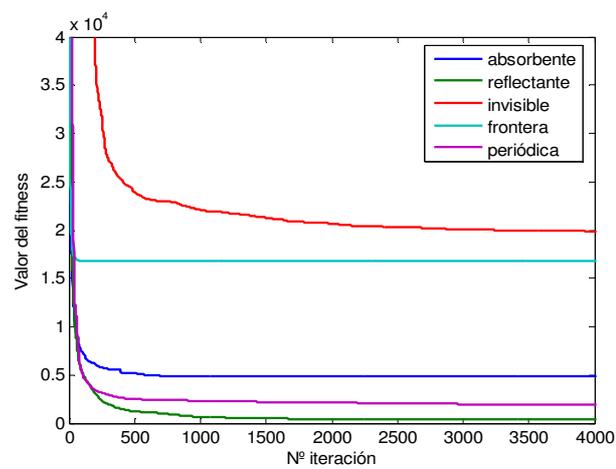
**Figura 3.8:** Máscaras utilizadas, (a) inferior, (b) superior.

Como puede observarse en la Figura 3.6, la función de fitness (3.36) es la que proporciona mejores resultados de convergencia, lo que se traduce en una mejor aproximación a las máscaras de partida (Figura 3.7) como puede apreciarse si se comparan los resultados de cobertura mostrados en la Figura 3.9. Esta conclusión se encuentra soportada por un gran número de pruebas realizadas con diferentes configuraciones de PSO e incluso utilizando otros métodos de síntesis de fase implementados sobre diferentes configuraciones de reflectarrays. Todos los resultados presentados a partir de este punto se han obtenido utilizando esta función de fitness.

Con el mismo problema canónico, en la Figura 3.10 se analiza el efecto que produce sobre la convergencia el empleo de los distintos tipos de pared de contención. Puede observarse como la pared reflectante supera claramente a las restantes, lo que nuevamente se ha comprobado con diferentes configuraciones de PSO para diferentes configuraciones de reflectarray y es la utilizada en el resto de casos.

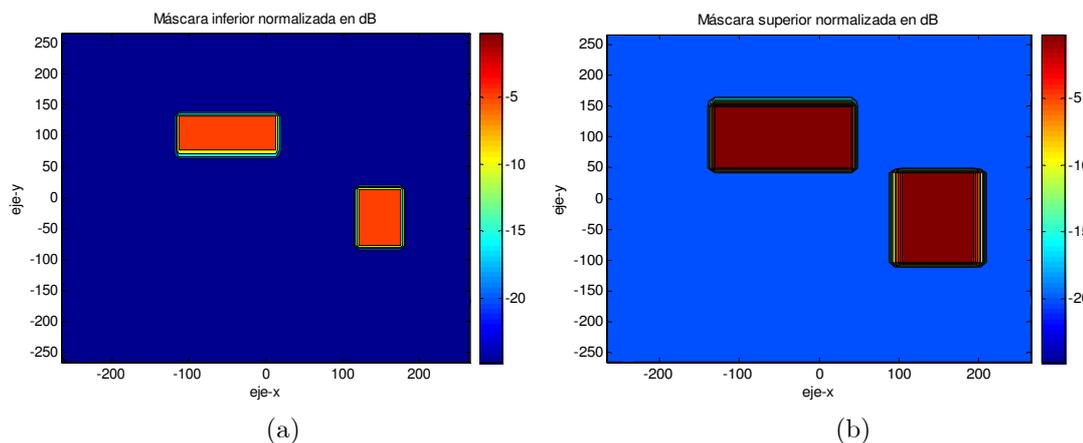


**Figura 3.9:** Coberturas obtenidas con las distintas funciones fitness consideradas, (a) Fitness 1 y 2, (b) Fitness 3, (c) Fitness 4, (d) Fitness 5.

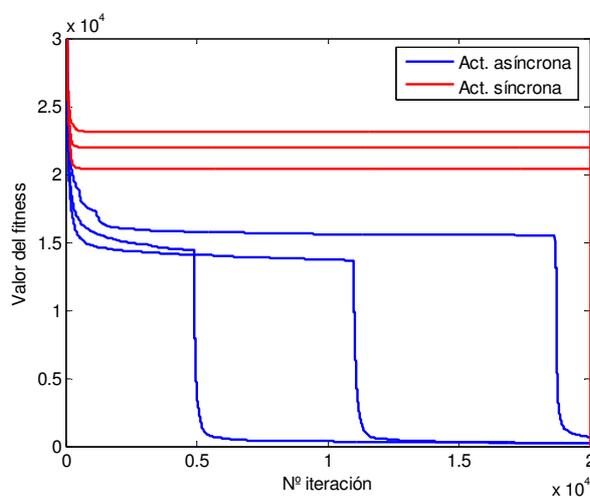


**Figura 3.10:** Curvas de convergencia para distintos tipos de paredes.

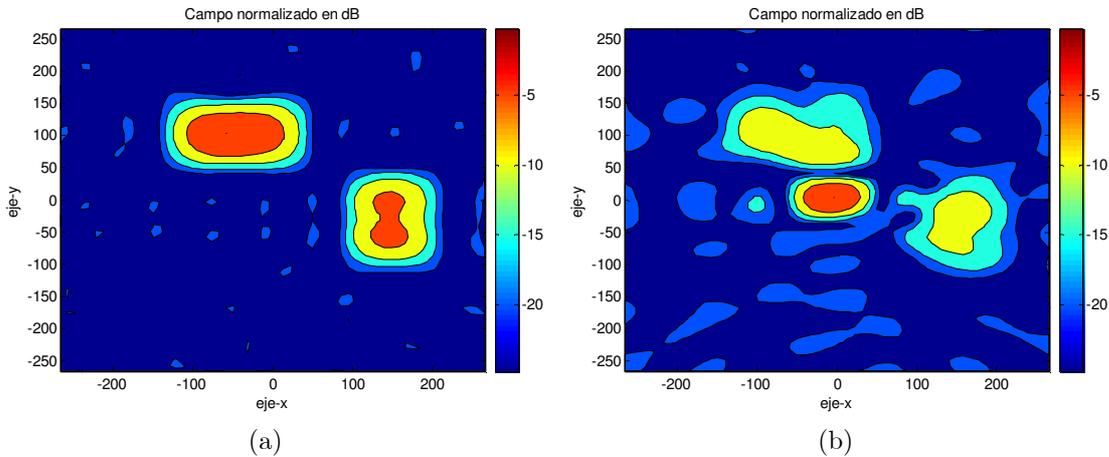
A continuación se presenta un análisis del efecto de la estrategia de actualización del enjambre sobre el proceso de optimización cuando se emplean la función de fitness y el tipo de pared previamente seleccionados para abordar el problema de síntesis con las restricciones impuestas por las máscaras mostradas en la Figura 3.11. Se ha seleccionado este nuevo caso dado que es el que más claramente ilustra el comportamiento. En la Figura 3.12 aparecen representadas las curvas de convergencia para varias realizaciones independientes con ambos tipos de actualizaciones. Resulta evidente la aceleración de la convergencia en el caso de las actualizaciones asíncronas, asociado a la disponibilidad de la información más reciente por parte de las partículas al realizar sus movimientos. Esto se traduce en una clara mejora de los resultados de la síntesis tal y como puede apreciarse comparando las coberturas resultantes en dos de los casos en la Figura 3.13.



**Figura 3.11:** Máscaras empleadas para ilustrar el efecto del mecanismo de actualización de la población sobre la convergencia del algoritmo: (a) superior, (b) inferior.



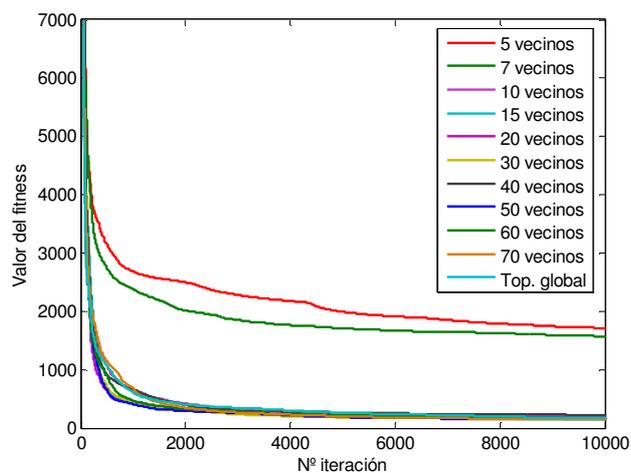
**Figura 3.12:** Curvas de convergencia para la actualización síncrona y asíncrona.



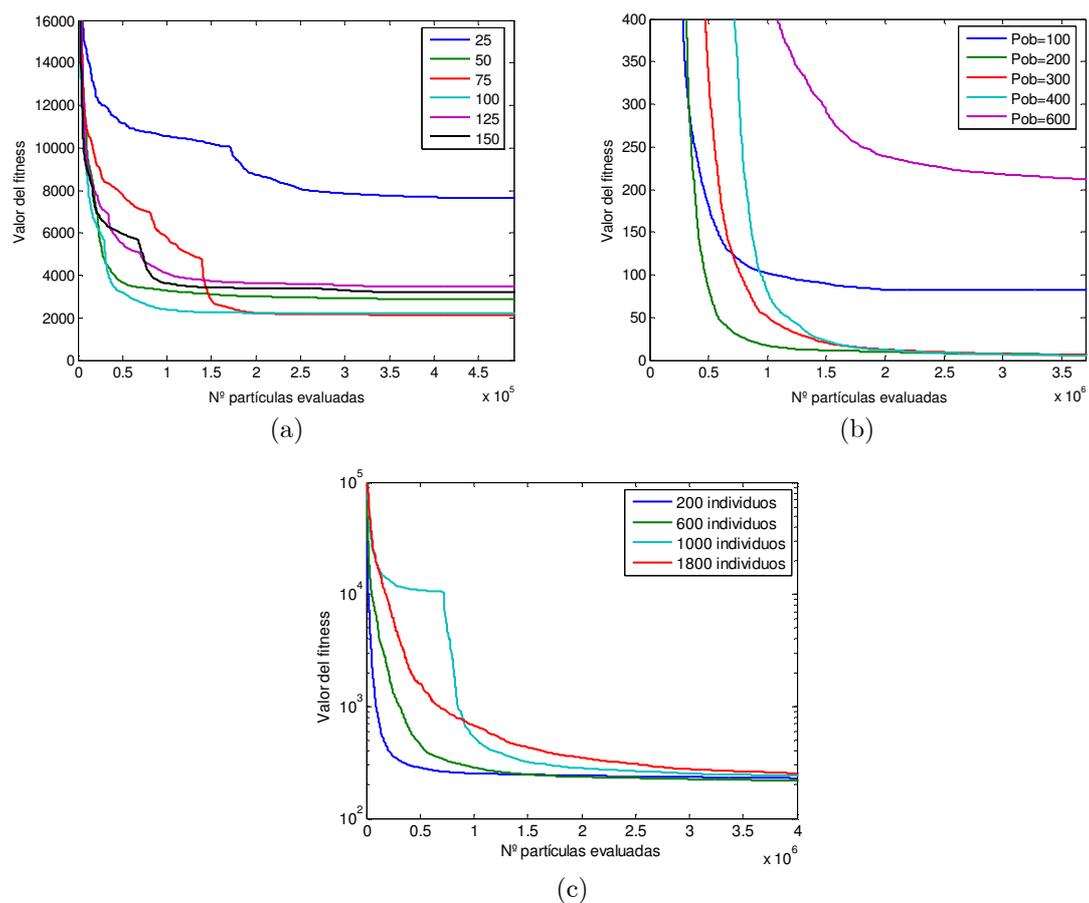
**Figura 3.13:** Coberturas obtenidas con distintos esquemas de actualización de la población, (a) actualización asíncrona, (b) actualización síncrona.

Utilizando este mismo problema y actualizaciones asíncronas de la población, se analiza a continuación la influencia de la topología de la población. Para ello se considera una población de 75 partículas, un esquema de topología global y los distintos esquemas de topología local mostrados en la Figura 3.14 que presenta los resultados de convergencia de la síntesis de fase en cada caso. De acuerdo con estos resultados, puede concluirse que para un número de vecinos inferior al 15% de la población el comportamiento del algoritmo empeora notablemente, dado que un grado de vecindad reducido ralentiza la transmisión de información entre partículas y la convergencia. A partir de una vecindad del 20% el comportamiento se asemeja a la topología global. Al aumentar el tamaño del problema, se incrementa el valor porcentual de este límite de vecindad de forma que para problemas de mayores dimensiones, teniendo en cuenta el escaso impacto de este parámetro sobre la convergencia, se puede recomendar el empleo de topologías globales.

El tamaño de la población empleado para abordar la resolución del problema de síntesis de fase resulta fundamental. Este aspecto se analiza en la Figura 3.15 donde se presenta la convergencia para la síntesis de fase para reflectarrays de diferentes tamaños con distintos tamaños de población. A partir de estos resultados, se puede concluir como regla general que tamaños de población demasiado pequeños pueden provocar una convergencia prematura del PSO, mientras que con un tamaño del enjambre excesivamente grande se favorece la exploración pero se impide que el algoritmo centre la búsqueda en regiones prometedoras, ralentizando la convergencia.



**Figura 3.14:** Curvas de convergencia para diferentes topologías y vecindades para la solución del problema de síntesis de la Figura 3.11.



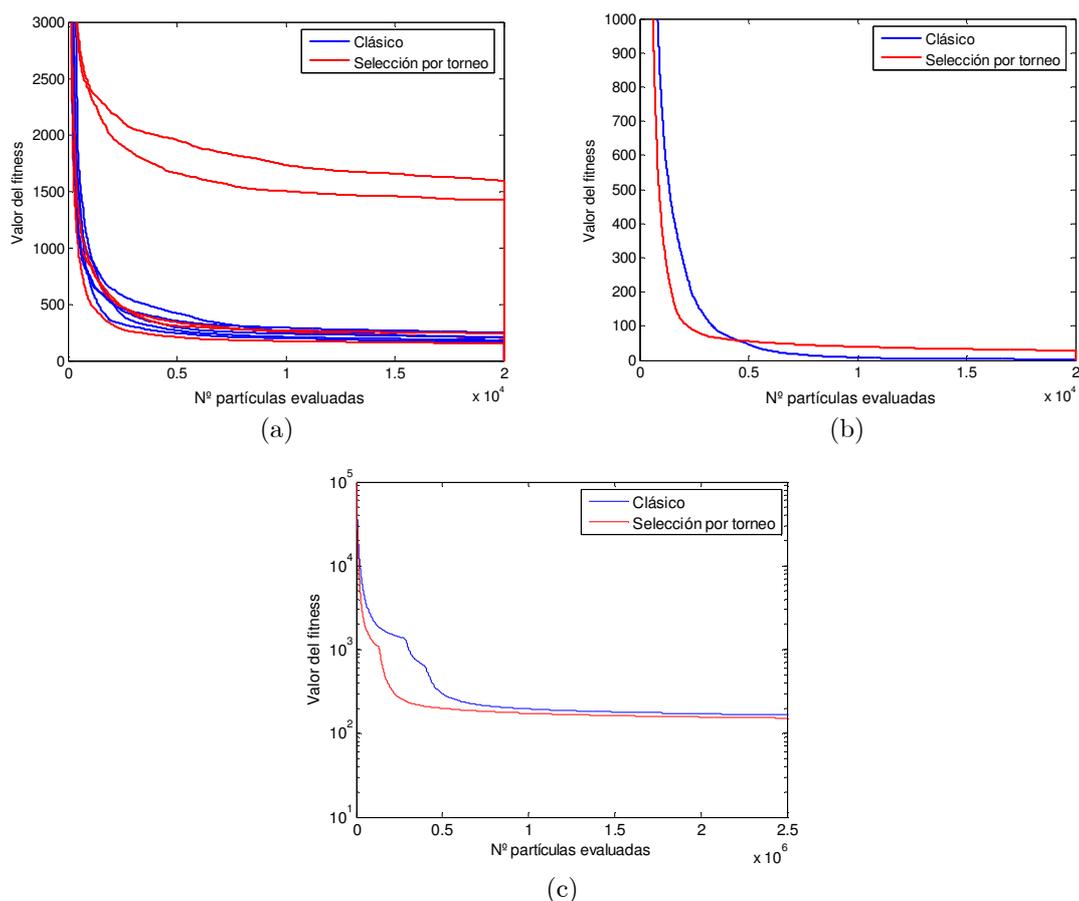
**Figura 3.15:** Curvas de convergencia en función del tamaño de la población para reflectarrays con, (a) 150 elementos, (b) 900 elementos, (c) 3600 elementos.

| Nº de elementos<br>(incógnitas) | Tamaño óptimo de<br>población (%) |
|---------------------------------|-----------------------------------|
| 150                             | 50%                               |
| 900                             | 40%                               |
| 1400                            | 30%                               |
| 3600                            | 25%                               |
| 6400                            | 16%                               |
| 10000                           | 12%                               |

**Tabla 3.1:** Tamaño óptimo de población en función del nº de elementos.

Aunque, en lo referente al tamaño óptimo de la población a emplear, ha sido imposible obtener una conclusión válida para todas las situaciones, a partir de los resultados obtenidos para los diferentes casos analizados, ha quedado patente la dependencia del dicho tamaño con las dimensiones del espacio de búsqueda, o lo que es lo mismo, el número de elementos de fase en el reflectarray. Sin embargo se han observado comportamientos que permiten obtener una idea aproximada de dicho tamaño óptimo. Para reflectarrays de tamaño pequeño resulta adecuada una población del 50% del número de incógnitas, por ejemplo, si se observan los resultados de la Figura 3.15(a), la mejor solución para la síntesis de un reflectarray de 150 elementos se corresponde con una población de 75 partículas (50%). Sin embargo, conforme aumenta el tamaño del reflectarray, este porcentaje disminuye, tal y como se muestra en la Tabla 3.1, obtenida a partir de la combinación de los resultados de todos los procesos de síntesis realizados.

Para finalizar, se presenta un caso ilustrativo del efecto que provoca incorporar la selección por torneo en el proceso de síntesis sobre el rendimiento en términos de velocidad de convergencia. En la Figura 3.16 se muestra el rendimiento del PSO clásico y de la variante con selección por torneo considerando reflectarrays de diferente tamaño. A la vista de los resultados, no se puede extraer una conclusión definitiva ya que el comportamiento de ambas versiones, salvo para reflectarrays de pequeñas dimensiones (Figura 3.16(a)) en los que puede provocar un empeoramiento de la convergencia en algunos casos, es muy similar. Según aumenta el tamaño del reflectarray, parece más evidente que la solución alcanzada con el esquema tradicional es más estable aunque la selección por torneo aumenta la velocidad de convergencia, por lo que, si prima el gasto computacional, esta variante puede resultar más eficaz.



**Figura 3.16:** Curvas de convergencia para esquemas de PSO clásico y con selección por torneo utilizando distintas semillas: reflectarray de (a) 150 elementos, (b) 1200 elementos, (c) 1400 elementos.

Como conclusión del análisis realizado en esta sección, se puede afirmar que el PSO con actualizaciones asíncronas de la población, topología global y pared reflectante ofrece el mejor rendimiento. El PSO con selección por torneo no garantiza una mejora del comportamiento global, ya que acelera la convergencia pero con el riesgo de converger de forma prematura hacia un mínimo local.

### 3.5 Optimización con recocido simulado

El recocido simulado es un método de optimización de naturaleza estocástica que imita el proceso natural del recocido de un sólido buscando el estado de mínima energía correspondiente al equilibrio térmico. Básicamente, el SA conjuga una búsqueda aleatoria durante las etapas iniciales con una búsqueda local al final del

proceso cuando la temperatura es muy baja. Durante el proceso de optimización, cada estado a una determinada temperatura se corresponde con una posible solución al problema y su calidad, que viene determinada por el valor de la función de fitness, con la energía asociada. Se trata de un método que únicamente emplea un individuo durante la evolución, carece de memoria y precisa el ajuste de un número muy reducido de parámetros para adaptarlo a un problema concreto.

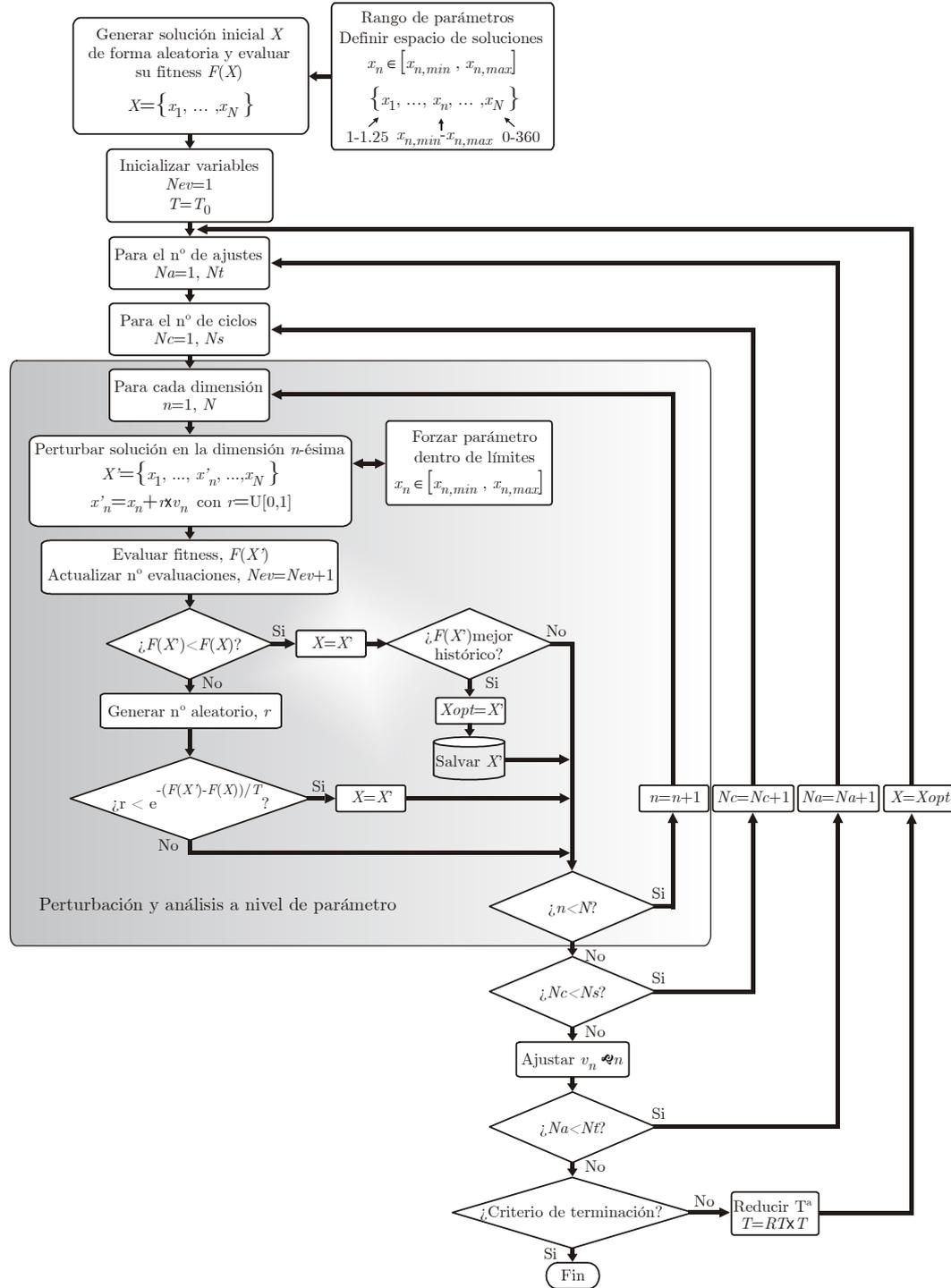
### 3.5.1 Esquema general del SA

El SA es muy sencillo de implementar [47], aunque se pueden encontrar versiones muy sofisticadas [48]-[49]. En este trabajo se adopta la variante propuesta en [50]-[51], que a su vez es una implementación del algoritmo en [20]. Su diagrama de flujo se muestra en la Figura 3.17 y a continuación se presenta una breve explicación de sus características fundamentales.

El estado de un sólido a una temperatura dada se puede representar a través de la disposición de un conjunto de átomos, que a nivel computacional se corresponderá con los parámetros a optimizar (las fases de los elementos de fase en el caso de reflectarrays). En cada iteración se perturba cada uno de los parámetros y se calcula el incremento de energía o variación de fitness que experimenta respecto a la iteración anterior. Suponiendo un problema de minimización, el nuevo vector  $C$  perturbado se aceptará en función del criterio de Metrópolis, de acuerdo con la distribución de probabilidad de Boltzmann:

$$P(C_k \rightarrow C_{k+1}) = \begin{cases} e^{-\frac{\Delta f}{T}} & \text{si } \Delta f \geq 0 \\ 1 & \text{si } \Delta f < 0 \end{cases} \quad (3.38)$$

donde  $P(C_k \rightarrow C_{k+1})$  representa la probabilidad de que el nuevo vector perturbado en la iteración  $k+1$  reemplace a la solución  $C_k$ , y  $T$  es la temperatura. Esta expresión implica que para temperaturas altas, la probabilidad de que se acepten movimientos que empeoran el fitness es alta. A medida que desciende la temperatura esta tendencia se invierte y a temperaturas muy bajas sólo se aceptarán los movimientos que mejoran el fitness. De (3.38) también se deduce que el esquema de enfriamiento resulta crucial para evitar convergencias prematuras o demasiado lentas. Se ha empleado la variante que reduce la temperatura en un factor  $RT$  debido a su eficacia.



**Figura 3.17:** Diagrama de flujo del algoritmo SA utilizado [34].

La temperatura se mantiene constante durante un número de iteraciones determinado por el tamaño del vector  $N$  y las constantes  $N_s$  y  $N_t$ . En un ciclo interno se modifican de forma secuencial cada una de las  $N$  componentes del vector  $P$ . Un bloque intermedio repite el bloque interno durante  $N_s$  ciclos para adaptar la

variabilidad que puede tomar cada parámetro. Así, cada  $N_s \times N$  evaluaciones de la función de fitness se ajusta un vector de paso  $V$  que tiene como función buscar el equilibrio entre el número de movimientos aceptados y el número total de perturbaciones. Por último, el ciclo externo repite el paso intermedio  $N_t$  veces antes de reducir la temperatura para buscar el equilibrio térmico. Así, la temperatura se reduce cada  $N_t \times N_s \times N$  iteraciones por el factor  $RT$ .

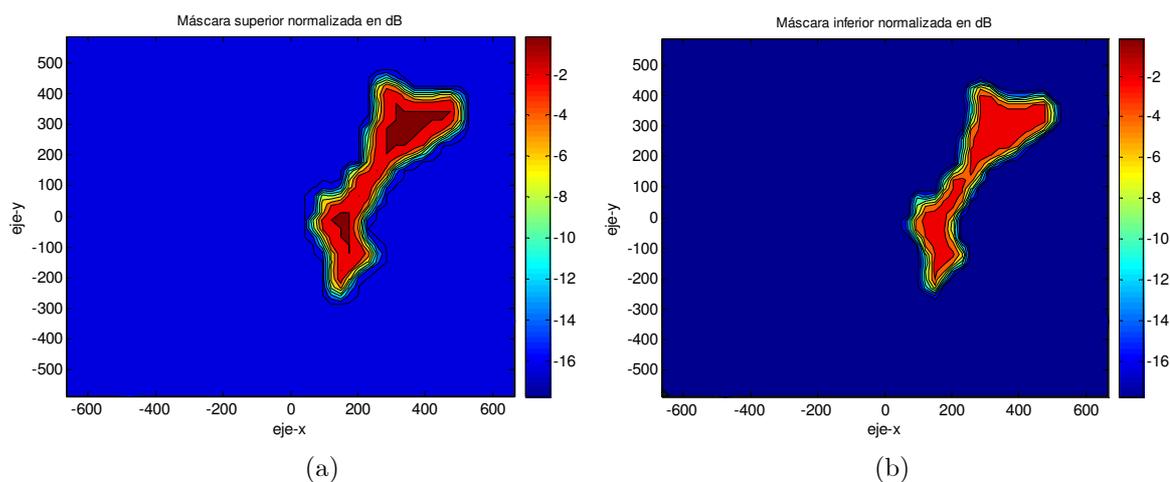
### 3.5.2 Sintonización del SA aplicado a la síntesis de fase

En el algoritmo SA, la temperatura inicial  $T_0$ , el coeficiente de reducción  $RT$ , y los controles de ciclos  $N_s$  y  $N_t$  son los parámetros que afectan a su rendimiento, y cuyo valor óptimo depende de las características del problema a resolver. Los diferentes estudios llevados a cabo en este caso no han permitido extraer conclusiones definitivas en cuanto a la configuración más apropiada de los parámetros del SA para abordar la síntesis de fase en reflectarrays, solamente ha sido posible determinar rangos de los mismos en que se observa un buen comportamiento en cuanto a convergencia. En estos estudios, ha quedado patente que la utilización de valores excesivamente bajos de  $T_0$ ,  $RT$ ,  $N_s$  o  $N_t$  conducen hacia convergencias prematuras y valores altos ralentizan la convergencia. En concreto, mediante la simulación de problemas de síntesis de fase con un número de variables comprendido entre 100 y 10000 se ha determinado que valores de los parámetros en los rangos  $T_0 \in [0.5, 7]$ ,  $RT \in [0.3, 0.8]$ ,  $N_s \in [10, 30]$  y  $N_t \in [3, 8]$  ofrecen buenos resultados de convergencia.

Por este motivo, solamente se presenta un ejemplo ilustrativo del comportamiento del SA. Se considera un reflectarray de  $30 \times 30$  elementos con un periodo en ambas dimensiones de 10 mm y alimentado con una bocina con su centro de fase situado en  $(-150, 0, 1000)$  mm, situado a 1500 km de la región de interés definida por las máscaras mostradas en la Figura 3.18(a)-(b) que corresponde aproximadamente a las comunidades de Cataluña y Valencia. La frecuencia de trabajo es de 18 GHz. El optimizador se ha configurado con los siguientes parámetros:  $T_0 = 5$ ,  $RT = 0.5$ ,  $N_s = 20$  y  $N_t = 5$ .

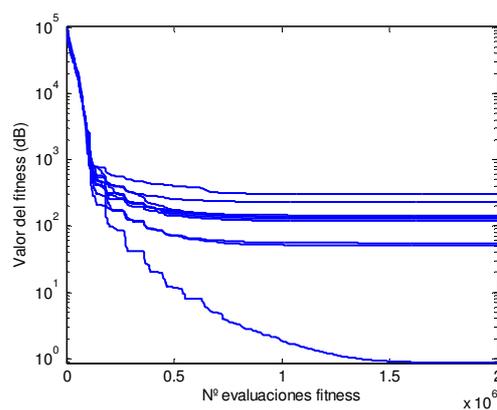
Los resultados de convergencia para diez simulaciones independientes de este caso se muestran en la Figura 3.19: Puede observarse la considerable dispersión en la calidad de las soluciones para las distintas semillas. La mejor solución obtenida presenta un valor de fitness de 0.855 dB para un barrido en la cobertura de 2200 puntos (0.0004 dB/punto) tras  $2 \times 10^6$  evaluaciones del fitness. Las otras realizaciones,

aunque alcanzan soluciones aceptables (rondando los 0.059 dB/punto) se alejan significativamente de la anterior. Este comportamiento es característico cuando se opta por el empleo de este optimizador debido a su menor capacidad de exploración del espacio de soluciones al no emplear una población. En un apartado posterior se compararán sus resultados con los de los restantes métodos considerados. La cobertura obtenida para el mejor caso se muestra en la Figura 3.20.

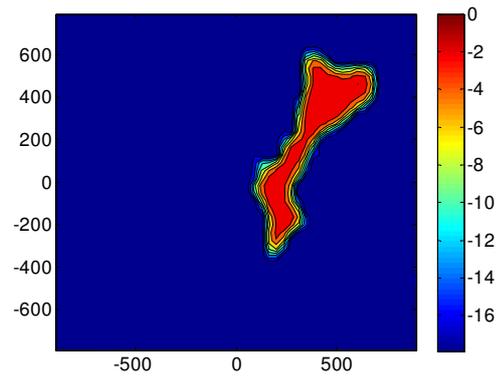


**Figura 3.18:** Máscaras de cobertura para el reflectarray de 30x30 elementos descrito en el texto.

(a) máscara superior, (b) máscara inferior.



**Figura 3.19:** Evolución del fitness para diferentes semillas para el reflectarray de 30x30 elementos.



**Figura 3.20:** Cobertura resultante tras la síntesis mediante SA en el mejor caso.

### 3.6 Optimización con algoritmos genéticos

Los GA están avalados por un respaldo matemático basado en el denominado teorema de los esquemas [24] que divide los individuos en bloques de construcción y que viene a decir que la cantidad de buenos bloques se incrementa a lo largo del proceso por la presión de la selección y el cruce. Se rigen por reglas estocásticas y se desenvuelven con eficacia en problemas con espacios de soluciones multidimensionales, multimodales y con múltiples discontinuidades [52]-[53]. Trabajan con una población de individuos o cromosomas formados por un conjunto de variables o genes igual al número de dimensiones del problema en cuestión de tal forma que cada uno de ellos representa una posible solución al problema. A cada individuo se le asigna un valor de fitness que indica la calidad de la solución asociada y que para la síntesis de fase, como se justificó previamente, viene dada por (3.36). Durante el proceso de optimización, la población evoluciona de acuerdo a estrategias de selección, cruce y mutación predefinidas hasta alcanzar una solución.

Cuanto mejor sea el fitness de un individuo, mayor será la probabilidad de que sea seleccionado para cruzarse con otro de la población. Este cruce produce nuevos individuos que comparten algunas de las características de sus padres. Favoreciendo el cruce de los individuos mejor adaptados, se van explorando iterativamente las áreas más prometedoras del espacio de búsqueda. Para aumentar la diversidad, los GA emplean el operador de mutación que altera parte de la información de un individuo con una cierta probabilidad.

En este trabajo se han considerado versiones de los GA con codificación binaria, real y los así denominados algoritmos micro-genéticos.

En los GA de codificación binaria las variables se cuantifican utilizando un alfabeto binario con un número de bits  $n_b$ , seleccionado en función del rango dinámico de la variable a optimizar y de la resolución deseada. Su uso está muy extendido y se han obtenido resultados satisfactorios en numerosas aplicaciones [54]-[55].

Cada cromosoma de la población o solución potencial se compone de un conjunto de  $N$  variables o incógnitas, asociadas en el caso de interés con los desfases de los elementos del reflectarray. El tamaño de la población guarda una estrecha relación con  $N$  y  $n_b$ . Hay autores [53] que aconsejan utilizar tamaños de población del orden de cinco a seis veces la longitud del cromosoma, mientras que otros proponen expresiones más rigurosas [56]. El tamaño óptimo dependerá también del tipo de problema y deberá adaptarse según cada caso. Respecto a los operadores de selección, cruce y mutación, en el GA de codificación binaria considerado se han utilizado estrategias de selección por torneo, cruce en un punto o uniforme con probabilidad  $P_c$  y mutación por salto o sigilosa con probabilidad  $P_m$ , respectivamente [34].

La configuración adecuada del algoritmo genético con codificación binaria para la síntesis de fase en reflectarrays pasa por utilizar la estrategia de cruce uniforme y la mutación sigilosa con probabilidades  $P_c \in [0.5, 0.75]$  y  $P_m \in [0.02, 0.1]$ , aplicando elitismo y variando los genes en la mutación sigilosa en torno a un 3% del rango dinámico del parámetro a mutar. El diagrama de flujo de la versión que se utiliza en este trabajo es el mostrado en la Figura 3.21.

La variante de GA con codificación real elimina las operaciones de codificación y decodificación y presenta una mayor precisión en la representación de los genes. El esquema es similar al propuesto anteriormente, salvo por las estrategias para los operadores de cruce y mutación. Entre las distintas alternativas para los operadores [57]-[59], las pruebas realizadas muestran que el cruce discreto y la mutación no uniforme presentan aparentemente mejores resultados. Sin embargo, adoptar esta codificación ralentiza enormemente la convergencia del método de síntesis por lo que se ha descartado esta variante.

Por último, en los algoritmos micro-genéticos ( $\mu$ GA) (independientemente del tipo de codificación de los genes), se hace evolucionar a la población en base a los mecanismos de selección y cruce, sin aplicar mutación, lo que provoca que la población converja rápidamente hacia el mejor individuo. Para evitar la convergencia prematura hacia una solución local, se reinicia aleatoriamente la población cuando se detecta que la diversidad cae por debajo de un umbral, manteniendo únicamente la solución más elitista. El reinicio de la población introduce diversidad y mejora la

capacidad de exploración del algoritmo. Esta característica intrínseca de esta variante provoca, típicamente, un incremento significativo de velocidad de convergencia de los mismos frente a las versiones convencionales de los GA [60].

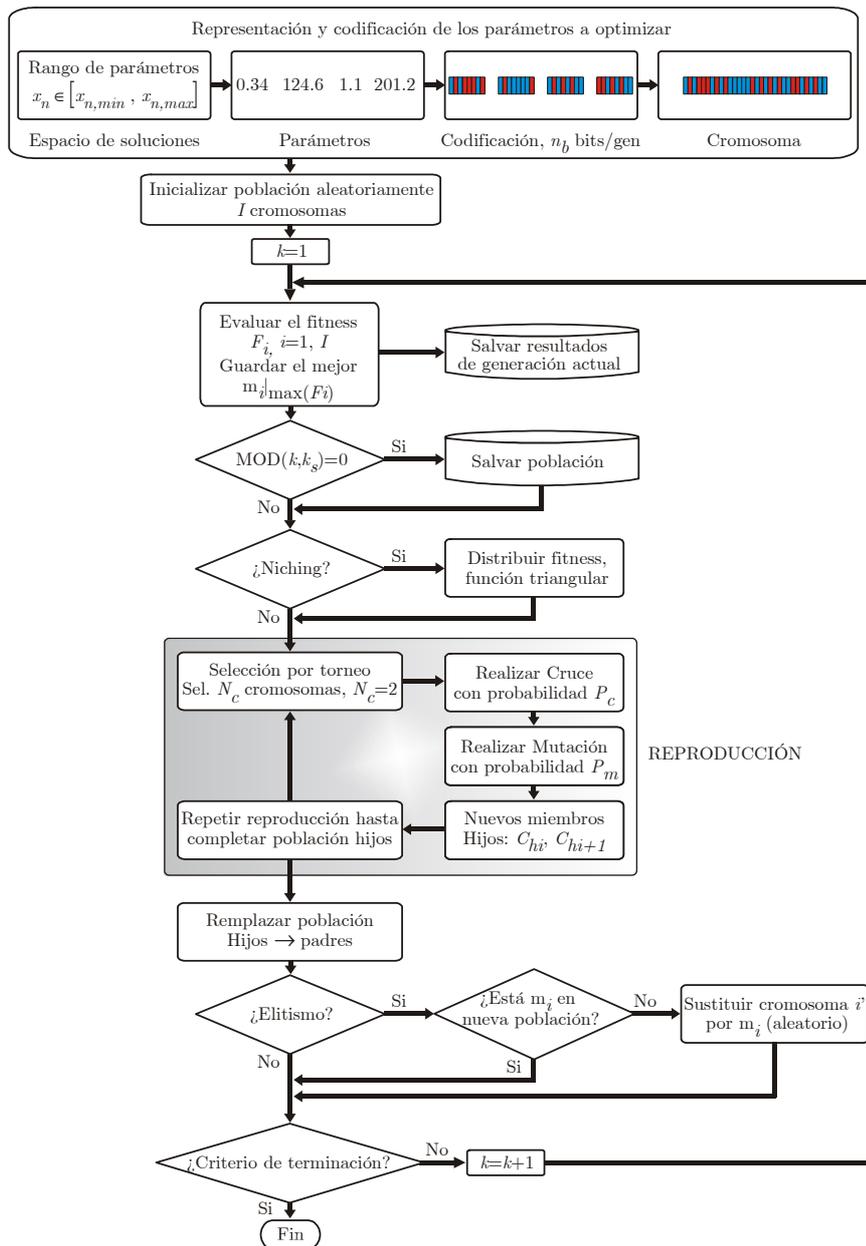


Figura 3.21: Diagrama de flujo del algoritmo basado en GA de codificación binaria [34].

### 3.6.1 Sumario de resultados relativos a GA

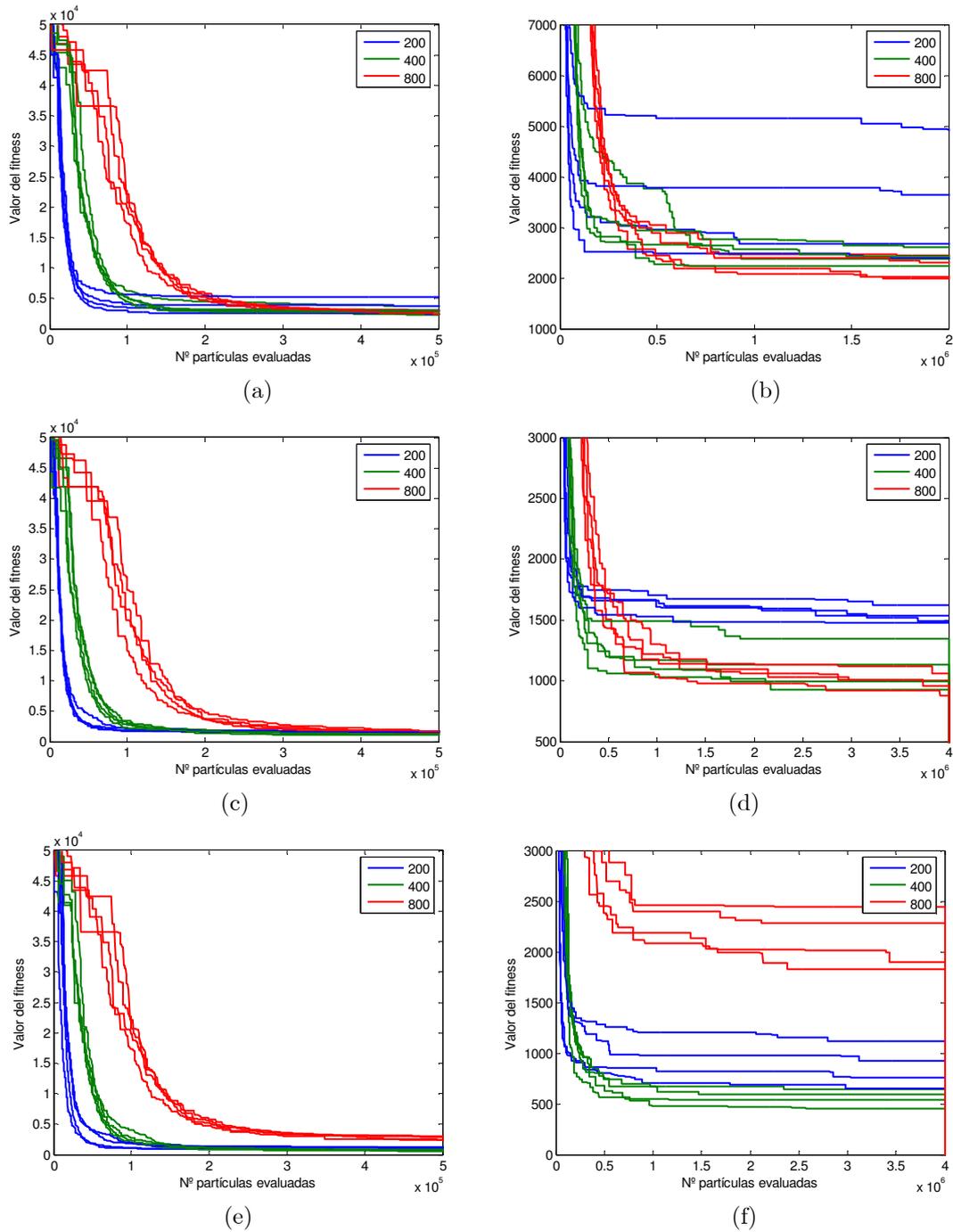
En este apartado se incluyen resultados representativos del comportamiento de las versiones binarias de GA y  $\mu$ GA considerando como problema canónico la síntesis de fase del reflectarray de 30x30 elementos utilizado con SA en la sección anterior, y las máscaras de la Figura 3.18 (a)–(b).

En primer lugar se analiza el efecto que el tamaño de la población y el número de niveles considerados para la fase ejerce sobre la convergencia del algoritmo GA. Los parámetros de configuración del algoritmo considerado se muestran en la Tabla 3.2, en la que puede observarse que se van a considerar tamaños de población de 200, 400 y 800 individuos, así como codificaciones con 8, 9 y 10 bits para la fase.

En la Figura 3.22 se muestra un análisis, basado en varias realizaciones independientes de cada caso, del efecto que provoca el tamaño de la población sobre la convergencia del algoritmo para distintos niveles de cuantificación de la fase. Puede observarse como, para poblaciones de tamaño pequeño, la convergencia inicial resulta más rápida alcanzando siempre, al final del proceso, un fitness de menor calidad que para el caso de poblaciones de tamaño intermedio. En el caso de poblaciones de tamaño grande, la calidad obtenida al final del proceso se degrada con el incremento de la resolución para la fase. La solución de compromiso pasa por utilizar poblaciones intermedias ( $0.4N < \text{Población} < 0.5N$ ) que presentan comportamiento equilibrado en los distintos casos considerados.

|                               |                |
|-------------------------------|----------------|
| Estrategia selección          | Torneo         |
| Estrategia cruce              | Uniforme       |
| Estrategia mutación           | Sigilosa       |
| Probabilidades, $(P_c, P_m)$  | (0.7, 0.05)    |
| Nº hijos por pareja de padres | 1              |
| Elitismo                      | Sí             |
| Niching                       | No             |
| Nº niveles de fase            | 256, 512, 1024 |
| Tamaño de la población        | 200, 400, 800  |

**Tabla 3.2:** Configuración del GA de codificación binaria.



**Figura 3.22:** Efecto del tamaño de la población (220, 400, 800) sobre la convergencia del GA para diferentes niveles de cuantificación de la fase. (a) iteraciones iniciales (8 bits), (b) evolución completa (8 bits), (c) iteraciones iniciales (9 bits), (d) evolución completa (9 bits), (e) iteraciones iniciales (10 bits), (f) evolución completa (10 bits).

Para analizar la influencia de estos parámetros sobre los  $\mu$ GA, se va a utilizar el mismo caso anterior. Se configura el algoritmo de acuerdo con los valores mostrados en la Tabla 3.3. Puede observarse como, para forzar la reinicialización de

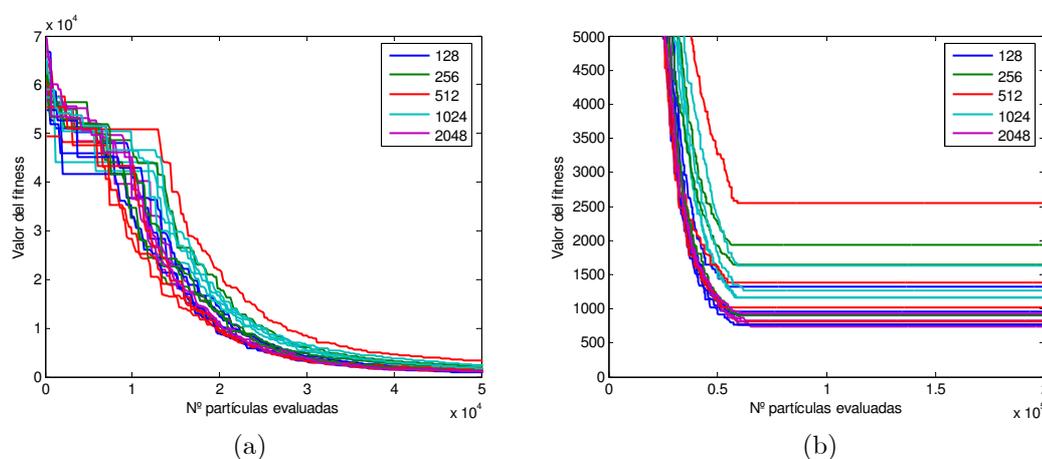
la población, se incluyen tamaños de población menores a los considerados para el caso anterior. Además, se consideran codificaciones para la fase con menor y mayor número de bits por si pudiesen aportar alguna ventaja adicional.

Como puede observarse en la Figura 3.23, donde se analiza el efecto de los niveles de cuantificación de la fase para el caso con población de 200 individuos, el incremento del número de niveles reduce la dispersión de las soluciones a costa de incrementar los errores residuales frente a los obtenidos con los GA.

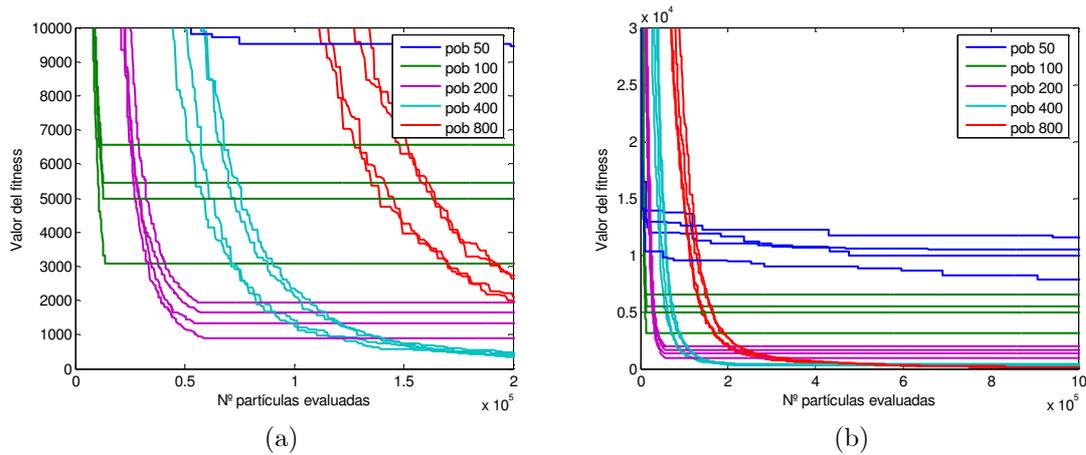
Por otra parte, en la Figura 3.24 se evalúa, tomando como punto de partida el caso en el que se emplean 256 niveles de cuantificación para la fase, el efecto del tamaño de la población sobre la convergencia. Resulta evidente que el incremento del tamaño de la población provoca una mejora en los valores de fitness alcanzados pero este incremento del tamaño de la población va en contra de la filosofía de los  $\mu$ GA.

|                               |                           |
|-------------------------------|---------------------------|
| Estrategia selección          | Torneo                    |
| Estrategia cruce              | Uniforme                  |
| Probabilidad, $P_c$           | 0.5                       |
| Nº hijos por pareja de padres | 1                         |
| Elitismo                      | Sí                        |
| Niching                       | No                        |
| Nº niveles de fase            | 128, 256, 512, 1024, 2048 |
| Tamaño de la población        | 50, 100, 200, 400, 800    |

**Tabla 3.3:** Parámetros de configuración del  $\mu$ GA para la comparativa.



**Figura 3.23:** Evolución del fitness de los  $\mu$ GA para distintos niveles de cuantificación, (a) iteraciones iniciales, (b) evolución completa.



**Figura 3.24:** Evolución del algoritmo  $\mu$ GA para distintos tamaños de población, (a) iteraciones iniciales, (b) evolución completa.

### 3.7 Optimización con búsqueda libre – evolución diferencial

La búsqueda libre (free search, FS) [61] y evolución diferencial (differential evolution, DE) [62] son dos métodos heurísticos que tratan de alcanzar la solución haciendo evolucionar una población. Su rendimiento depende de la configuración de sus parámetros y su elección del tipo de problema físico al que se apliquen. El método de búsqueda libre – evolución diferencial (FSDE) [63] integra conceptos del FS, DE y el aprendizaje basado en los opuestos [64] para generar un algoritmo cuya principal ventaja es que no presenta parámetros a configurar a excepción del tamaño de la población y el número máximo de iteraciones.

El algoritmo FSDE adopta el concepto del sentido usado por el FS, donde los animales (individuos) recuerdan su mejor posición durante la búsqueda de alimento y utilizan su sentido para elegir el punto de partida del próximo movimiento. Por otro lado emplea también el concepto de mutación utilizado en la DE y que consiste en obtener la diferencia de vectores o individuos elegidos aleatoriamente como fuente de variaciones aleatorias de un tercer individuo. Este tercer individuo se genera por la suma de distintos vectores de diferencia ponderados en lo que se denomina mutación del DE. La teoría de los opuestos afirma que si un individuo es bueno, entonces su opuesto es malo y viceversa. El opuesto de un individuo  $P$  se define como  $OP = a + b - P$ , donde  $a$  y  $b$  delimitan el espacio de soluciones.

El FSDE comienza con un conjunto de individuos situados en posiciones aleatorias,  $x$ , que se evalúan y se etiquetan como la mejor solución encontrada hasta la fecha ( $p_i = x_i, f(p_i) = f(x_i)$ ). Los sentidos se eligen aleatoriamente entre 0 y 1. Se puede realizar una búsqueda local o global. En la búsqueda local, los individuos exploran alrededor de la solución marcada. En la búsqueda global, cada individuo selecciona una localización si su fitness mejora su sentido, y explora alrededor de la solución etiquetada. Con el transcurso de las iteraciones, el algoritmo pasa de favorecer la búsqueda global a promover la búsqueda local.

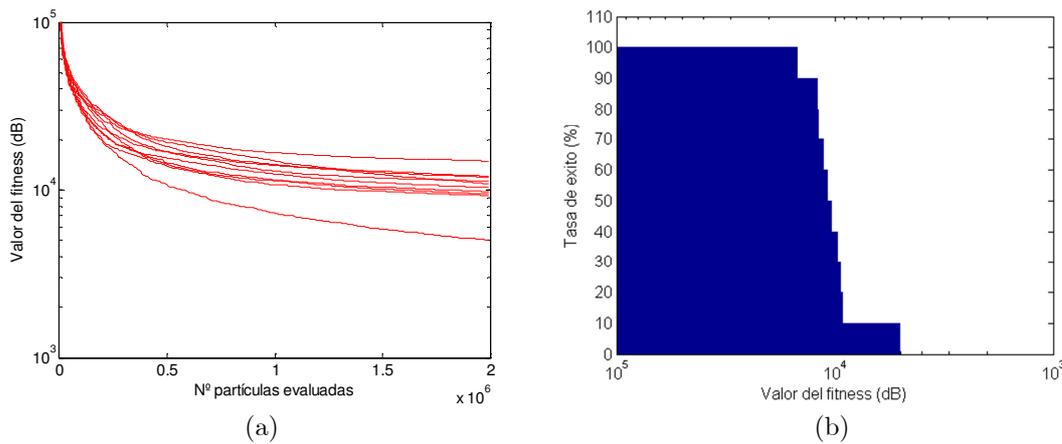
La posición  $x$  del individuo  $i$ -ésimo viene dada por:

$$x_i = \begin{cases} p_i + N(0,1) & \text{si } f_{\min} = f_{\max} \text{ o } rand < g/G \\ p_k + \ln\left(\frac{1}{rand}\right) \times (x_l - x_m) & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (3.39)$$

donde  $k$  es el índice de la localización etiquetada con un fitness normalizado mejor que el sentido del individuo  $i$ -ésimo,  $l$  y  $m$  son números aleatorios comprendidos entre 1 y el número de individuos que componen la población,  $g$  y  $G$  se corresponden con la iteración actual y el número máximo de iteraciones respectivamente,  $rand$  es un número aleatorio entre 0 y 1, y  $N(0,1)$  representa una muestra simple de ruido gaussiano.

Para cada localización  $i$ , si el fitness  $f(x_i)$  mejora a  $f(p_i)$ , entonces se reemplaza  $p_i$  por  $x_i$ . Por último, se calcula el opuesto  $op_b$  de la peor localización etiquetada de la población  $p_b$  y, en caso de que se mejore el fitness, se reemplaza ( $op_b = p_b$ ).

Como ejemplo ilustrativo de la aplicación del FSDE se propone el caso de un reflectarray con 625 elementos ( $25 \times 25$ ). El alimentador se sitúa en (150, 0, 600) mm orientado de forma que optimiza la potencia que incide sobre el reflector. Al igual que en los ejemplos anteriores se han empleado las máscaras de las Figuras 3.18 (a)–(b), aunque en este caso la antena se ha situado a una distancia de 1000 km. Los resultados obtenidos con el FSDE (Figura 3.25) muestran que para la síntesis de fase su rendimiento es inadecuado, con un error residual de 5049 dB (1.79 dB/punto) para la mejor de las semillas, por lo que para reflectarrays de mayor tamaño su comportamiento empeora. La experimentación con múltiples estructuras reforzó la decisión de su descarte para la síntesis de fase.



**Figura 3.25:** Síntesis de un reflectarray de 625 elementos, (a) evolución del fitness, (b) tasa de éxito.

### 3.8 Comparativa de métodos heurísticos

En esta sección se efectúa una comparativa de las prestaciones de los diferentes algoritmos considerados cuando se emplean para la síntesis de fase de reflectarrays de tamaños pequeños, medios y grandes con la intención de obtener conclusiones relativas a su aplicabilidad en cada situación.

#### 3.8.1 Síntesis de reflectarrays de tamaños pequeños

En primer lugar se considera un reflectarray de  $25 \times 25$  elementos, a una frecuencia de trabajo de 18 GHz y un tamaño de celda de  $12 \times 12$  mm. El alimentador se aproxima mediante un modelo  $\cos^q \theta$  con  $q=4$  y se sitúa en el punto  $(-150, 0, 600)$  mm respecto al centro del reflector. Se considera un escenario en el que se trata de dar cobertura a una región similar a Marruecos (Figura 3.26(a) y (b)), situando la antena a una distancia de 2100 km.

En lo que respecta a la configuración de los optimizadores se ha considerado para el PSO una población de 200 partículas,  $w=0.729$ ,  $c_1=c_2=1.49445$ , pared reflectante y una velocidad máxima para el movimiento de las partículas  $V_{max}$  del 50% del rango dinámico en cada dimensión  $[0, 360^\circ]$ . El algoritmo  $\mu$ GA se configura con selección por torneo, cruce uniforme,  $P_c = 0.5$  y elitismo. En el SA, la temperatura

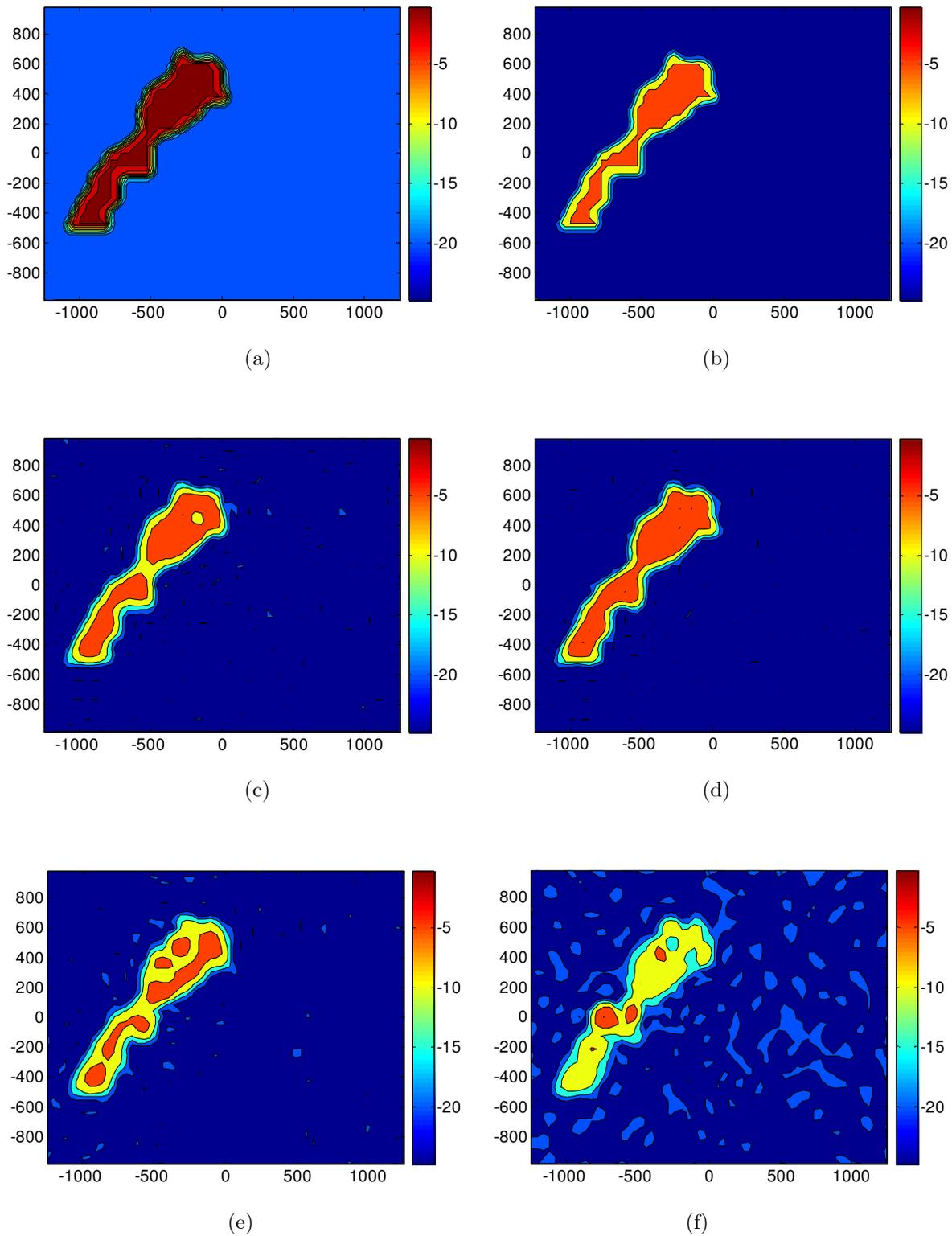
inicial es de  $T_0 = 5$ , y los ciclos de ajuste  $N_s = 20$  y  $N_t = 5$ . Por último, el FSDE utiliza un tamaño de población comprendido entre 100 y 800 individuos.

La Tabla 3.4 muestra el error residual alcanzado tras realizar  $4 \times 10^6$  evaluaciones de la función de fitness para 20 realizaciones independientes con cada algoritmo. Tanto el error promedio de las 20 semillas como el error mínimo se expresan en dB/punto. La Figura 3.26 muestra las máscaras que definen las restricciones de diseño así como las coberturas obtenidas con cada uno de los métodos para la mejor de las realizaciones. Finalmente, en la Figura 3.27 se representa la evolución del fitness acumulado en los 2820 puntos de control definidos por las máscaras para los diferentes casos considerados.

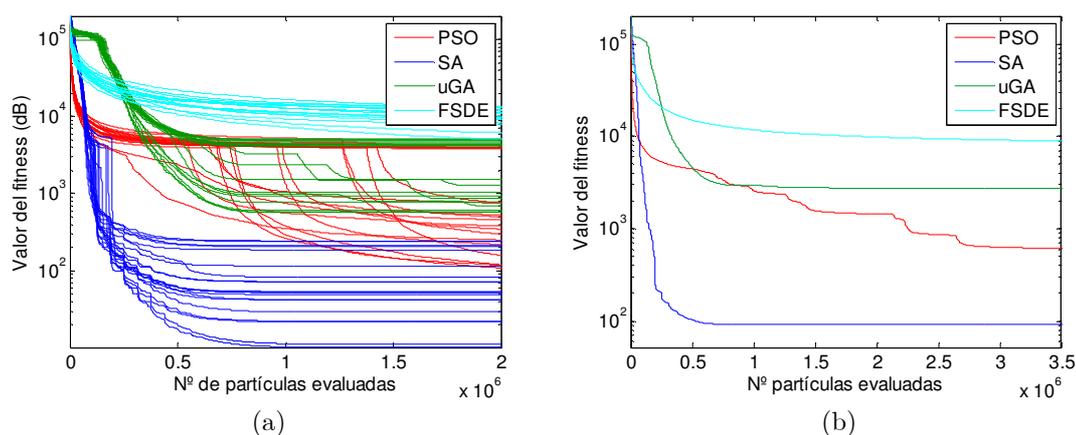
Tras analizar los resultados se concluye que el FSDE presenta una convergencia lenta y poco eficaz. El algoritmo  $\mu$ GA mejora el comportamiento del FSDE pero no es capaz de encontrar una solución de calidad. Por el contrario, tanto el PSO como el SA exploran de forma más eficaz el espacio de soluciones y son capaces de encontrar una solución favorable en un número aceptable de evaluaciones del fitness. Desde un punto de vista práctico, el SA converge transcurridas apenas  $10^6$  llamadas a la función de fitness, mientras que algunas semillas del PSO precisan  $4 \times 10^6$  evaluaciones. Para reflectarrays de pequeño tamaño, el SA se postula como el algoritmo idóneo ya que requiere un menor coste computacional.

| Algoritmo | Configuración            | Fitness promedio<br>(dB/punto) | Mejor fitness<br>(dB/punto) |
|-----------|--------------------------|--------------------------------|-----------------------------|
| PSO       | Sin selección por torneo | 0.5323                         | 0.0483                      |
|           | Con selección por torneo | 0.2108                         | 0.0273                      |
| $\mu$ GA  | 400 cromosomas, 9 bits   | 1.2603                         | 0.4411                      |
|           | 800 cromosomas, 8 bits   | 1.0373                         | 0.1646                      |
|           | 800 cromosomas, 10 bits  | 1.3732                         | 0.2270                      |
|           | 1200 cromosomas, 8 bits  | 0.9687                         | 0.2013                      |
| SA        | $RT = 0.5$               | 0.0323                         | 0.0036                      |
|           | $RT = 0.3$               | 0.0474                         | 0.0051                      |
| FSDE      | 100 individuos           | 5.4472                         | 4.6004                      |
|           | 200 individuos           | 4.1539                         | 2.5372                      |
|           | 400 individuos           | 3.0742                         | 1.3113                      |
|           | 800 individuos           | 3.4924                         | 1.7036                      |

**Tabla 3.4:** Comparativa de los algoritmos en términos del fitness para el reflectarray de 625 elementos.



**Figura 3.26:** Síntesis de un reflectarray de 625 elementos, (a) máscara superior, (b) máscara inferior, (c) mejor huella obtenida con PSO, (d) con SA, (e) con  $\mu$ GA, (f) con FSDE.



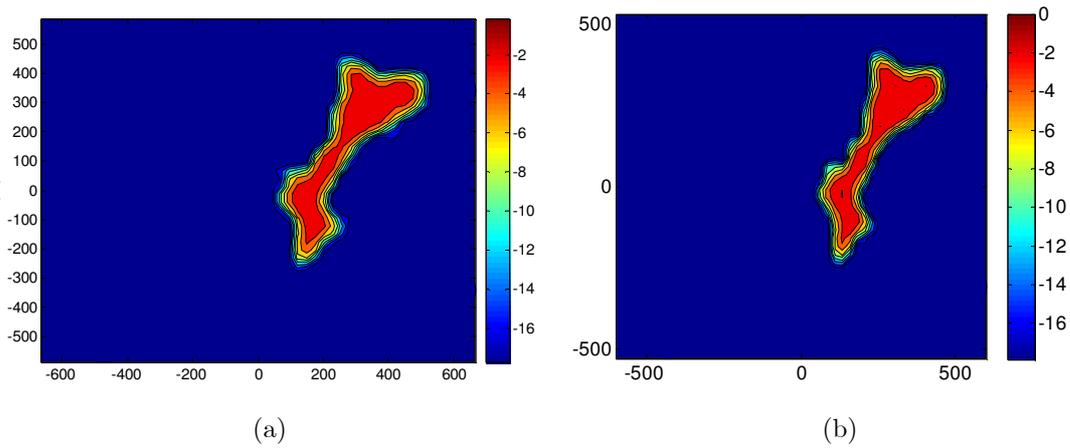
**Figura 3.27:** Curvas de convergencia de la síntesis de fase para un reflectarray de 625 elementos, (a) evolución del fitness para las distintas semillas, (b) evolución del fitness promediado.

Si se considera un reflectarray de 900 elementos sujeto a las restricciones impuestas por las máscaras mostradas en la Figura 3.18(a) y (b), que proporciona una cobertura similar a la Comunidad Valenciana y Cataluña a una distancia de 1500 km, el error residual promedio así como el mejor obtenido con cada método tras  $2 \times 10^6$  evaluaciones de la función de fitness se muestran en la Tabla 3.5.

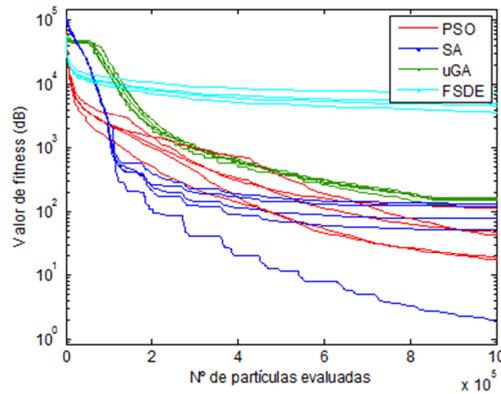
Los resultados de convergencia mostrados en la Figura 3.28 para varias realizaciones de cada caso corroboran las conclusiones preliminares obtenidas en el diseño anterior. El FSDE presenta un rendimiento muy pobre, mientras que el  $\mu$ GA mejora la velocidad de convergencia pero no es capaz de alcanzar soluciones de calidad tan alta como el SA o PSO. Conforme aumenta el número de elementos del reflectarray, la síntesis de fase resulta más compleja y estas diferencias se acentúan, y es por ello que en adelante se descartan tanto el FSDE como los  $\mu$ GA.

| Algoritmo | Fitness promedio<br>(dB/punto) | Mejor fitness<br>(dB/punto) |
|-----------|--------------------------------|-----------------------------|
| PSO       | 0.015                          | 0.0018                      |
| SA        | 0.035                          | 0.00038                     |
| $\mu$ GA  | 0.07                           | 0.06                        |
| FSDE      | 2.06                           | 1.07                        |

**Tabla 3.5:** Comparativa de los algoritmos en términos del fitness para el reflectarray de 900 elementos.



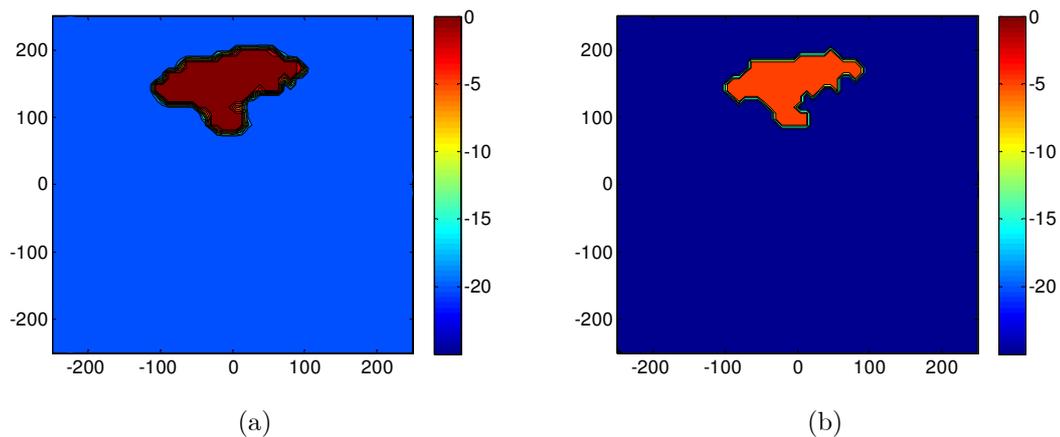
**Figura 3.28:** Máscaras utilizadas para el reflectarray de 900 elementos descrito en el texto. (a) máscara superior, (b) máscara inferior.



**Figura 3.29:** Evolución del fitness para varias realizaciones independientes con los diferentes optimizadores para el reflectarray de 900 elementos descrito en el texto.

### 3.8.2 Síntesis de reflectarrays de tamaños medios y medios-grandes

El comportamiento en el caso de reflectarrays con tamaños medios se va realizar utilizando como base el problema de la síntesis de un reflectarray de  $60 \times 60$  (3600 elementos) situado a 3000 km de la región definida por las máscaras de la Figura 3.30 (a)-(b) que proporcionan una cobertura con una huella similar a Cantabria. Como ya se ha señalado, se analizan exclusivamente las prestaciones de los algoritmos PSO y SA. La celda unidad considerada es de  $10 \times 10$  mm y la frecuencia de operación 18GHz.



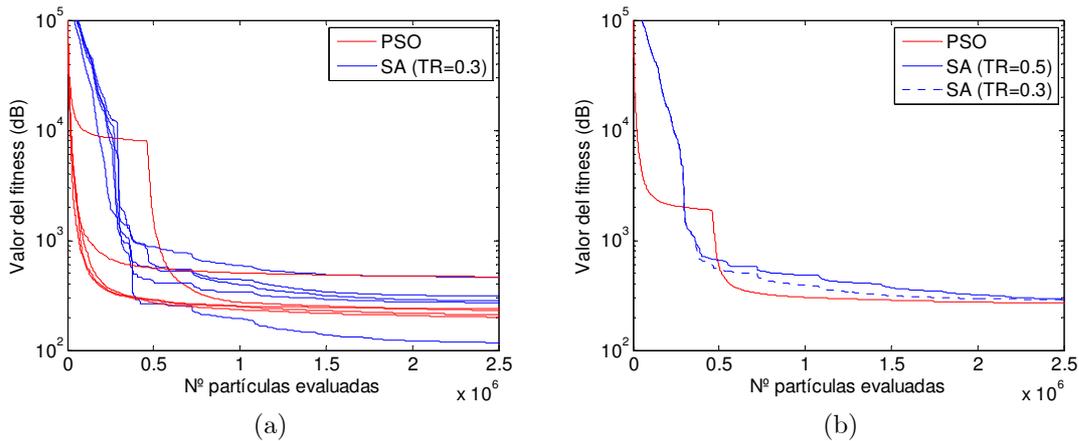
**Figura 3.30:** Máscaras utilizadas para el reflectarray de 3600 elementos descrito en el texto.

(a) máscara superior, (b) máscara inferior.

La Figura 3.31 muestra las curvas de convergencia para las distintas realizaciones presentadas (a) y las promediadas (b). En el caso de las promediadas, para SA se presentan resultados con dos valores para el coeficiente de reducción de temperatura ( $RT = 0.3$  y  $0.5$ ) dado que no se incluyó ningún dato al respecto en el correspondiente apartado. Se puede apreciar en ambos casos un comportamiento muy similar. El PSO se ha configurado sin selección por torneo y con un tamaño del enjambre de 200 partículas. Se observa que el comportamiento en promedio de los algoritmos es similar (Tabla 3.6), presentando el PSO una convergencia promedio ligeramente superior al del SA que, por otra parte, debido a la mayor dispersión o variabilidad de sus soluciones, proporciona las realizaciones con mejor calidad. Esta última característica se debe a la mayor dependencia del punto de inicio que presenta el SA frente al PSO. Este mejor comportamiento promedio del PSO, resulta habitual para síntesis de fase en reflectarrays de dimensiones medias y medio-grandes hasta un tamaño aproximado de 7000 elementos. Como se ilustra con el siguiente ejemplo, no se puede generalizar la conclusión de que el SA siempre proporciona las mejores soluciones.

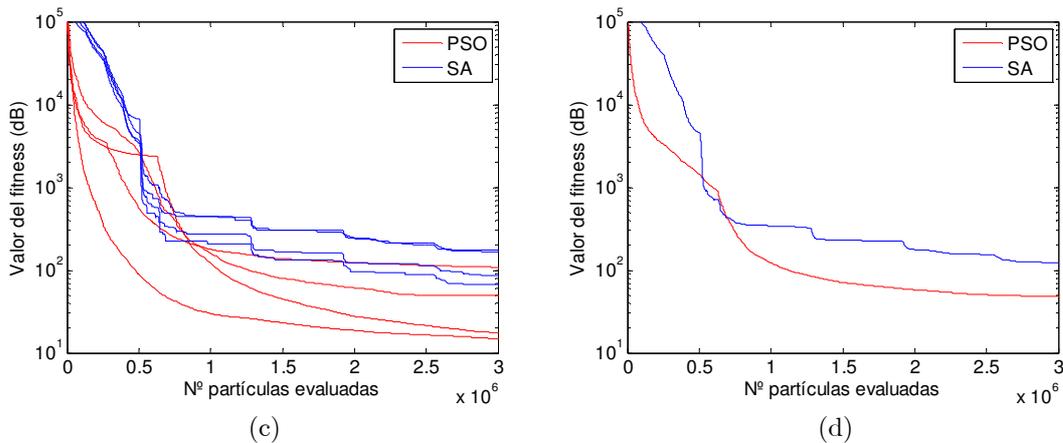
|             | Fitness máximo | Fitness mínimo | Fitness medio |
|-------------|----------------|----------------|---------------|
| PSO         | 0.185          | 0.078          | 0.106         |
| SA (Tr=0.3) | 0.184          | 0.046          | 0.115         |
| SA (Tr=0.5) | 0.173          | 0.045          | 0.110         |

**Tabla 3.6:** Valores de fitness en dB/punto obtenidos tras  $2.5 \times 10^6$  evaluaciones de fitness.



**Figura 3.31:** Resultados de convergencia de diferentes realizaciones de la síntesis de un reflectarray de 3600 elementos con PSO y SA, (a) evolución del fitness, (b) evolución del fitness promediado.

Para ilustrar este último punto, se considera el caso de la síntesis de fase de un reflectarray de  $80 \times 80$  elementos (6400 elementos) situado a 3500 km de la región definida de nuevo por las máscaras de la figura 3.30(a)-(b). Las curvas de convergencia que se muestran en la Figura 3.32 demuestran que, en este problema concreto, con el aumento del número de incógnitas, el SA ha perdido rendimiento en términos de convergencia frente al PSO. Tanto el fitness promedio como las realizaciones individuales muestran un mayor error residual para el SA (Tabla 3.7). Esta diferencia de rendimiento se debe previsiblemente a que el SA trabaja con un único individuo por lo que, para problemas extremadamente grandes, la exploración del espacio de soluciones con una partícula resulta menos eficaz que con un enjambre.



**Figura 3.32:** Convergencia de diferentes realizaciones para el problema de síntesis de un reflectarray de 6400 elementos con PSO y SA, (a) evolución del fitness, (b) evolución del fitness promediado

|     | Fitness máximo | Fitness mínimo | Fitness medio |
|-----|----------------|----------------|---------------|
| PSO | 0.0434         | 0.006          | 0.0193        |
| SA  | 0.07           | 0.027          | 0.0495        |

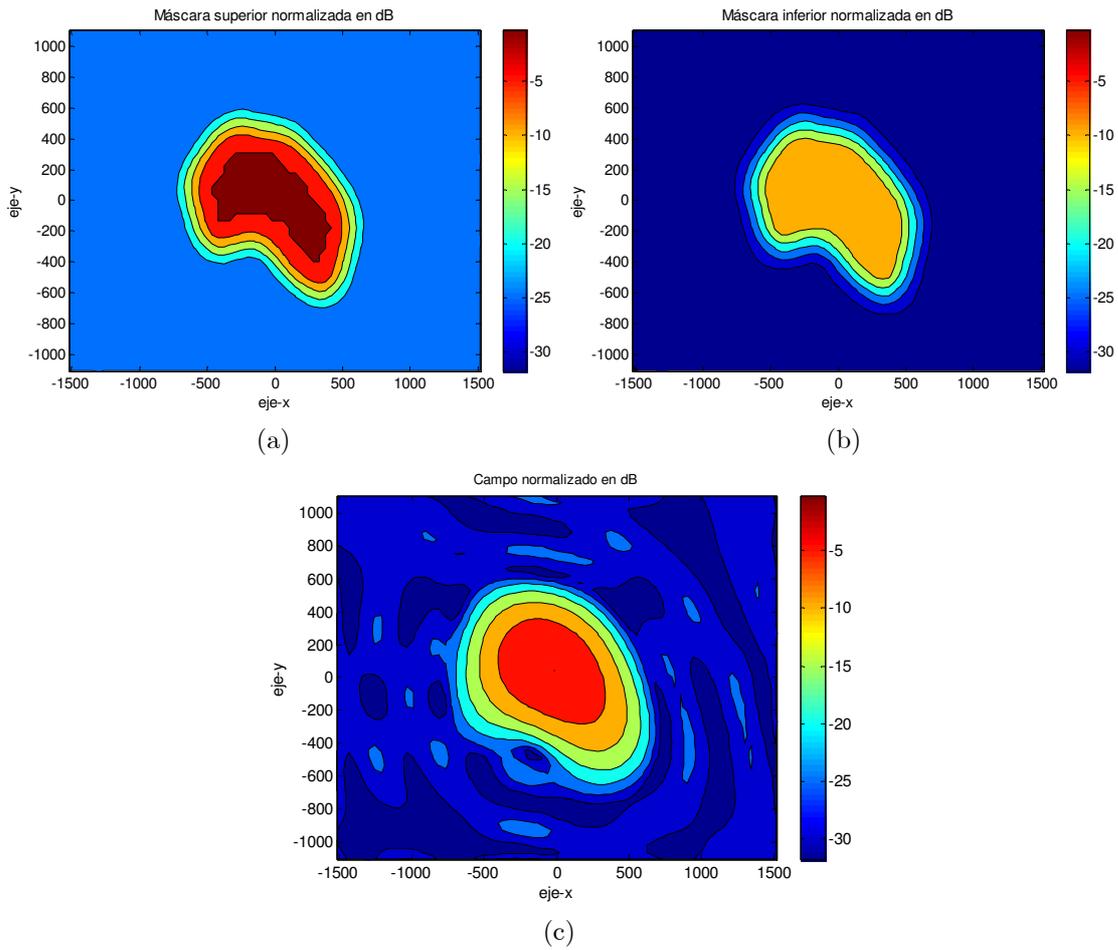
**Tabla 3.7:** Valores de fitness en dB/punto obtenidos tras  $2.5 \times 10^6$  evaluaciones de fitness.

### 3.8.3 Síntesis de reflectarrays de tamaños grandes

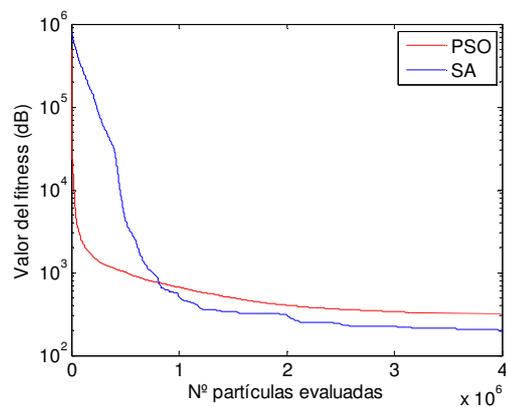
En el caso de reflectarrays de tamaños grandes, el empleo de métodos heurísticos resulta extremadamente costoso desde el punto de vista computacional. Sin embargo, con la intención de demostrar la viabilidad, se presentan los resultados de un caso concreto. Se trata de un problema de síntesis de fase de un reflectarray de 10000 elementos sujeto a las restricciones impuestas por las máscaras mostradas en la Figura 3.33(a) y (b). La región de cobertura trata de asemejarse a Australia y la distancia entre la región delimitada por las máscaras y la antena es de 36000 Km.

La resolución se ha abordado mediante PSO y SA y únicamente se ha efectuado una realización en cada caso dado el elevado tiempo de CPU requerido. Se ha considerado una población de 800 partículas para el PSO.

Al incrementar el tamaño del reflectarray, el número de incógnitas aumenta significativamente y con él el número de grados de libertad del problema por lo que la exploración del espacio de soluciones se complica enormemente y el proceso de síntesis se ralentiza, como puede observarse en los resultados de convergencia para los dos casos considerados que se muestran en la Figura 3.34. Puede observarse como transcurridas  $8.3 \times 10^5$  evaluaciones del fitness, ambos algoritmos igualan la calidad de la solución obtenida sin estancarse, lo que indica que son capaces de encontrar una solución mejor a costa de un aumento del coste computacional. Se ha limitado el estudio de convergencia a  $4 \times 10^6$  evaluaciones de la función de fitness donde el proceso comienza a estancarse en ambos algoritmos. Aunque en este caso el SA presenta un mejor comportamiento, no se puede concluir en absoluto que supere en prestaciones al PSO, ya que sólo se ha efectuado una realización en cada caso, lo que no es significativo para obtener ninguna conclusión. Se puede afirmar que ambos algoritmos son capaces realizar la síntesis de fase con hasta 10000 elementos (con un coste computacional muy alto) aunque sin ningún tipo de orientación en cuanto a las tasas de éxito alcanzables para problemas con tamaños tan grandes. En la Figura 3.33(c) se muestra la cobertura resultante para la síntesis con PSO.



**Figura 3.33:** Síntesis de un reflectarray de 10000 elementos, (a) máscara superior, (b) máscara inferior, (c) cobertura resultante con PSO.



**Figura 3.34:** Curvas de convergencia para el reflectarray de 10000 elementos cuando se realiza la síntesis de fase con PSO y SA.

### 3.8.4 Conclusiones de la comparativa

De los métodos de optimización analizados, se puede afirmar que tanto el PSO como el SA son capaces de explorar el espacio de soluciones de un modo eficaz para encontrar una solución satisfactoria de la síntesis de fase.

Para reflectarrays de tamaño pequeño (hasta 1200 elementos), el SA suele presentar un mejor comportamiento en términos de convergencia. A medida que aumenta el número de elementos, el PSO mejora su comportamiento en relación al SA. Esto se debe a que el SA trabaja con un único individuo, por lo que la exploración de espacios de soluciones demasiado extensos resulta más compleja y depende, en gran medida, de la semilla de arranque del algoritmo. Como consecuencia, el SA presenta una variabilidad mayor en la calidad de las soluciones por lo que, generalmente, cuando se utilizan varias semillas, suele ser el que contiene tanto la peor como la mejor solución entre sus realizaciones.

El SA también suele presentar un mejor rendimiento del proceso, es decir, cuando se parte de una buena semilla, el gasto computacional que se requiere para alcanzar una solución satisfactoria es menor que en el PSO. Por el contrario, respecto a la tasa de éxito, es decir, al número de semillas que alcanzan la solución buscada, el PSO es superior, fruto de la mayor estabilidad en las curvas de convergencia para las distintas semillas.

Las restricciones de diseño también afectan a la comparativa entre PSO y SA, de modo que unas máscaras permisivas permiten al PSO encabezar la comparativa, mientras que unas máscaras más restrictivas igualan el comportamiento promedio y permiten al SA mostrar un mejor rendimiento.

En cualquier caso, se ha demostrado la aptitud de ambos esquemas de optimización para resolver problemas de síntesis de fase para reflectarrays de hasta 7000 elementos, así como su posible capacidad para reflectarrays de mayor tamaño incorporando algún tipo de restricción de diseño que reduzca el tiempo de cálculo de forma significativa. Este aspecto queda abierto para su posterior estudio.

## 3.9 Intentos de mejora en PSO

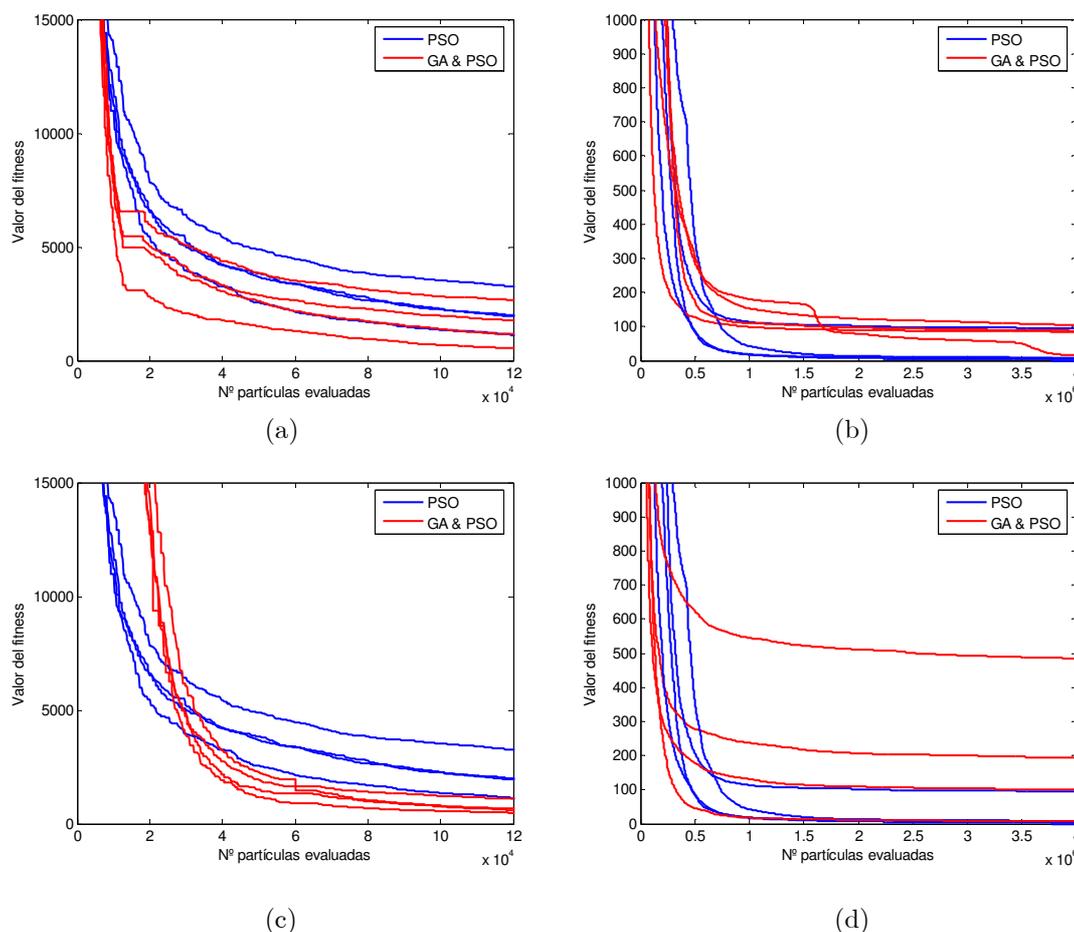
La complejidad del problema de síntesis de fase aumenta de forma no lineal con el tamaño del reflectarray por lo que la efectividad de los métodos de síntesis resulta crucial con estructuras de grandes dimensiones. En esta sección se presentan algunas alternativas ensayadas en un intento de mejorar las prestaciones del PSO: la hibridación de PSO con los  $\mu$ GA y algunos métodos de inicialización de la población que han dado buenos resultados en otros problemas de optimización.

### 3.9.1 Algoritmo híbrido $\mu$ GA-PSO

Este método híbrido combina los esquemas  $\mu$ GA y PSO en dos pasos. El primero utiliza el  $\mu$ GA para obtener una solución con un fitness aceptable para, en el segundo, introducir esta solución como una partícula más de la población inicializada aleatoriamente con la que trabajará el PSO. El resultado es una rápida convergencia inicial como la mostrada en las curvas de convergencia de la Figura 3.35(a) y (c) con poblaciones de 100 y 200 individuos. Sin embargo, este efecto se ve claramente enmascarado cuando se deja evolucionar el proceso (Figura 3.35(b) y (d)). Dado que prima la calidad de la solución, el método híbrido tiende a estancarse con valores de fitness mayores que el PSO, no ofreciendo en realidad ninguna ventaja sobre aquel. La explicación reside en la diferencia de valores de fitness entre el mejor individuo generado por el  $\mu$ GA y el resto de individuos, que puede alcanzar varios ordenes de magnitud, provocando la rápida atracción del resto del enjambre hacia la misma, con la consecuente reducción de la diversidad en el mismo y de su capacidad de exploración del espacio de soluciones.

### 3.9.2 Métodos de inicialización

La segunda alternativa considerada es el empleo de técnicas de inicialización de la población no aleatorias, [65]-[68], que distribuyan la población inicial sobre el espacio de soluciones de forma más eficiente y permitan acelerar la convergencia. Se han considerado dos estrategias de inicialización: el método del array ortogonal y la teoría de los opuestos. En este apartado se presentan ambas estrategias y se comparan con la inicialización aleatoria.



**Figura 3.35:** Comparativa entre PSO y la hibridación  $\mu$ GA-PSO con diferentes poblaciones y escalas para el eje de abscisas, (a) 100 partículas,  $12 \times 10^4$  evaluaciones, (b) 100 partículas,  $4 \times 10^6$  evaluaciones, (c) 200 partículas,  $12 \times 10^4$  evaluaciones, (d) 200 partículas,  $4 \times 10^6$  evaluaciones.

### 3.9.2.1 Array ortogonal

El método de Taguchi [65] es un algoritmo que ha sido probado con éxito en diversos problemas [66]. Está basado en el concepto de array ortogonal (orthogonal array, OA), con el que es posible reducir el número de iteraciones requeridas en un proceso de diseño. Dado que el objetivo aquí es definir una estrategia de inicialización de la población, no se hará uso del método completo sino, únicamente, del proceso de obtención del punto de partida. El OA se caracteriza porque sus filas son ortogonales entre sí, es decir, al seleccionar a los individuos de la población de entre las filas del OA se evita escoger individuos redundantes, con lo que se consigue una mayor distribución de la población sobre el espacio de soluciones.

El OA está formado por  $k$  columnas (tantas como dimensiones tenga el problema) y  $N$  filas, y para generarlo son necesarios dos parámetros más: el número de niveles  $s$  y la fortaleza  $t$ . El array ortogonal  $OA(N, k, s, t)$  se define como un array de dimensiones  $N \times k$  formado por  $s$  símbolos  $(0, 1, \dots, s-1)$  distribuidos de forma que cualquier  $N \times t$  sub-array que se seleccione contenga cada una de las  $s^t$  posibles  $t$ -tuplas un número  $\lambda$  de veces por fila, siendo  $\lambda = N/s^t$ . El número de filas del OA será función del número de niveles de muestreo y de las dimensiones del problema. En la síntesis de fase, es necesario muestrear el espacio de soluciones para generar un OA en el que cada fila del array se corresponda con una solución potencial del problema. Los reflectarrays suelen presentar un elevado número de dimensiones por lo que se debe controlar el número de niveles de muestreo de modo que se obtenga un número de filas adecuado. Generalmente, el tamaño de la población ( $N_p$ ) es inferior al número de filas del OA por lo que el proceso de inicialización se concluye seleccionando aleatoriamente las  $N_p$  filas que compondrán la selección inicial de los individuos.

### 3.9.2.2 Teoría de los opuestos

El método de inicialización basado en la teoría de los opuestos [67], [68] considera el fenómeno social de bueno y malo, de forma que si un individuo es bueno, se da por hecho que su opuesto será malo. Es difícil que ocurra que dos individuos opuestos sean totalmente malos o totalmente buenos al mismo tiempo. Bajo este rasgo se puede definir la estrategia de inicialización que consta de los siguientes pasos:

1. Se inicializa una población  $P(N_p)$  de forma aleatoria
2. Se calcula la población opuesta de acuerdo a (3.40)
3. Se seleccionan los  $N_p$  individuos con mejor fitness de ambas poblaciones  $\{P_{i,j} \cup OP_{i,j}\}$

$$OP_{i,j} = a_j + b_j - P_{i,j} \text{ con } i = 1, 2, \dots, N_p, \quad j = 1, 2, \dots, k \quad (3.40)$$

donde  $P_{i,j}$  y  $OP_{i,j}$  denotan la variable o dimensión  $j$ -ésima del individuo  $i$ -ésimo de la población original y la opuesta, respectivamente;  $N_p$  es el tamaño de la población,  $k$  el

número de dimensiones y  $a_j$  y  $b_j$  delimitan el rango de la dimensión  $j$ -ésima. Si no hay restricciones adicionales, en el caso de la síntesis de fase  $P_i \in [a, b] = [0, 360^\circ)$ .

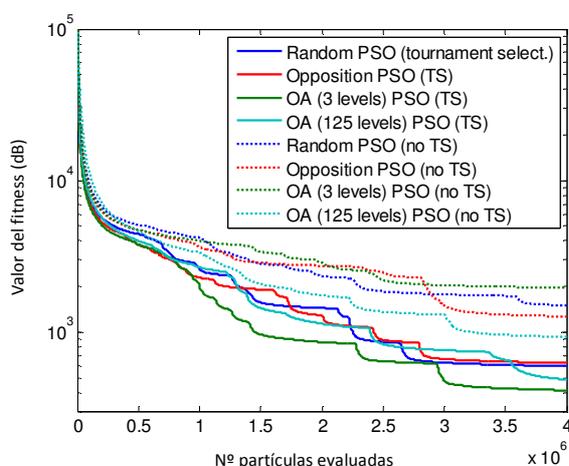
### 3.9.2.3 Análisis de resultados

Las técnicas descritas se han aplicado sobre el algoritmo PSO, que es el que mejor comportamiento ha presentado entre los basados en población. A continuación se presentan los resultados para un reflectarray de 625 elementos considerando una población de 200 partículas para el PSO y dos casos para el OA:

- OA con  $k=625$  columnas, 3 niveles de muestreo y  $N=2187$  filas.
- OA con  $k=625$  columnas, 125 niveles de muestreo y  $N=78125$  filas.

Como en ambos casos el número de filas es mayor que el de individuos, se seleccionan aleatoriamente 200 filas de cada array. En el caso de la teoría de los opuestos no hay que seleccionar ningún parámetro.

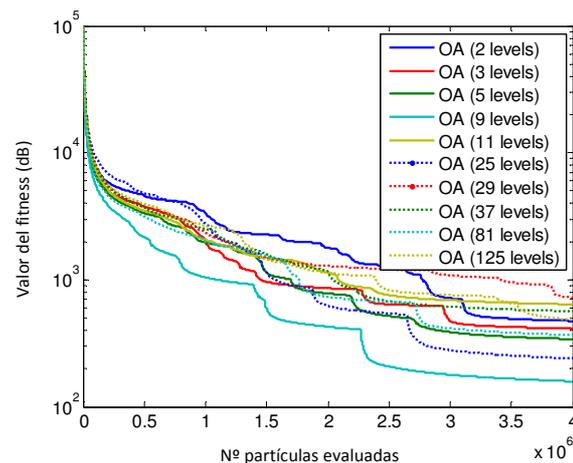
La Figura 3.36 muestra las curvas de convergencia para cada uno de los casos considerados. El estudio se ha realizado para dos configuraciones de PSO (con selección por torneo y sin ella). Estos resultados, junto con los de la Tabla 3.8, muestran que para el problema de síntesis analizado no hay evidencias de una mejora significativa en la velocidad de convergencia o en la calidad de la solución alcanzada con ninguno de los métodos propuestos.



**Figura 3.36:** Comparación de los métodos de inicialización, reflectarray de 625 elementos.

| Método inicializac. | Parámetros                 | Fitness promedio |            | Mejor fitness |            |
|---------------------|----------------------------|------------------|------------|---------------|------------|
|                     |                            | (dB)             | (dB/punto) | (dB)          | (dB/punto) |
| Aleatorio           | Selección por torneo       | 594.4            | 0.27       | 77.1          | 0.035      |
| Opuestos            | Selección por torneo       | 625.3            | 0.28       | 85.4          | 0.039      |
| OA                  | Muestreo 3 niveles, s.t.   | 401.7            | 0.18       | 77.2          | 0.035      |
| OA                  | Muestreo 125 niveles, s.t. | 486.8            | 0.22       | 72.3          | 0.033      |
| Aleatorio           | No sel. por torneo         | 1501.1           | 0.68       | 136.2         | 0.062      |
| Opuestos            | No sel. por torneo         | 1266.3           | 0.58       | 108.1         | 0.049      |
| OA                  | 3 niveles, no s.t.         | 1963.8           | 0.89       | 105.8         | 0.048      |
| OA                  | 125 niveles, no s.t.       | 867.2            | 0.39       | 137.8         | 0.063      |

**Tabla 3.8** Comparación de los métodos de inicialización



**Figura 3.37:** Comparación de diferentes niveles de muestreo en la inicialización basada en OA haciendo uso del PSO, sobre un reflectarray de 625 elementos.

La curva de evolución del fitness para el OA de 3 niveles presenta un comportamiento ligeramente mejor al resto cuando se hace uso de la selección por torneo. Al analizar los resultados de la selección por torneo, no se confirma la posible mejora para el OA de 3 niveles, ya que esta configuración presenta una evolución del fitness ligeramente peor.

En cuanto al método basado en OA, la ausencia de mejora puede ser debida a que un muestreo relativamente simple del espacio de soluciones presenta un elevado

número de filas  $N$ , de modo que la porción empleada para construir la población inicial es insignificante. Se han probado diferentes niveles de muestreo (2-125 niveles) y se aprecia una ligera mejoría para el muestreo de 9 niveles (Figura 3.37), pero esta tendencia no se repite para otros diseños analizados. Este método se adecuaba mejor a problemas binarios o con un reducido número de dimensiones, donde se puede usar una porción considerable del OA para componer la población. Algo similar ocurre con el método de los opuestos, los resultados no muestran una mejora consistente y las condiciones para alcanzar una buena solución dependen en medida similar de la semilla de arranque del generador de números aleatorios.

### 3.10 Conclusiones

Con el objetivo de resolver la síntesis de fase en el diseño de reflectarrays, en este capítulo se ha expuesto la formulación asociada para posteriormente presentar y probar diversos métodos heurísticos aplicados a la resolución de la síntesis de fase. Principalmente se han considerado el PSO, SA, GA y FSDE. También se han implementado y probado otros algoritmos heurísticos como la optimización con colonia de hormigas (ACO), algoritmos deterministas como la superposición de haces colimados o métodos híbridos como la superposición de haces combinado con PSO con resultados no comparables con los anteriores, por lo que no se referencian en este trabajo. Los distintos algoritmos se han adaptado buscando la mejor configuración para la resolución de la síntesis de fase en el diseño de reflectarrays. Por tanto, las conclusiones extraídas son válidas únicamente para esta aplicación.

A la vista de los resultados obtenidos, se puede afirmar que el PSO y el SA presentan un rendimiento claramente superior al resto de esquemas investigados, tanto en términos de convergencia como de calidad de la solución obtenida. A pesar de presentar un rendimiento parecido, también se pueden apreciar diferencias significativas entre PSO y SA. Debido a que trabaja únicamente con una solución, el SA muestra una mayor variabilidad en la calidad de la solución final. Sin embargo, el valor medio de la calidad de la solución obtenida con distintas semillas es similar. Este efecto se agudiza para reflectarrays de gran tamaño compuestos por varios miles de elementos. Por otro lado, la velocidad de convergencia es mayor en el SA para la primera mitad de la simulación, ralentizándose a medida que ésta evoluciona. Con todo ello, tanto el PSO como el SA se postulan como los algoritmos más eficaces para resolver la síntesis de fase.

En lo que respecta a los esquemas basados en GA, los  $\mu$ GA de codificación binaria se han mostrado como los más rápidos y eficientes. Sin embargo, su rendimiento dista mucho del obtenido con PSO o SA. Para aprovechar la velocidad de convergencia inicial de los  $\mu$ GA se ha implementado el método híbrido  $\mu$ GA-PSO. En este método se aprecia una ligera disminución del coste computacional, aunque aumenta significativamente la probabilidad de caer en mínimos locales.

El FSDE se muestra incapaz de explorar adecuadamente el espacio de soluciones y se queda estancado en soluciones locales cuyo fitness se encuentra varios órdenes de magnitud por encima del mejor fitness posible.

Por último, se ha analizado el efecto de varios métodos de inicialización aplicados a la población de partida del PSO con el objetivo de distribuir a los individuos de la población de una forma eficaz dentro del espacio de soluciones para acelerar la convergencia. Ni la estrategia de los opuestos ni el OA muestran mejoras apreciables respecto a la inicialización aleatoria, posiblemente debido al elevado número de dimensiones de la síntesis de fase en relación al tamaño de la población.

Una característica común a los métodos de optimización investigados es que el coste computacional aumenta de forma exponencial con el número de incógnitas. El tiempo invertido en calcular el campo para cada evaluación del fitness es proporcional al número de contribuciones, es decir, al número de elementos del reflectarray. A su vez, el número de evaluaciones de fitness necesarias para explorar el espacio de soluciones aumenta conforme lo hace el tamaño de dicho espacio. Para tamaños de reflectarray grandes (10000 elementos), incluso los métodos que mejor se adaptan a la síntesis de fase (PSO y SA) ven ralentizada su velocidad de convergencia, aunque obtienen unos resultados aceptables.

### 3.11 Bibliografía

- [1] D.K. Cheng, "Optimization techniques for antenna arrays," Proceedings of the IEEE, Vol. 59, no. 12, pp. 1664-1674, Diciembre 1971.
- [2] R. Voges, J. Butler, "Phase optimization of antenna array gain with constrained amplitude excitation," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 20, no. 4, pp. 432-436, Julio 1972.

- 
- [3] J.F. DeFord, O.P. Gandhi, "Phase-only synthesis of minimum peak sidelobe patterns for linear and planar arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 36, no. 2, pp. 191-201, Febrero 1988.
  - [4] J.A. Zornoza, "Desarrollo de técnicas de diseño para reflectarrays impresos multicapa con haz conformado," Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Madrid, 2003.
  - [5] R.H. Clark, J. Brown, "Diffraction Theory and Antennas," Chichester: Ellis Horwood, pp. 85-86, 1980.
  - [6] A.C. Ludwig, "The definition of cross polarization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 116-119, Enero 1973.
  - [7] Y.T. Lo, S.W. Lee, "Antenna Handbook. Vol. I, Antenna fundamentals and Mathematical Techniques," 1-28/1-29, 1994.
  - [8] A.W. Rudge, K. Milne, A.D. Olver, P. Knight, "The handbook of antenna design. Volumes 1 and 2," *IEE Electromagnetic Waves Series*, Peter Peregrinus Ltd., pp. 385, Londres, 1986.
  - [9] E. Carrasco, M. Arrebola. J.A. Encinar, "Desarrollo, análisis y diseño de antenas tipo reflectarray," *Ingeniería; Investigación y Tecnología VI*, pp. 239-263, 2005.
  - [10] H. Steyskal, "Simple method for pattern nulling by phase perturbation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-31, p. 163-166, Enero 1983.
  - [11] A. Chakraborty, B. Das, G. Sanyal, "Beam shaping using nonlinear phase distribution in a uniformly spaced array," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 30, no. 5, pp. 1031-1034, Septiembre 1982.
  - [12] F.K. Povolotsky, T.P. Sydorova, "Phase synthesis of antennas for a given radiation pattern in one plane using piecewise linear aperture phase distribution," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 47, no. 9, pp. 1449-1453, Septiembre 1999.
  - [13] K. Hirasawa, "The application of a biquadratic programming method to phase only optimization of antenna arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 36, no. 11, pp. 1545-1550, Noviembre 1988.
  - [14] G.M. Kautz, "Phase-only shaped beam synthesis via technique of approximated beam addition," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 47, no. 5, pp. 887-894, Mayo 1999.
  - [15] A. Trastoy, F. Ares, J. Vasal'lo, "Pattern synthesis using phase-only control radiated by planar arrays with a large number of elements," *JINA*, Vol. II, pp. 359-362, 2002.

- [16] J.F. DeFord, "Phase-only synthesis for linear and planar arrays," Tesis Doctoral, Universidad de Utah, Dpto. Electrical Engineering, Marzo 1987.
- [17] R.V. Gatti, L. Marcaccioli, R. Sorrentino, "A novel phase-only method for shaped beam synthesis and adaptive nulling," 33rd European Microwave Conference, pp. 739-742, Octubre 2003.
- [18] S. Dieter, C. Fischer, W. Menzel, "Design of a folded reflectarray antenna using Particle Swarm Optimization," European Microwave Conference (EuMC), pp.731-734, Septiembre 2010.
- [19] S. Kirkpatrick, C.D. Gelatt, M.P. Vecchi, "Optimization by simulated annealing," *Science*, Vol. 220, no. 4598, pp. 671-680, Mayo 1983.
- [20] A. Corana, M. Marchesi, C. Martini, S. Ridella, "Minimizing multimodal functions of continuous variables with the simulated annealing algorithm," *ACM Transactions on Mathematical Software*, Vol. 13, no. 3, pp. 262-280, Septiembre 1987.
- [21] R.V. Kacelenga, P.J. Graumann, L.E. Turner, "Design of digital filters using simulated annealing," *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, New Orleans (USA, Vol. 1, pp. 642-645), Mayo 1990.
- [22] F. Ares, S.R. Rengarajan, E. Villanueva, E. Skochinski, E. Moreno, "Application of genetic algorithms and simulated annealing technique in optimizing the aperture distributions of antenna arrays," *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 2, pp. 806-809, Baltimore (USA), Julio 1996.
- [23] J. Kennedy, R.C. Eberhart, "Swarm intelligence," Morgan Kaufmann Publishers, San Francisco, 2001.
- [24] J.H. Holland, "Adaptation in natural and artificial systems," University of Michigan Press, Ann Arbor, 1975.
- [25] Y. Rahmat-Samii, E. Michielssen, "Electromagnetic optimization by genetic algorithms," John Wiley & Sons, New York, 1999.
- [26] J. Tippayachai, W. Ongsakul, I. Ngamroo, "Parallel micro genetic algorithm for constrained economic dispatch," *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 17, no. 3, pp. 790-797, Agosto 2002.
- [27] J. Kennedy, R.C. Eberhart, "Particle swarm optimization," *Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks-ICNN'95*, Vol.4, pp. 1942-1948, Perth (Australia), Diciembre 1995.
- [28] J. Robinson, Y. Rahmat-Samii, "Particle swarm optimization in electromagnetic," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, no. 2, pp. 397-407, Febrero 2004.

- 
- [29] Z. Yangyang, J.I. Chunlin, Y. Ping, L.I. Manlin, W. Chaojin, W. Guangxing, "Particle swarm optimization for base station placement in mobile communication," Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on Networking, Sensing & Control, pp. 428-432, Taipei (Taiwan), Marzo 2004.
- [30] M. Dorigo, V. Maniezzo, A. Colorni, "The ant system: Optimization by a colony of cooperating agents," IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Part B, Vol. 26, no. 1, pp. 29-41, 1996.
- [31] P. Moscato, "On evolution, search, optimization, genetic algorithms and martial arts. Towards memetic algorithms," Technical Report 158-79, Caltech Concurrent Computation Program, California Institute of Technology, 1989.
- [32] R.G. Reynolds, "An introduction to cultural algorithms," Proceedings of the Third Annual Conference on Evolutionary Programming, World Scientific, River Edge, pp. 131-139, New Jersey, 1994.
- [33] D. Sedighzadeh, E. Masehian, "Particle Swarm Optimization Methods, Taxonomy and Applications," International Journal of Computer Theory and Engineering, Vol. 1, no. 5, pp. 486-502, Diciembre 2009.
- [34] J.R. Pérez, "Contribución a los métodos de optimización basados en procesos naturales y su aplicación a la medida de antenas en campo próximo," Tesis doctoral, Universidad de Cantabria, Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones, Santander, Octubre 2005.
- [35] A. Carlisle, G. Dozier, "An off-the-self PSO," Proceedings of the Workshop on Particle Swarm Optimization, Indianapolis (USA), pp. 1-6, Abril 2001.
- [36] R.C. Eberhart, Y. Shi, "Particle swarm optimization: developments, applications and resources," Proceedings of the 2001 Congress on Evolutionary Computation, Seoul (South Korea), Vol. 1, pp. 81-86, Mayo 2001.
- [37] J.R. Pérez, J. Basterrechea, "Particle Swarm Optimization with Tournament Selection for Linear Array Synthesis," Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 50, no. 3, pp. 627-632, Marzo 2008.
- [38] T. Kamejima, V. Phimmason, Y. Kondo, M. Miyatake, "The optimization of control parameters of PSO based MPPT for photovoltaics," Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2011 IEEE Ninth International Conference on , pp.881-883, Diciembre 2011.
- [39] J.P.S. Catalao, H.M.I Pousinho, V.M.F. Mendes, "Hybrid wavelet-PSO-ANFIS approach for short-term wind power forecasting in Portugal," Power and Energy Society General Meeting, 2011 IEEE , Julio 2011.
- [40] Y. Shi, R. Eberhart, "A modified particle swarm optimizer," Proceedings of the IEEE International Conference on Evolutionary Computation. IEEE

- World Congress on Computational Intelligence, Anchorage (USA), pp. 69-73, Mayo 1998.
- [41] R. Mendes, J. Kennedy, J. Neves, "Watch thy neighbor or how the swarm can learn from its environment," Proceedings of the 2003 IEEE Swarm Intelligence Symposium, Indianapolis (USA), pp. 88-94, Abril 2003.
- [42] J. Kennedy, "Small worlds and mega-minds: effects of neighborhood topology on particle swarm performance", Proceedings of the 1999 Congress on Evolutionary Computation-CEC99, Washington (USA), Vol. 3, pp. 1931-1938, Julio 1999.
- [43] J.R. Pérez, J. Basterrechea, "Particle Swarm Optimization and its Application to Antenna Far-Field-Pattern Prediction From Planar Scanning," Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 44, no. 5, pp. 398-403, Marzo 2005.
- [44] B.L. Miller, D.E. Goldberg "Genetic Algorithms, Tournament Selection, and the Effects of Noise," Complex Systems, Vol. 9, pp. 193-212, 1995.
- [45] Y. Shi, R.C. Eberhart, "Parameter selection in particle swarm optimization," Proceedings Evolutionary Programming VII. 7th International Conference (EP98), San Diego (USA), pp. 591-600, Marzo 1998.
- [46] R.C. Eberhart, Y. Shi, "Comparing inertia weights and constriction factors in particle swarm optimization," Proceedings of the 2000 Congress on Evolutionary Computation (CEC2000), Vol. 1, pp. 84-88, La Jolla (USA), Julio 2000.
- [47] [http://www.usq.de/f90/simulated\\_annealing.htm](http://www.usq.de/f90/simulated_annealing.htm)
- [48] L. Ingber, "Simulated annealing: practice versus theory," Journal of Mathematical Computation Modelling, Vol. 18, No. 11, pp. 29-57, Diciembre 1993.
- [49] P.R.S. Mendonça, L.P. Calôba, "New simulated annealing algorithms," Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, pp. 1668-1671, Hong Kong, Junio 1997.
- [50] W.L. Goffe, G.D. Ferrier, J. Rogers, "Global optimization of statistical functions with simulated annealing," Journal of Econometrics, Vol. 60, No. 1/2, pp.65-99, Enero 1994.
- [51] <http://emlab.berkeley.edu/Software/abstracts/goffe895.html>
- [52] R. Haupt, "Comparison between genetic and gradient-based optimization algorithms for solving electromagnetic problems," IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 31, No. 3, pp. 1932-1935, Mayo 1995.
- [53] J.M. Johnson, Y. Rahmat-Samii, "genetic algorithms in engineering electromagnetics," IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 39, No. 4, pp. 7-25, Agosto 1997.

- 
- [54] P. Ilavarasan, E.J. Rothwell, K-M. Vhen, D.P. Nyquist, "Natural resonance extraction from multiple data sets using a genetic algorithm," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 43, No 8, pp 900-904, Agosto 1995.
- [55] J.M. Jhonson, Y. Rahmat-Samii, "Genetic algorithm optimization and its application to antenna design," *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 1, pp. 326-329, Seattle (USA), Junio 1994.
- [56] S. Chakravarty, R. Mittra, N. Rhodes, "On the Application of the Microgenetic Algorithm to the Design of Broad-Band Microwave Absorbers Comprising Frequency-Selective Surfaces Embedded in Multilayered Dielectric Media," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 49, no. 6, pp. 1050-1059, Junio 2001.
- [57] C.R. Houck, J. Joines, M.G. Kay, "A genetic algorithm for function optimization: A Matlab implementation," *Technical Report NCSU-IE-TR-95-09*, North Carolina State University, Octubre 2000.
- [58] D. Dumitrescu, B. Lazzarini, L.C. Jain, A. Dumitrescu, "Evolutionary computation," *CRC Press LLC*, Florida, 2000.
- [59] R.L. Haupt, S.E. Haupt, "Practical genetic algorithms," *John Wiley & Sons*, New York, 1998.
- [60] D.L. Carroll, "Genetic algorithms and optimizing chemical oxygen-iodine lasers [cuaerospace.com](http://cuaerospace.com)," *Developments in theoretical and applied mechanics*, Vol. XVIII, pp. 411-424, University of Alabama, 1996.
- [61] K. Penev and G. Littlefair, "Free search – a comparative analysis," *Information Science*, vol. 172, pp. 173-193, 2005.
- [62] R. Storn and K. Price, "Differential evolution - a simple and efficient adaptive scheme for global optimization over continuous spaces," *Technical Report TR-95-012*, International Computer Science Institute, 1995.
- [63] M.G.H. Omran, A.P. Engelbrecht, "Free Search Differential Evolution," *IEEE Congress on Evolutionary Computation (CEC '09)*, vol., no., pp.110-117, Mayo 2009.
- [64] H. Tizhoosh, "Opposition-based learning: a new scheme for machine intelligence," In *Proceedings Int. Conf. Comput. Intell. Modeling Control and Autom.*, vol. I, pp. 695-701, 2005.
- [65] G. Taguchi, S. Chowdhury, Y. Wu, "Taguchi's Quality Engineering Handbook," *John Wiley & Sons Inc.*, New York, 2005.

- [66] W.C. Weng, C.T.M. Choi, "Optimization Comparison between Taguchi's Method and PSO by Design of a CPW Slot Antenna," Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE, 2009.
- [67] S. Rahnamayan, H. R. Tizhoosh, M. M. A. Salama, "Opposition versus randomness in soft computing techniques," Applied Soft Computing, Vol. 8, Issue 2, pp. 906-918, Marzo 2008.
- [68] H. Jabeen, Z. Jalil, A. R. Baig, "Opposition based initialization in particle swarm optimization (O-PSO)," Genetic and Evolutionary Computation Conference, pp. 2047-2052, Montreal (Canada), Julio 2009.

# Capítulo 4

## Elementos de fase

---

### 4.1 Introducción

Tras realizar la síntesis de fase del reflectarray, es necesario proceder al diseño de los elementos de fase que permitan implementar los desfases necesarios para obtener la respuesta sintetizada. Para ello es preciso disponer de herramientas que permitan determinar la respuesta de las celdas del reflectarray y obtener la relación entre sus características geométricas y la fase que presenta el coeficiente de reflexión asociado. En el mercado existen herramientas comerciales como HFSS o CST que, con la ayuda de condiciones de contorno periódicas, permiten efectuar este análisis. Sin embargo, se ha optado por utilizar el método del gradiente conjugado en

combinación con la transformada rápida de Fourier CG-FFT [1], especialmente los desarrollos realizados en [2] para el análisis de estructuras con múltiples capas dieléctricas y metalizaciones. El método se ha adaptado para determinar las curvas de diseño que relacionan la variación de la fase del coeficiente de reflexión con las variaciones dimensionales de la geometría de los elementos empleados para proporcionar los desfases requeridos.

Como se ha comentado en el segundo capítulo, la limitación en ancho de banda representa la principal desventaja de las antenas reflectarray frente a otras alternativas como son los reflectores parabólicos que presentan respuestas de banda ancha. Esta limitación está impuesta tanto por el ancho de banda del elemento de fase como por el retardo de fase espacial en reflectarrays de grandes dimensiones. Suponiendo que los parámetros iniciales del diseño (situación física del alimentador, dimensiones del reflectarray, dirección de apuntamiento del lóbulo principal, frecuencia de trabajo, etc.) se han definido cuidadosamente, los únicos elementos sobre los que se puede actuar para mejorar la respuesta en frecuencia son los elementos de fase. Por este motivo, gran parte de los esfuerzos del presente capítulo se han centrado en encontrar geometrías que mejoren las prestaciones de las estructuras resonantes impresas. Se ha trabajado con estructuras multiresonantes monocapa como una alternativa viable frente a las estructuras multicapa que suponen un mayor coste. Para todos los casos analizados se presentan las curvas de diseño obtenidas así como otras figuras de mérito que resultan de utilidad para realizar una comparativa efectiva.

Para evaluar el efecto de los elementos de fase sobre la degradación de la respuesta del reflectarray se recurre a la sensibilidad frente a las tolerancias de fabricación y la degradación de la respuesta en fase con la frecuencia de los elementos de fase. Se presentan los diversos estudios desarrollados a tal efecto antes de proceder al diseño y fabricación de los prototipos.

En este capítulo, en primer lugar, se realiza una breve descripción del método CG-FFT empleado para analizar los elementos de fase. A continuación se presentan las figuras de mérito que permitirán evaluar las prestaciones de un determinado elemento de fase así como los resultados del análisis obtenido para una amplia variedad de elementos de fase basados tanto en geometrías tradicionales como en las estructuras de tipo anillo analizadas en este trabajo. Por último se presenta la herramienta desarrollada para la simulación de los efectos de la tolerancia de fabricación y los truncamientos de fase.

## 4.2 Metodología de análisis

En el año 1978, Montgomery llevó a cabo el primer intento de analizar teóricamente los elementos de fase de un reflectarray microstrip [3]. Para ello aproximó la estructura por un array periódico e infinito de elementos y empleó técnicas automatizadas de resolución de la ecuación integral de campo eléctrico. Las comprobaciones experimentales realizadas en la banda  $S$  mostraron que los resultados obtenidos eran bastante precisos tanto en amplitud como en fase.

En la literatura pueden encontrarse propuestas de métodos de análisis de la respuesta de los elementos de fase tanto aislados como inmersos en una estructura periódica infinita. En el primer caso se están despreciando los acoplos mutuos entre elementos reflectantes próximos [4]-[5]. Esta suposición se ha empleado en ocasiones en reflectarrays implementados con stubs aunque también se ha usado en el caso de parches de longitud variable [6]. En [4] y [7] se afirma que el acoplo mutuo se puede despreciar cuando la separación entre los bordes de elementos reflectantes adyacentes es mayor que  $0.25$  longitudes de onda. En muchos casos, debido a las características del diseño, tamaño de celdas o tamaño de los elementos de fase, no se puede garantizar que la distancia entre sus lados sea superior a  $0.25 \lambda$  por lo debe tenerse en cuenta el acoplo mutuo. Una aproximación que proporciona buenos resultados consiste en utilizar herramientas que consideren el elemento de fase inmerso en una estructura periódica. Esta aproximación proporciona resultados con un mayor grado de exactitud cuando los elementos de fase sean similares en tamaño y se degrada al disminuir el grado de similitud entre elementos.

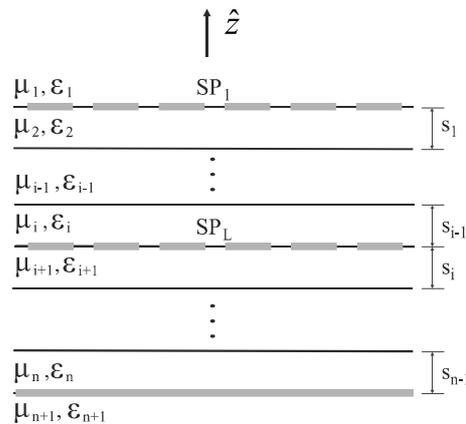
Esta filosofía es la tradicionalmente empleada para el análisis y diseño de los elementos de fase en reflectarrays. Las propuestas comerciales como HFSS y CST incorporan módulos que permiten el análisis de los elementos de fase recurriendo a condiciones de contorno periódicas en la denominada celda unidad. También se puede encontrar formulaciones periódicas del método de los momentos como la PMM desarrollada por Munk [8] y posteriormente extendida para múltiples capas dieléctricas y de metalizaciones o las que emplean formulaciones directas del método de los momentos en el dominio espectral con funciones base de dominio completo [9] que resultan muy apropiadas para geometrías canónicas. En este trabajo para analizar los elementos de fase se utiliza el método CG-FFT [1]-[2], [10], dado su buen comportamiento en problemas periódicos.

### 4.2.1 El método de análisis multicapa CG-FFT

El método CG-FFT, basado en la combinación del gradiente conjugado y la transformada de Fourier, permite determinar la respuesta de una estructura periódica compuesta por un número arbitrario de superficies periódicas y medios dieléctricos homogéneos. A diferencia de otras opciones de análisis [11]-[16], obtiene el comportamiento de la estructura en un único paso modelando la interacción modal entre capas metálicas en base al principio de superposición.

Para exponer los principios básicos del método [2] se supone una estructura como la mostrada en la Figura 4.1, compuesta por  $n+1$  medios dieléctricos homogéneos y  $L$  superficies periódicas planas ( $SP$ ). Cada medio,  $i$ , se caracteriza por su permitividad ( $\epsilon_i$ ) y permeabilidad ( $\mu_i$ ), así como por su espesor ( $s_i$ ). El método requiere que todas las capas metálicas que integran la estructura tengan los mismos periodos, aunque su forma pueda ser totalmente diferente.

Para llevar a cabo el análisis de una estructura multicapa, debe garantizarse que se cumplan las condiciones de contorno en cada una de las superficies periódicas que la componen; es decir, que el campo total tangencial en las metalizaciones sea nulo. En otras palabras, en las metalizaciones de la superficie periódica  $k$  los campos incidente y dispersados tangenciales deben anularse, tal y como se recoge en la ecuación (4.1):



**Figura 4.1:** Esquema de una superficie multicapa de  $n+1$  medios dieléctricos y  $L$  superficies periódicas.

$$\hat{z} \times \vec{E}_k^{inc}(\vec{r}) + \sum_{sp=1}^L \hat{z} \times \vec{E}_{k,sp}^s(\vec{r}) = 0 \quad (4.1)$$

donde  $\hat{z}$  es un vector normal a la estructura,  $E^{inc}$  es el campo incidente propagado desde el medio externo hacia la posición de la superficie periódica  $k$ , y  $E^s$  es el campo dispersado por la superficie periódica  $sp$ , asociado a la existencia de una distribución de corriente inducida en las metalizaciones.

El campo dispersado por una superficie periódica en una interfaz arbitraria de la estructura ( $k$ ) se obtiene mediante la convolución de la función de Green multicapa periódica ( $G^P$ ), que modela la interacción modal, y las corrientes equivalentes ( $J$ ) asociadas a las metalizaciones de la capa conductora  $sp$ :

$$\vec{E}_{k,sp}^s(\vec{r}) = \int_{S'_k} G_{k,sp}^P(\vec{r} - \vec{r}') \vec{J}_{sp}(\vec{r}') dS'_k = G_{k,sp}^P(\vec{r}) \otimes \vec{J}_{sp}(\vec{r}) \quad (4.2)$$

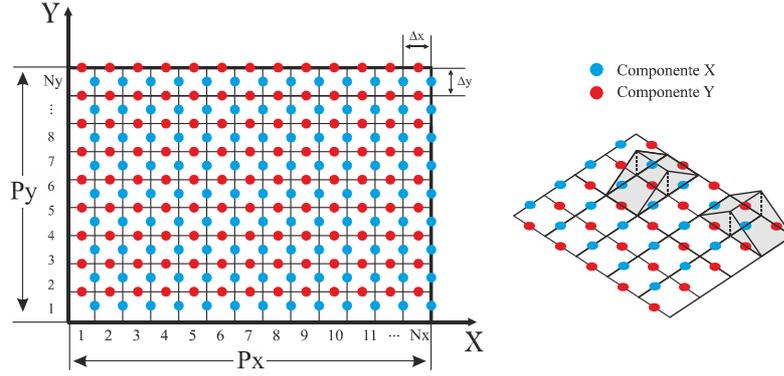
Al combinar (4.1) y (4.2), se obtiene un sistema de  $L$  ecuaciones en el que únicamente se desconoce la amplitud de la corriente inducida. Para abordar la resolución de este problema, las corrientes se modelan mediante funciones base de tipo tejado:

$$\vec{J}_{x,sp}(\vec{r}) \approx \sum_{i=1}^{N_x} \sum_{j=1}^{N_y} J_{x,sp}^D(i, j) \cdot T_x^{ij}(\vec{r}_{x,ij}) \quad (4.3)$$

$$\vec{J}_{y,sp}(\vec{r}) \approx \sum_{i=1}^{N_x} \sum_{j=1}^{N_y} J_{y,sp}^D(i, j) \cdot T_y^{ij}(\vec{r}_{y,ij}) \quad (4.4)$$

donde  $T$  es una función base orientada según  $\alpha$ , definida en (4.5),  $J^D$  es la amplitud compleja de la función base denotada como  $(i, j)$ , y  $N_\alpha$  es la resolución del modelo según  $\alpha$ . En los tres términos  $\alpha$  representa la dirección de la corriente en las direcciones  $x$  o  $y$ , siendo  $\beta$  la componente ortogonal a  $\alpha$ . Estas funciones base se sitúan sobre las  $N_x \times N_y$  celdas idénticas mostradas en la Figura 4.2.

$$T_\alpha^{ij} = \begin{cases} 1 - \frac{|\alpha^i - \Delta\alpha|}{\Delta\alpha} & \text{para } |\alpha^i| \leq \Delta\alpha \text{ y } \beta^j \leq 0.5\Delta\beta \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (4.5)$$



**Figura 4.2:** Muestreo de una celda unidad en las dos direcciones espaciales y posicionamiento de las funciones base de tipo tejado sobre los puntos discretos.

Las funciones base se sitúan en los puntos dados por los vectores (4.6) y (4.7), para las componentes  $x$  e  $y$ , respectivamente:

$$\vec{r}_x^{ij} = x_x^i \hat{x} + y_x^j \hat{y} = i \Delta x \hat{x} + (j-0.5) \Delta y \hat{y} \quad \text{para } T_x^{ij} \quad (4.6)$$

$$\vec{r}_y^{ij} = x_y^i \hat{x} + y_y^j \hat{y} = (i-0.5) \Delta x \hat{x} + j \Delta y \hat{y} \quad \text{para } T_y^{ij} \quad (4.7)$$

donde los incrementos espaciales  $\Delta x$  y  $\Delta y$  se calculan como:

$$\Delta x = \frac{P_x}{N_x} \quad \Delta y = \frac{P_y}{N_y} \quad (4.8)$$

La discretización del problema se realiza mediante un muestreo bidimensional:

$$\prod(\vec{r}_\alpha^{ij}) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=-\infty}^{\infty} \delta(x - x_\alpha^i) \cdot \delta(y - y_\alpha^j) \quad (4.9)$$

donde  $\delta$  toma el valor unidad en los puntos de muestreo  $(x_\alpha^i, y_\alpha^j)$ .

Además, con el fin de garantizar la fiabilidad de esta discretización, los campos se promedian a través de funciones de tipo cuchillo, definidas en (4.10):

$$B_\alpha^{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } |\alpha^i| \leq 0.5 \Delta \alpha \text{ y } \beta^i = 0.5 \Delta \beta \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (4.10)$$

Considerando lo anteriormente expuesto, si las condiciones de contorno se expresan en componentes cartesianas (4.11)-(4.12):

$$\vec{E}_{xlk}^{incD}(\vec{r}_x^{ij}) + \sum_{sp=1}^L \left[ \vec{E}_{xclk,sp}^{sD}(\vec{r}_x^{ij}) + \vec{E}_{xylk,sp}^{sD}(\vec{r}_x^{ij}) \right] = 0 \quad (4.11)$$

$$\vec{E}_{yjk}^{incD}(\vec{r}_y^{ij}) + \sum_{sp=1}^L \left[ \vec{E}_{yxlk,sp}^{sD}(\vec{r}_y^{ij}) + \vec{E}_{yylk,sp}^{sD}(\vec{r}_y^{ij}) \right] = 0 \quad (4.12)$$

el campo dispersado e incidente pueden obtenerse mediante (4.13)-(4.14):

$$\vec{E}_{\alpha\beta lk,sp}^{sD}(\vec{r}_\alpha^{ij}) = \prod(\vec{r}_\alpha^{ij}) \left\{ B_{\alpha l sp}(\vec{r}) \otimes \left[ \tilde{B}_{\alpha\beta lk,sp}^P(\vec{r}) \otimes \vec{J}_{\beta l sp}(\vec{r}) \right] \right\} \quad (4.13)$$

$$\vec{E}_{\alpha lk}^{incD}(\vec{r}_\alpha^{ij}) = \prod(\vec{r}_\alpha^{ij}) \left\{ B_{\alpha lk}(\vec{r}) \otimes \left[ \vec{E}_\alpha^{inc}(\vec{r}) \right] \right\} \quad (4.14)$$

suponiendo constantes los términos mostrados entre corchetes.

Aunque el ajuste de las condiciones de contorno se realiza en el dominio espacial, todos los cálculos se realizan en el dominio transformado en que los diferentes términos pueden evaluarse mediante expresiones analíticas (4.15) y (4.16):

$$\tilde{E}_{\alpha\beta lk,sp}^{sD}(\vec{k}) = \frac{1}{4\pi^2} FFT \left\{ \prod(\vec{r}_\alpha^{ij}) \right\} \otimes \left\{ \tilde{B}_{\alpha lk}(\vec{k}) \cdot \tilde{G}_{\alpha\beta lk,sp}^P(\vec{k}) \right\} \quad (4.15)$$

$$\tilde{E}_{\alpha lk}^{incD}(\vec{k}) = \frac{1}{4\pi^2} FFT \left\{ \prod(\vec{r}_\alpha^{ij}) \right\} \otimes \left\{ \tilde{B}_{\alpha lk}(\vec{k}) \cdot \tilde{E}_{\alpha l sp}^{inc}(\vec{k}) \right\} \quad (4.16)$$

donde  $\sim$  denota la transformada de Fourier del término correspondiente, realizando el paso al dominio espacial mediante:

$$E_{\alpha\beta lk,sp}^{sD}(\vec{r}) = \frac{1}{4\pi^2} FFT^{-1} \left[ \frac{1}{4\pi^2} FFT \left\{ \prod(\vec{r}_\alpha^{ij}) \right\} \otimes \left\{ \tilde{B}_{\alpha l sp}(\vec{k}) \cdot \tilde{G}_{\alpha\beta lk,sp}^P(\vec{k}) \cdot \tilde{J}_{\beta l sp}(\vec{k}) \right\} \right] \quad (4.17)$$

$$E_{\alpha lk}^{incD}(\vec{r}) = \frac{1}{4\pi^2} FFT^{-1} \left[ \frac{1}{4\pi^2} FFT \left\{ \prod(\vec{r}_\alpha^{ij}) \right\} \otimes \left\{ \tilde{B}_{\alpha lk}(\vec{k}) \cdot \tilde{E}_{\alpha l sp}^{inc}(\vec{k}) \right\} \right] \quad (4.18)$$

Por lo tanto, la solución al problema pasa por obtener las corrientes inducidas en las metalizaciones, resolviendo el sistema definido por (4.11), (4.12), (4.17) y (4.18) mediante el algoritmo del gradiente conjugado (CG). Los detalles de la formulación pueden encontrarse en [2].

### 4.3 Figuras de mérito

Antes de proceder al estudio de las diferentes geometrías que se proponen como elementos de fase, es necesario definir unas figuras de mérito que permitan comparar adecuadamente los resultados obtenidos:

#### 4.3.1 Rango de fase del coeficiente de reflexión

En lo que respecta a la variación de fase, para realizar el mapeo exacto que resulta de la síntesis de fase, se debe cubrir un rango mínimo de  $360^\circ$ . Si se cubre varias veces este rango, se puede compensar un retardo de fase espacial de varias longitudes de onda y mejorar así la respuesta en frecuencia para reflectarrays eléctricamente grandes. El rango de fase se puede obtener directamente de la curva de diseño como la diferencia entre el valor máximo y mínimo de la fase.

$$\Delta = \phi_{\max} - \phi_{\min} \quad (4.19)$$

Para conseguir el desfase adecuado, se juega con la forma y el tamaño del elemento reflectante además de otros factores como la permitividad y el espesor del sustrato, la periodicidad de la estructura y el ángulo de incidencia de la señal del alimentador.

En ocasiones se asume que la respuesta en fase es independiente del ángulo de incidencia por lo que se representan las curvas de diseño, en las que varía la fase en función de un parámetro geométrico, asumiendo incidencia normal ( $\theta=0^\circ$ ). Esta aproximación se puede considerar válida para configuraciones en las que el alimentador se sitúa centrado respecto al reflector de modo que los elementos centrales presentan ángulos de incidencia próximos a  $0^\circ$ . A medida que nos aproximamos a los extremos del reflector este ángulo comienza a aumentar de forma considerable, sin embargo, disminuye la intensidad del campo que llega a estas celdas ya que la naturaleza directiva de los alimentadores provoca un taper de iluminación. De este modo, la incidencia normal se puede considerar una aproximación razonablemente buena para diseños con el alimentador centrado, en los que la mayor parte de la potencia se refleje por la parte central del reflectarray. Sin embargo, la variación de la respuesta en fase con el ángulo de incidencia depende del tipo de elemento de fase considerado. Así, en [17] se indica que para un ángulo de incidencia de  $40^\circ$  sobre parches rectangulares de tamaño variable, la fase varía unos  $25^\circ$  respecto a la incidencia normal y esta variación crece hasta  $50^\circ$  para ángulos de incidencia de

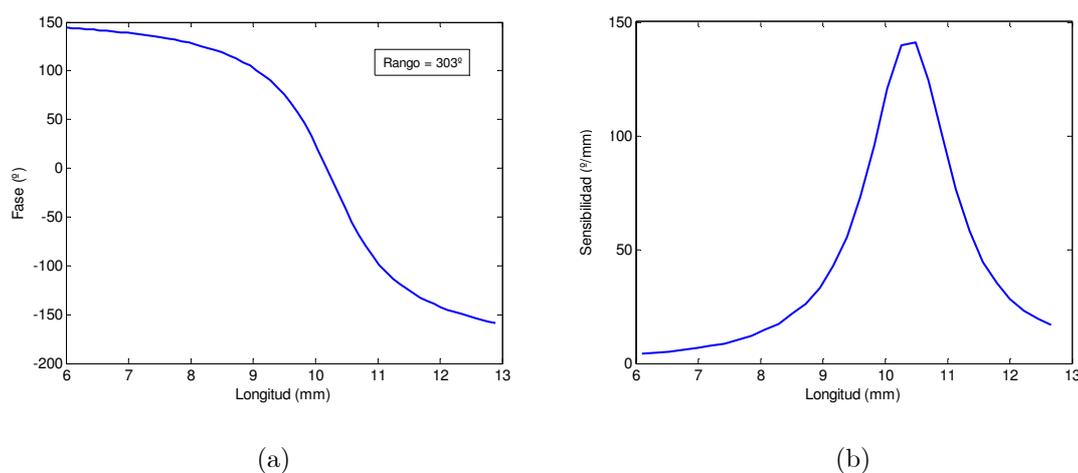
60°. Dado que para evitar el bloqueo que puede ocasionar el alimentador, es habitual situarlo descentrado, las contribuciones que más potencia aportan presentan ángulos de incidencia considerables, del orden de 20-50°, por lo que es preciso tener en cuenta el ángulo de incidencia tanto en el análisis de los elementos de fase como en las herramientas empleadas para su análisis.

### 4.3.2 Sensibilidad frente a parámetros de diseño

El diagrama de fase (Figura 4.3(a)) suele presentar una variación brusca alrededor de las resonancias. Además, un rango de fase muy amplio suele presentar una variación de fase aún más brusca con respecto a un determinado parámetro geométrico, con lo que las tolerancias de diseño o fabricación pueden llegar a ser críticas. La sensibilidad viene dada por la máxima pendiente del diagrama de fase (Figura 4.3(b)) y se define de la siguiente forma:

$$\sigma = \max \left| \frac{\partial \phi}{\partial A} \right| \quad (4.20)$$

La sensibilidad debe estar en concordancia con las tolerancias de la tecnología de fabricación. Mediante la adecuada selección de los elementos de fase se pueden reducir los niveles de los picos de sensibilidad y caso de que no sea posible, intentar evitar el empleo de elementos con dimensiones próximas a dichas zonas. Esto se traducirá en una reducción en la variación con la frecuencia de la respuesta en fase.



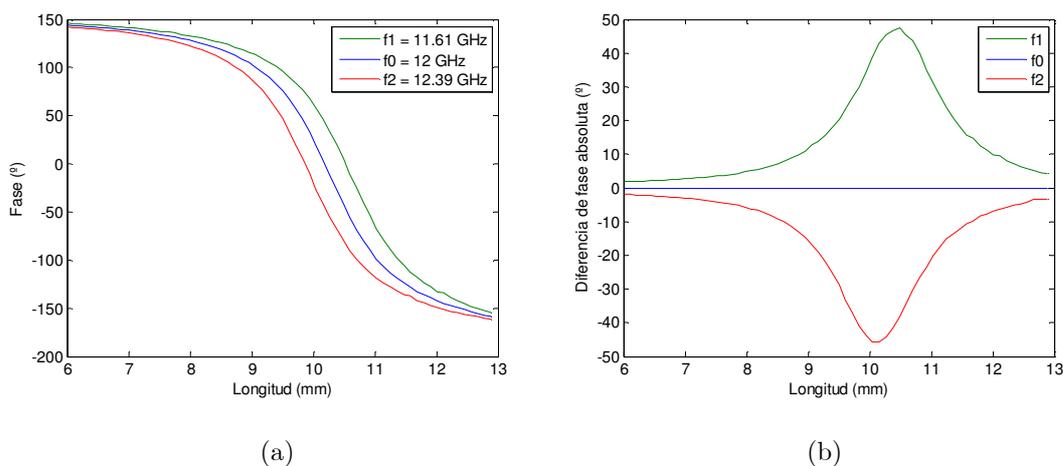
**Figura 4.3:** Curva de diseño y sensibilidad para celda unidad de 14×14 mm con elementos reflectantes de tipo parche cuadrado de tamaño variable. Frecuencia 12 GHz, espesor del dieléctrico=1mm,  $\epsilon_r=1.05$ , (a) diagrama de fase o curva de diseño, (b) sensibilidad.

### 4.3.3 Respuesta en frecuencia

Como ya se ha comentado, al variar la frecuencia respecto a la de diseño, se produce una variación en la fase del coeficiente de reflexión que introduce cada elemento. Además, cambia el requisito de desfase debido a la variación de longitud eléctrica de la trayectoria desde el alimentador.

Se puede definir el ancho de banda del elemento de fase como el rango de frecuencias en el que la fase del coeficiente de reflexión se desvía de su valor nominal a la frecuencia central en un determinado margen, por ejemplo  $45^\circ$  en la Figura 4.4(a).

Dado que la degradación con la frecuencia del diagrama depende de la variación con la frecuencia de la diferencia de las respuestas en fase de las curvas de diseño, su influencia se vería minimizada si se consiguiese mantener constante esta diferencia. Dada la similitud de las curvas de respuesta en fase a diferentes frecuencias en un entorno de la frecuencia de diseño, se conseguiría esta respuesta si se consiguiese una curva de diseño con pendiente (o sensibilidad) constante. La representación mostrada en la Figura 4.4(b) proporciona una idea muy clara de esta desviación que está directamente relacionada con el ancho de banda resultante para el elemento de fase. Se obtendrá tanto mejor respuesta en frecuencia del correspondiente elemento de fase cuanto menos pronunciadas sean las desviaciones.



**Figura 4.4:** Curva de diseño y diferencias de fase a las frecuencias límite para celda unidad de  $14 \times 14$  mm con elementos reflectantes de tipo parche cuadrado de tamaño variable. Frecuencia 12 GHz, espesor del dieléctrico=1mm,  $\epsilon_r=1.05$ , (a) respuesta en frecuencia, (b) diferencia de fase respecto a la frecuencia de referencia.

## 4.4 Características de algunos elementos de fase convencionales

En este apartado se van a resumir las características de algunos de los elementos de fase más ampliamente estudiados en la literatura, para focalizar la atención en el apartado siguiente sobre los elementos de fase que se han considerado a lo largo de este trabajo. Para ello se utilizan los resultados correspondientes a las curvas de diseño, a partir de las cuales se obtienen las figuras de mérito que permiten establecer comparaciones. Las frecuencias y materiales se han seleccionado de forma que permitan el contraste de los resultados con los existentes en la literatura.

### 4.4.1 Parches rectangulares monocapa

Como ya se ha comentado, el principio de operación de los parches de longitud variable como elementos de fase se basa en que la fase de la onda reflejada varía al modificar su longitud. Esta propiedad se puede aprovechar para introducir el desfase necesario situando parches de dimensiones adecuadas en cada uno de los puntos de la malla del reflector plano (Figura 4.5).

Se considera el caso particular de parches rectangulares con uno de los lados de longitud 10 mm y el otro variable sobre una celda unidad de 20 mm de lado sobre un dieléctrico de 1.52 mm de espesor con permitividad relativa 3.5, incidencia normal,  $\theta=0^\circ$ , y polarización del campo incidente lineal según  $y$  a una frecuencia de 10 GHz.

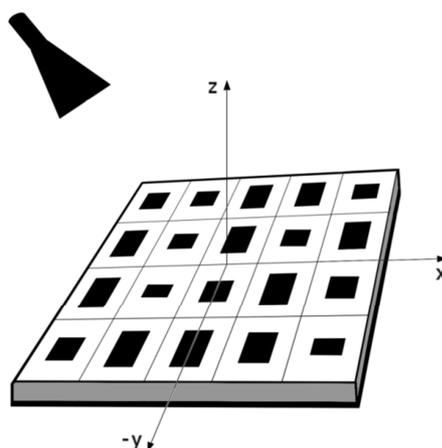
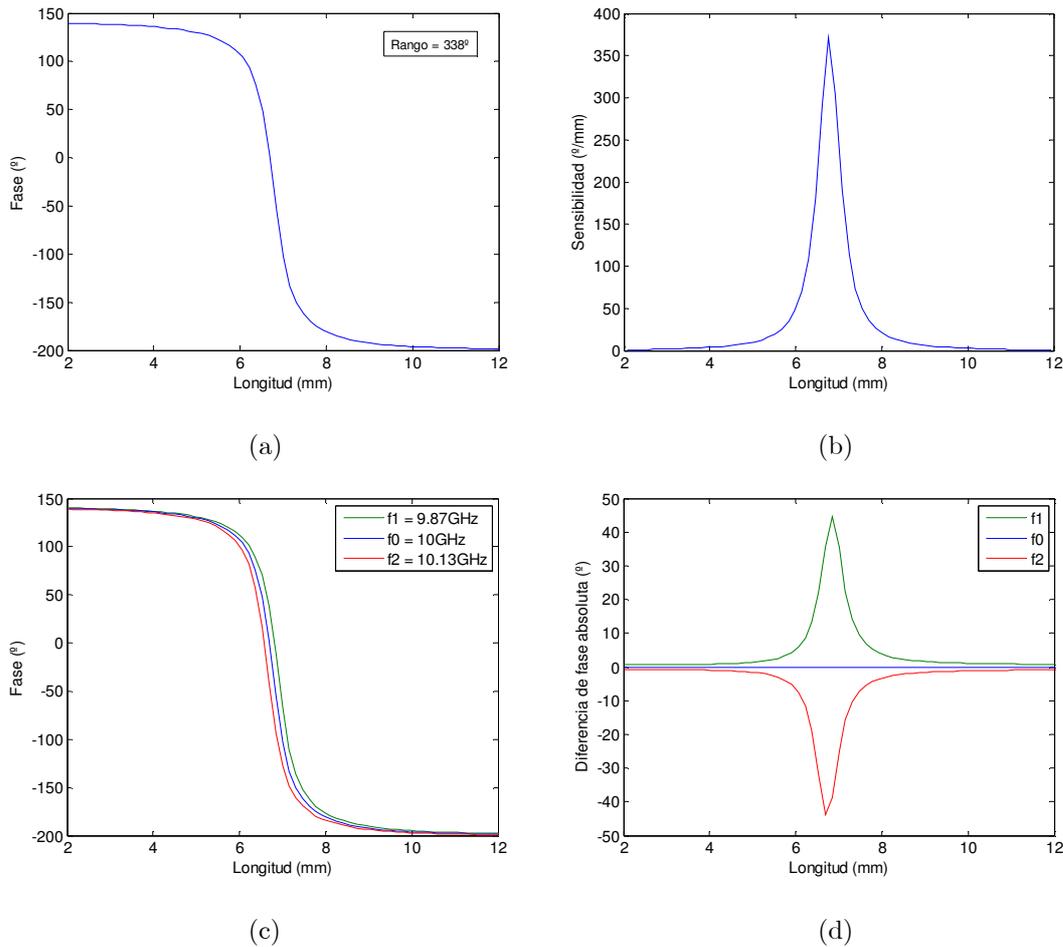


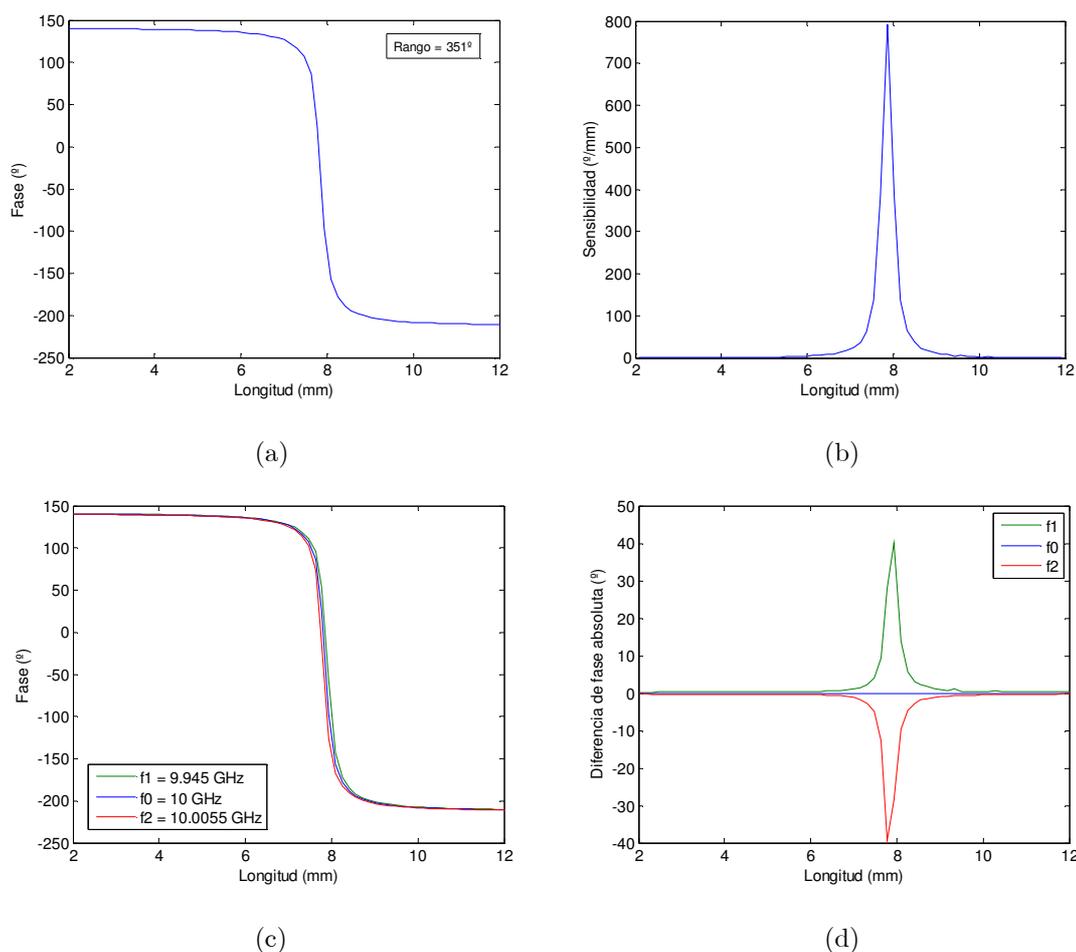
Figura 4.5: Parches rectangulares de longitud variable en el eje  $y$ .



**Figura 4.6:** Curvas de diseño, sensibilidad y diferencia de fase con celda unidad de  $20 \times 20$  mm y elementos rectangulares de 10 mm en una dimensión y variables en la otra. Frecuencia 10 GHz, espesor del dieléctrico=1.52mm,  $\epsilon_r=3.5$ , (a) curvas de fase a 10GHz, (b) sensibilidad, (c) curvas de fase a las frecuencias extremas, (d) diferencia de fase absoluta respecto a la frecuencia central.

Los resultados para las curvas de fase, la sensibilidad y la diferencia de fase a la frecuencia central y las extremas para este caso se muestran en la Figura 4.6. Los resultados muestran una sensibilidad máxima de  $0.38^\circ/\mu\text{m}$  y un ancho de banda de 0.26 GHz (2.6% de ancho de banda relativo). Puede observarse como el rango de fase conseguible está limitado a  $338^\circ$ .

El rango de fase se puede aumentar utilizando dipolos estrechos de 2 mm de anchura como elementos reflectantes (Figura 4.7). En este caso se obtiene un margen de fase de  $350^\circ$ . Sin embargo la sensibilidad ( $0.87^\circ/\mu\text{m}$ ) y el ancho de banda (0.11GHz, 1%) se deterioran considerablemente.



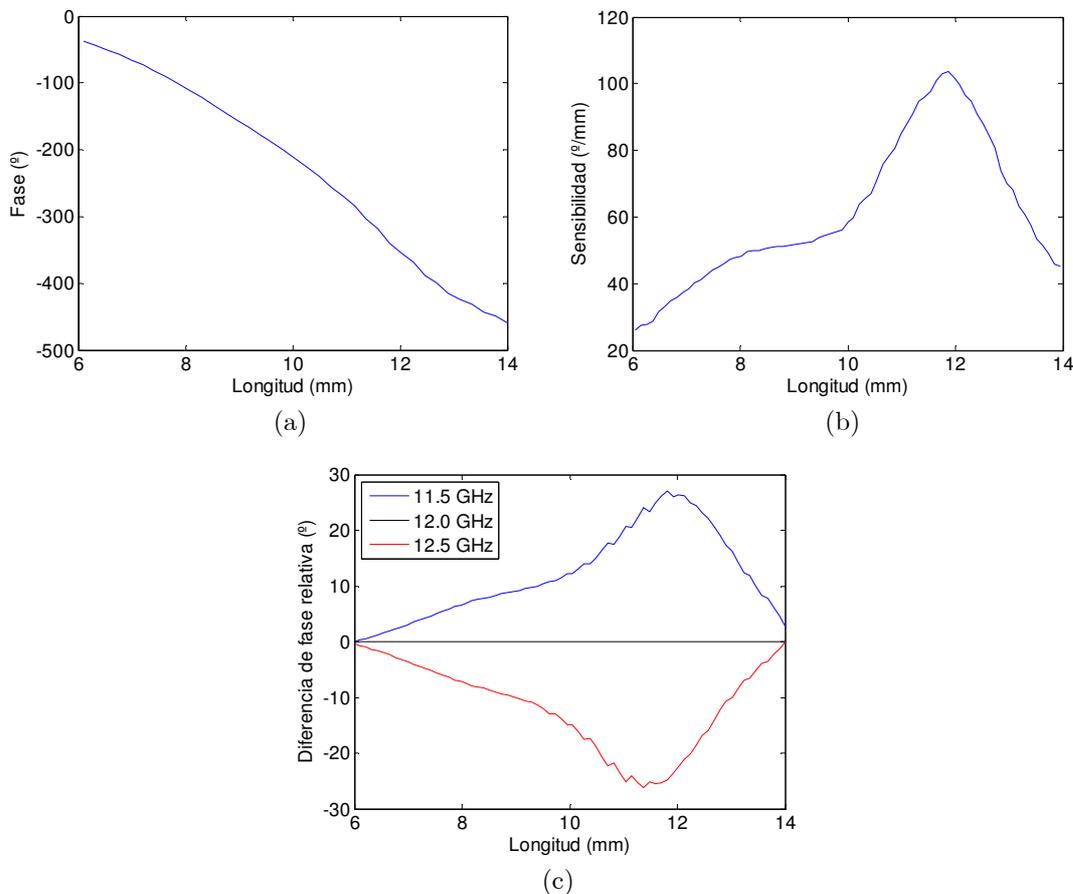
**Figura 4.7:** El caso anterior cuando la dimensión fija de 2 mm convierte los parches en dipolos. (a) curva de fase a 10 GHz, (b) sensibilidad, (d) curvas de fase a las frecuencias extremas, (c) diferencia de fase absoluta respecto a la frecuencia central.

En la literatura se pueden encontrar numerosos análisis en los que se presentan distintas configuraciones para mejorar las prestaciones del reflectarray [18].

La tecnología de parches de una sola capa presenta como principal ventaja la facilidad de fabricación y el bajo coste asociado. Sin embargo, las geometrías expuestas hasta ahora, a excepción de los stubs de longitud variable [18], no alcanzan el rango de fase de  $360^\circ$  necesario para mapear completamente el resultado de la síntesis de fase. Esto provoca que algunas de las fases se vean truncadas provocando la degradación del diagrama de radiación. Ajustando adecuadamente el mapeo de los desfases, es decir, minimizando el número de fases truncadas se puede reducir esta degradación. Para conseguir rangos de fase mayores se puede optar por la utilización de estructuras que presenten varias resonancias a diferencia de las comentadas hasta el momento que únicamente presentan una.

#### 4.4.2 Parches rectangulares multicapa

La estrategia empleada en numerosas publicaciones para aumentar el rango de fase se basa en el uso de varias capas de parches apilados [19]-[21]. Cada una de las capas se comporta como un circuito resonante y la fase varía con las dimensiones del parche al igual que en las estructuras monocapa. Sin embargo, al solaparse los efectos de cada una de las capas, el rango de fase que se consigue supera con facilidad los  $360^\circ$  y puede permitir compensar retardos eléctricos de varias longitudes de onda. Las estructuras multicapa permiten, seleccionando adecuadamente los parámetros de los sustratos, espesores y permitividades, obtener curvas de fase con variaciones más suaves y pendientes más constantes y, por tanto, mejorar la sensibilidad y el ancho de banda, proporcionando en cualquier caso rangos de fase superiores a  $360^\circ$ . En la Figura 4.8 se muestran los resultados para un reflectarray de doble capa de parches cuadrados con el que se obtiene un gran ancho de banda en comparación con los parches monocapa y el rango de fase supera ampliamente los  $360^\circ$  con una sensibilidad moderada. La configuración se describe en los siguientes párrafos.

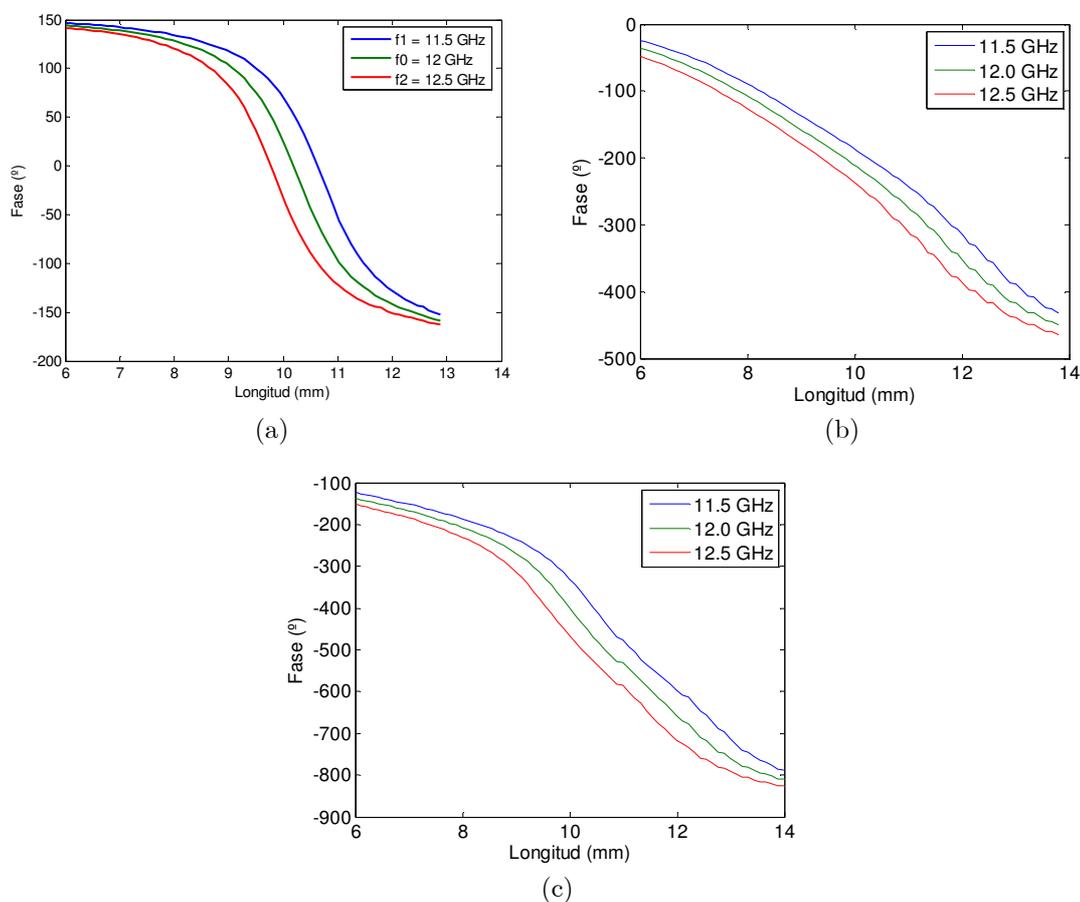


**Figura 4.8:** Resultados para 2 capas de parches cuadrados. (a) curva de diseño, (b) sensibilidad, (c) diferencia de fase.

Se comparan a continuación los resultados para elementos de fase multicapa de parches cuadrados con 2 y 3 capas a una frecuencia de 12 GHz con los proporcionados por una estructura monocapa. Las dos estructuras multicapa comparten las siguientes características: espesor de los dieléctrico 3 mm, permitividad relativa  $\epsilon_r=1.05$ ; celda unidad de 14 mm de lado. Se considera incidencia normal y polarización lineal según  $x$ .

Para el caso de 2 capas, las dimensiones de los parches de la capa superior es 0.7 veces el tamaño de los de la inferior. En el caso de 3 capas, las dimensiones de los parches de la capa superior y media guardan una relación de 0.7 y 0.9 con los de la capa inferior.

Como se aprecia en la Figura 4.9, con 2 capas se obtiene una variación de fase mayor y a su vez más suave que con un parche monocapa de las mismas dimensiones salvo el espesor del dieléctrico de 1 mm. Con 3 capas se consigue un rango de fase todavía mayor con una pendiente más constante entre 9 y 13 mm de lado pero también con mayor sensibilidad.



**Figura 4.9:** Diagrama de fase en parches cuadrados, (a) 1 capa, (b) 2 capas, (c) 3 capas.

Las geometrías multicapa ofrecen unas buenas prestaciones en cuanto al rango de fase, sensibilidad y ancho de banda. Sin embargo, el proceso de fabricación implica el tratamiento de cada una de las capas por separado para, a continuación proceder al alineamiento y pegado con una unión uniforme sin que se produzcan bolsas de aire. La presencia de bolsas de aire encapsuladas entre dos capas ocasiona cambios significativos en la impedancia vista desde ambos lados que pueden provocar errores significativos.

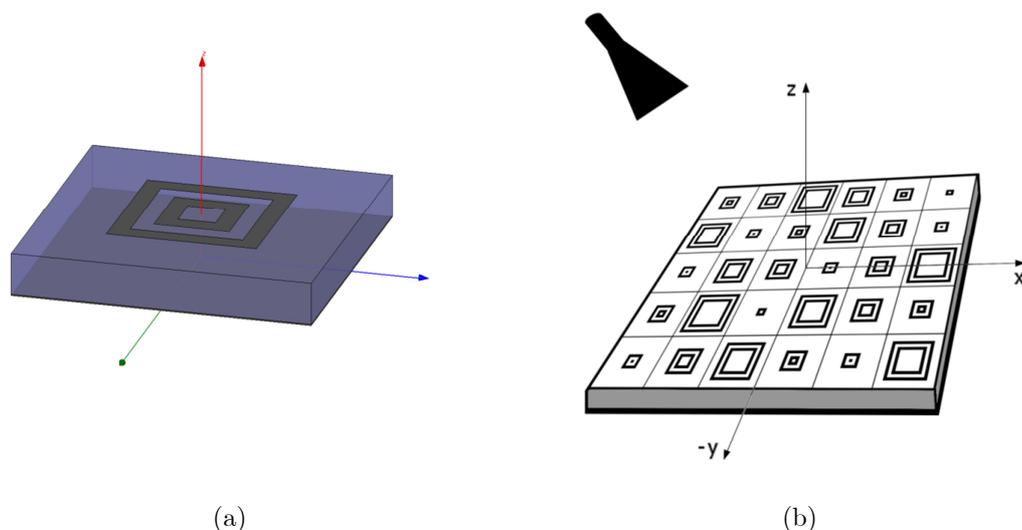
## 4.5 Geometrías multiresonantes monocapa

La técnica de parches apilados ofrece un buen rango en la variación de fase, pero encarece el proceso de fabricación frente a las estructuras más simples de una sola capa que apenas permiten obtener rangos de fase de 360 grados. Si se establece como objetivo encontrar una estructura que aúne la sencillez de fabricación de las estructuras monocapa y el comportamiento de los parches apilados, la solución pasa por diseñar elementos de fase que presenten más de una resonancia. A este tipo de configuración corresponden las propuestas de empleo de anillas concéntricas cerradas y abiertas de distintos tipos presentadas en [22]-[24] que proporcionan rangos de fase similares a los parches apilados. Otros autores han optado por una configuración con tres dipolos coplanares en paralelo [25] y comparan los resultados obtenidos con estructuras de dos y tres capas de parches apilados obteniendo prestaciones similares con ambas configuraciones.

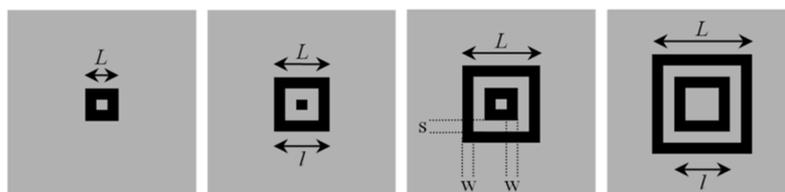
### 4.5.1 Anillas dobles concéntricas

Una de las más recientes propuestas son las anillas dobles concéntricas monocapa (Figura 4.10). Estas estructuras presentan una respuesta que proporciona rangos de variación de fase superiores a 360°. En la literatura se pueden encontrar diferentes propuestas de configuraciones geométricas para las anillas dobles: Mussetta y Pirinoli emplean anillas cuadradas [24], [26]; Chaharmir considera anillas abiertas con forma de cruz [22]; y Yuezhou trabaja con anillas elípticas [23].

Se analiza a continuación la respuesta de las anillas rectangulares y elípticas en banda Ku a 14GHz. Se ha considerado una celda unidad cuadrada de 12 mm y dieléctrico de 3.175 mm de espesor con permitividad relativa 2.17.



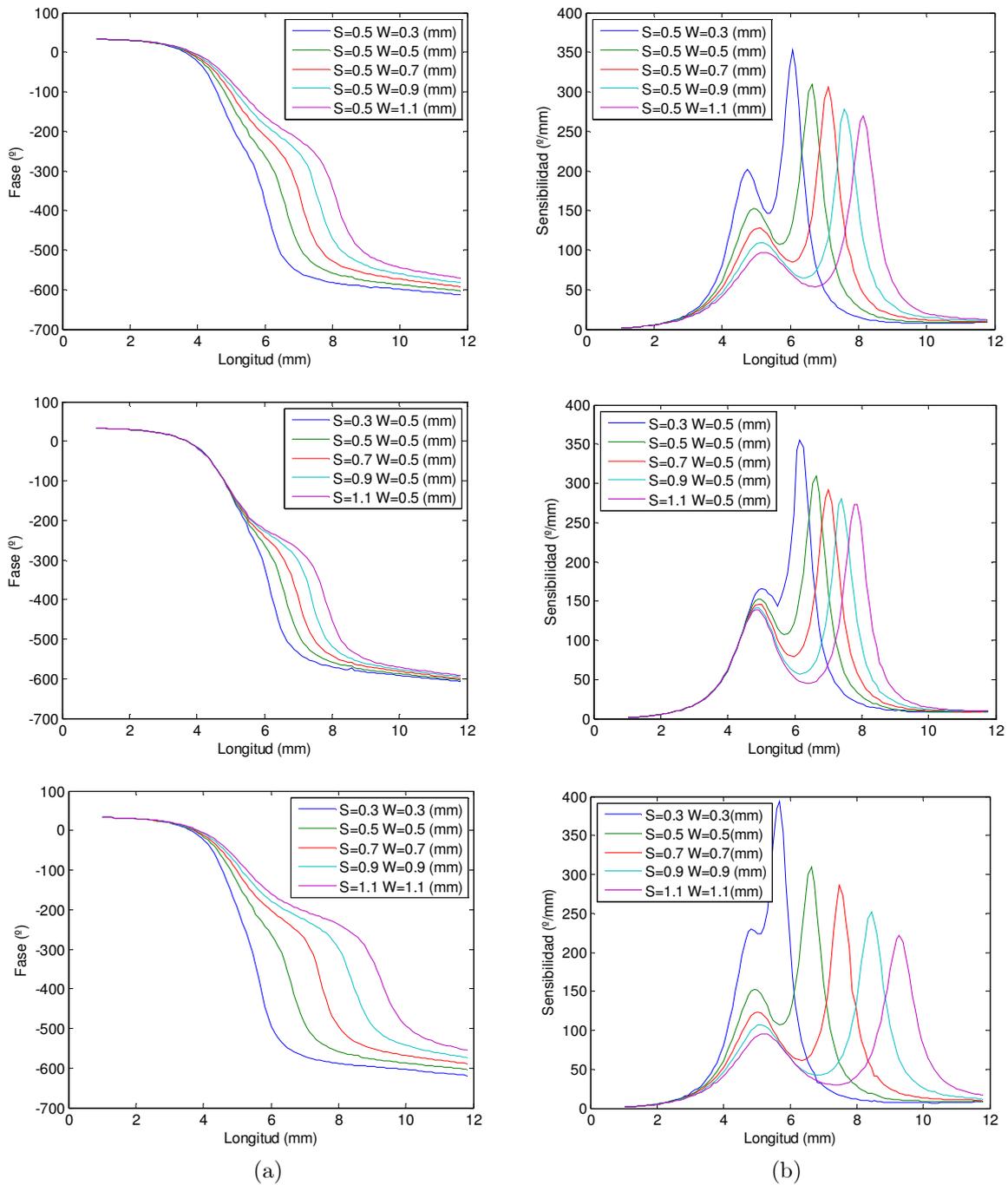
**Figura 4.10:** (a) anilla cuadrada doble, (b) reflectarray con anillas dobles de longitud variable.



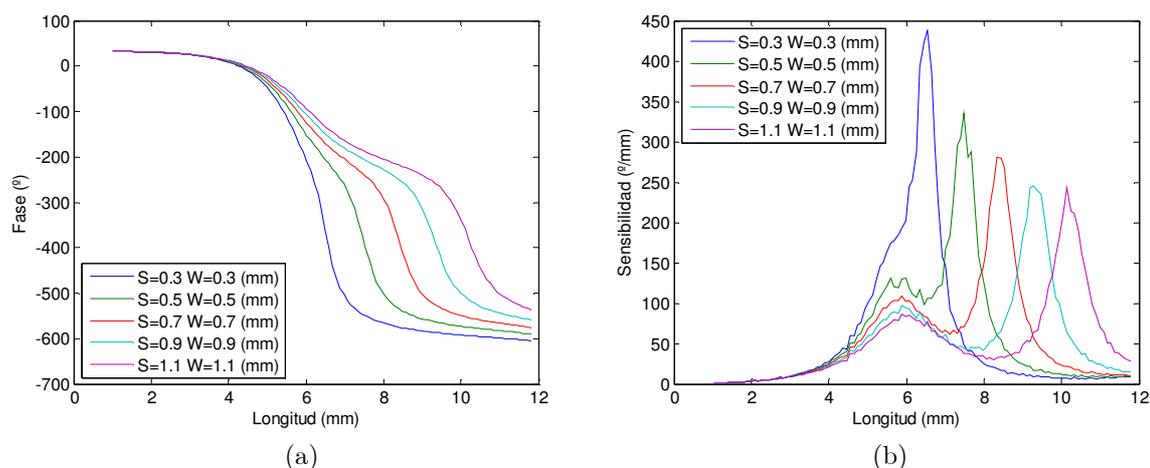
**Figura 4.11:** Esquema de los parámetros involucrados en el barrido de la anilla doble.  $S$  representa la separación entre la anilla externa y la interna,  $W$  la anchura de las anillas, y  $L$  la longitud objeto de barrido y  $l$  hace referencia a la longitud a la que resuena la anilla.

En la Figura 4.11 se esquematizan los parámetros geométricos de la estructura:  $L$  representa la dimensión en que se realiza el barrido (la longitud de la anilla en el caso de las elípticas),  $W$  la anchura de la anilla,  $S$  la separación y  $l$  la longitud a la que resuena la anilla. Las Figuras 4.12-4.13 muestran las curvas de diseño para anillas dobles rectangulares y elípticas para incidencia normal con polarización lineal, respectivamente. La mayor variabilidad en los resultados de las anillas elípticas que se observa claramente en las curvas de sensibilidad, se debe a la aproximación en escalera a la geometría que efectúa el método de análisis. Para obtener estos resultados se ha realizado un modelado de la celda unidad en  $256 \times 256$  píxeles, utilizando para las anillas elípticas la aproximación pixelada más próxima.

En la Tabla 4.1 se comparan sus respuestas con distintas anchuras y separaciones. Se observa que el rango de variación de fase resultante se encuentra en torno a 600 grados, reduciéndose, al igual que la sensibilidad, al aumentar la distancia entre anillas o su anchura. Las anillas elípticas presentan, en igualdad de condiciones, un rango de fase ligeramente menor que las anillas rectangulares.



**Figura 4.12:** Anillos rectangulares dobles, (a) curvas de diseño, (b) sensibilidad. Celda cuadrada de 12 mm, espesor del dieléctrico=3.175 mm,  $\epsilon_r = 2.17$ ,  $f_0=14$  GHz.



**Figura 4.13:** Anillos elípticos dobles, (a) curvas de diseño, (b) sensibilidad.  $W = 0.5$  mm, celda cuadrada de 12 mm, espesor del dieléctrico=3.175 mm,  $\epsilon_r=2.17$ ,  $f_0=14$  GHz.

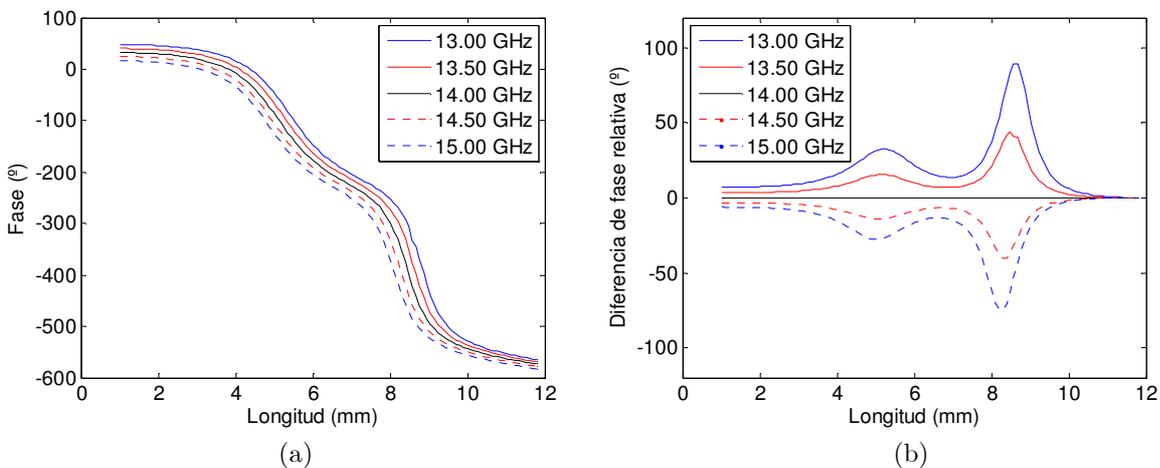
| Forma              | W   | S   | Rango ( $^\circ$ ) | Sensibilidad ( $^\circ/\text{mm}$ ) |                           |
|--------------------|-----|-----|--------------------|-------------------------------------|---------------------------|
|                    |     |     |                    | 1 <sup>a</sup> resonancia           | 2 <sup>a</sup> resonancia |
| Anilla rectangular | 0.5 | 0.3 | 646                | 201.2                               | 353                       |
|                    | 0.5 | 0.5 | 635.9              | 153                                 | 309.4                     |
|                    | 0.5 | 0.7 | 625.2              | 127.5                               | 305.3                     |
|                    | 0.5 | 0.9 | 615.3              | 109.6                               | 277.9                     |
|                    | 0.5 | 1.1 | 603.6              | 97                                  | 269.1                     |
|                    | 0.3 | 0.5 | 639.8              | 165.5                               | 355.5                     |
|                    | 0.5 | 0.5 | 635.9              | 153                                 | 309.4                     |
|                    | 0.7 | 0.5 | 632.6              | 145.7                               | 292                       |
|                    | 0.9 | 0.5 | 627.7              | 141                                 | 280.1                     |
|                    | 1.1 | 0.5 | 624.2              | 139                                 | 273.2                     |
|                    | 0.3 | 0.3 | 651.2              | 229.6                               | 393.6                     |
|                    | 0.7 | 0.7 | 621.2              | 123.8                               | 286                       |
|                    | 0.9 | 0.9 | 605.7              | 107.3                               | 251.7                     |
|                    | 1.1 | 1.1 | 586.9              | 95.7                                | 222                       |
| Anilla elíptica    | 0.3 | 0.3 | 637.7              | 174.9                               | 436.9                     |
|                    | 0.5 | 0.5 | 622.4              | 131.1                               | 334.7                     |
|                    | 0.7 | 0.7 | 607.7              | 108.9                               | 281.4                     |
|                    | 0.9 | 0.9 | 591.2              | 96.1                                | 245.1                     |
|                    | 1.1 | 1.1 | 568.4              | 85.9                                | 242.6                     |

**Tabla 4.1:** Rango de fase y sensibilidad para distintas configuraciones de anillos rectangulares y elípticos dobles.

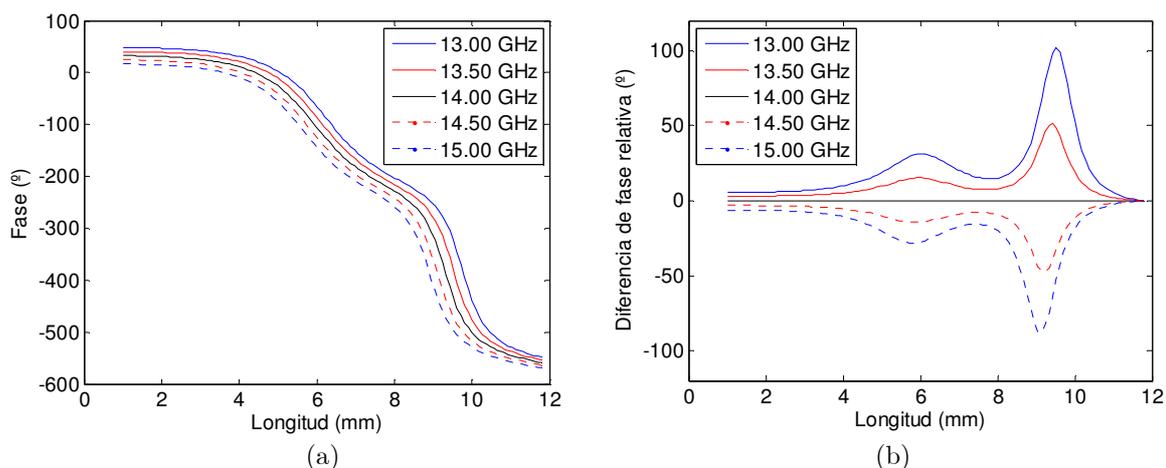
Las Figuras 4.14 y 4.15 muestran la respuesta en frecuencia de las anillas dobles rectangulares y elípticas (con  $W = S = 0.9\text{mm}$ ), respectivamente. Se puede observar que, al variar 1 GHz la frecuencia central de 14 GHz se ocasiona un desplazamiento en las curvas de diseño que, en término de diferencias relativas, alcanza un valor máximo de  $89.5^\circ$  en el caso de las anillas rectangulares y de  $101.9^\circ$  para las elípticas. Esto indica que el ancho de banda de las anillas rectangulares es ligeramente mejor que el de las elípticas.

El efecto de la variación del ángulo de incidencia se muestra en las Figuras 4.16 y 4.17. Las anillas elípticas presentan un mejor comportamiento ya que las variaciones en las curvas de diseño son más suaves y, por lo tanto, la corrección del mapeo de las celdas del reflectarray es más exacta. Las anillas rectangulares presentan unas anomalías que impiden corregir correctamente el efecto del ángulo de incidencia a menos que se limite el rango de fase útil a unos  $520^\circ$ . En ambos casos, la variación respecto a  $\phi$  es mínima, sin embargo conviene no exceder de los  $35^\circ$  respecto a la incidencia normal en  $\theta$ .

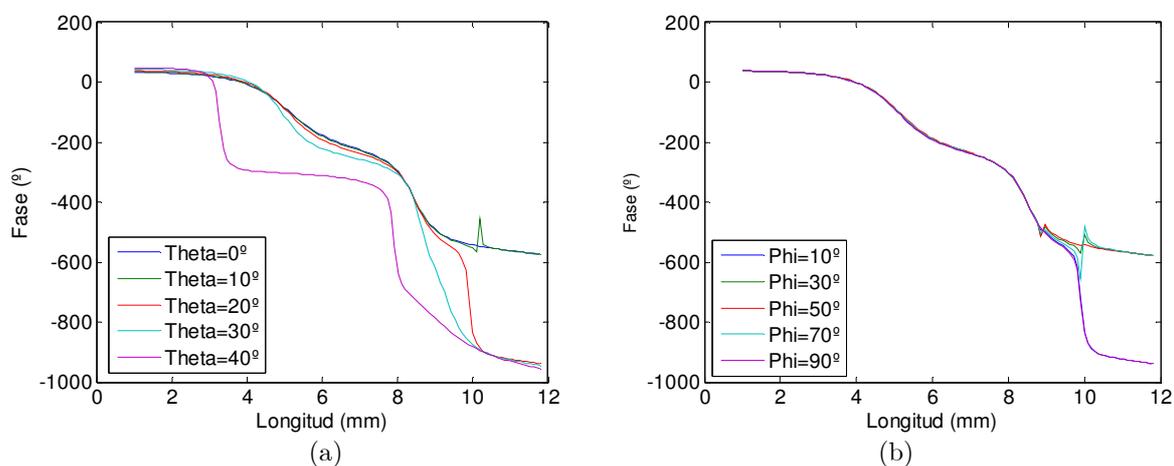
En definitiva, las anillas dobles presentan ventajas claras frente a los parches simples ya que cubren ampliamente el rango de  $360^\circ$ . No obstante, su rango de fase no es lo suficientemente grande como para compensar el retardo de fase espacial. Como es de esperar, la sensibilidad de las curvas de diseño disminuye conforme aumenta la anchura o la separación entre las anillas. El comportamiento de las anillas rectangulares y elípticas es bastante similar aunque se puede decir que las anillas rectangulares presentan un mejor comportamiento en frecuencia, por el contrario las anillas elípticas responden mejor frente al ángulo de incidencia. Si se precisa compensar el retardo de fase espacial es necesario buscar estructuras alternativas.



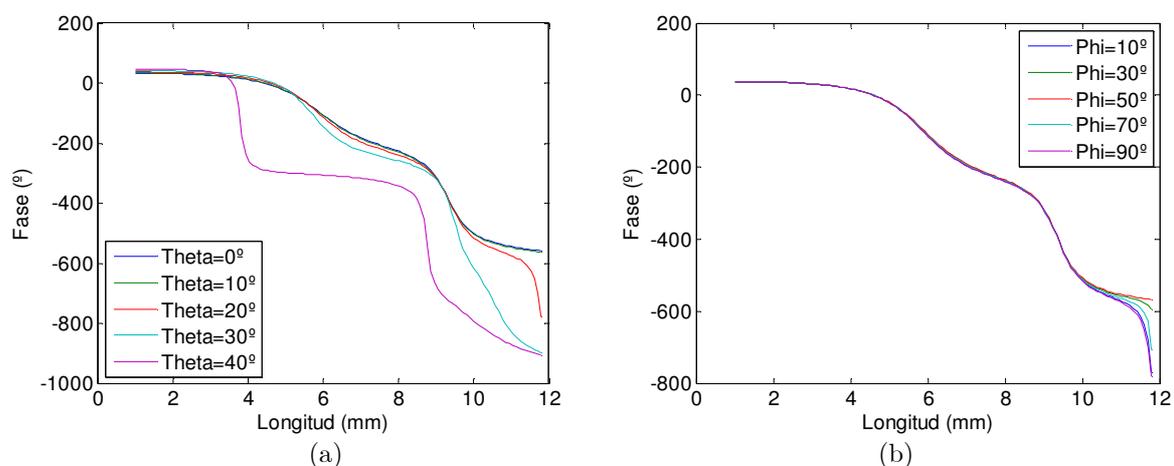
**Figura 4.14:** Respuesta en frecuencia de las anillas rectangulares dobles con  $W=S=0.9$  mm, (a) curvas de diseño, (b) diferencia de fase relativa respecto a la frecuencia central de 14 GHz.



**Figura 4.15:** Respuesta en frecuencia de las anillas elípticas dobles con  $W=S=0.9$  mm, (a) curvas de diseño, (b) diferencia de fase relativa respecto a la frecuencia central de 14 GHz.



**Figura 4.16:** Respuesta con el ángulo de incidencia de las anillas rectangulares dobles ( $W=S=0.9$  mm): (a) barrido en  $\theta$ ,  $\phi=90^\circ$ , (b) barrido en  $\phi$ ,  $\theta=20^\circ$ .



**Figura 4.17:** Respuesta con el ángulo de incidencia de las anillas elípticas dobles con  $W=S=0.9$  mm: (a) barrido en  $\theta$ ,  $\phi=0^\circ$ , (b) barrido en  $\phi$ ,  $\theta=20^\circ$ .

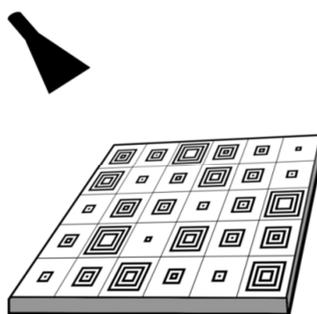
### 4.5.2 Anillas múltiples

Las anillas dobles, a pesar de extender el rango de fase por encima de  $360^\circ$ , no proporcionan variaciones suficientes como para compensar el retardo de fase espacial. Una alternativa para conseguirlo es introducir un mayor número de elementos resonantes, lo que se puede conseguir mediante el empleo de anillas concéntricas múltiples [27]-[28] ilustrado en la Figura 4.18.

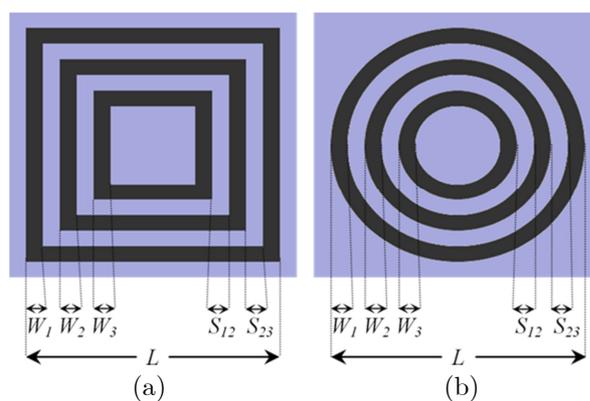
La idea de las anillas múltiples consiste en generar nuevas anillas en el interior de la anilla externa en función del espacio disponible a lo largo del barrido. Cada anilla presentará una resonancia aproximadamente a la misma longitud por lo que durante el barrido en longitud se irán sucediendo los efectos de cada una de las resonancias sobre la fase. La distancia entre las anillas y su anchura permiten controlar hasta cierto punto la aparición de las resonancias por lo que se consigue una capacidad limitada de ajuste de la respuesta en fase. Fijadas las anchuras y separaciones, el tamaño de la celda fijará el número máximo posible de anillas. Además, la generación gradual de las mismas partiendo de la celda unidad vacía, permitiría incrementar ligeramente el rango de variación de fase alcanzable.

Para ilustrar esta idea, a continuación se describe el proceso de generación de la anilla cuadrada triple (Figura 4.19(a)) que se puede generalizar de forma directa a un número arbitrario. Prefijadas la separación ( $S_{12}$ ,  $S_{23}$ , etc.) y anchura ( $W_1$ ,  $W_2$ ,  $W_3$ , etc.) de las anillas, las dimensiones restantes estarán definidas por la longitud de la anilla de mayor tamaño ( $L$ ). Se parte de la celda sin geometría y se va incrementando  $L$  de forma que se genera un pequeño parche que degenera en la primera anilla. Al seguir incrementando  $L$  irán apareciendo secuencialmente las nuevas anillas hasta el máximo preestablecido. El proceso se ilustra en la Figura 4.20. De esta forma aparecerán las tres resonancias cuando la dimensión de cada anilla sea aproximadamente igual a la de resonancia.

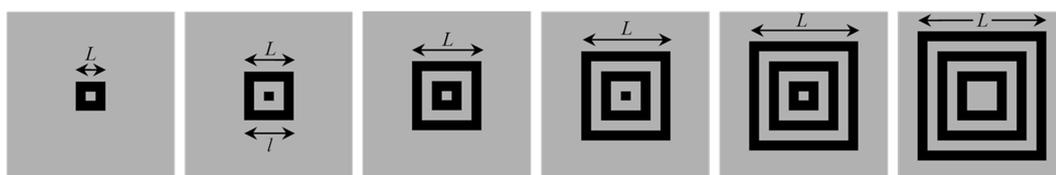
Con estas estructuras se consiguen rangos de fase aproximadamente proporcionales al número de anillas implementadas, como puede observarse para el caso de anillas simples, dobles, triples y cuádruples analizados en la Figura 4.21. Los rangos de fase alcanzados en este caso concreto, descrito en el pie de figura, son de  $300.7^\circ$ ,  $635.8^\circ$ ,  $971.9^\circ$  y  $1296.6^\circ$ , para anillas simples, dobles, triples y cuádruples respectivamente. El empleo de este tipo de elementos de fase permitiría compensar de forma relativamente sencilla retardos de fase espacial de hasta dos o tres longitudes de onda. Sin embargo, como se observa en la Figura 4.21(b), su principal problema es el marcado incremento de la sensibilidad para las anillas internas.



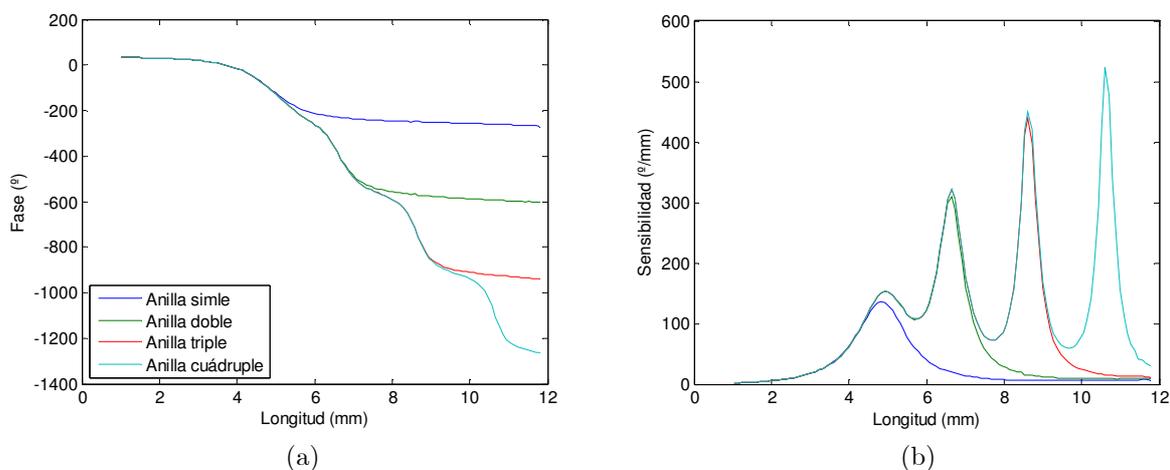
**Figura 4.18:** Reflectarray implementado con anillas concéntricas múltiples cuadradas.



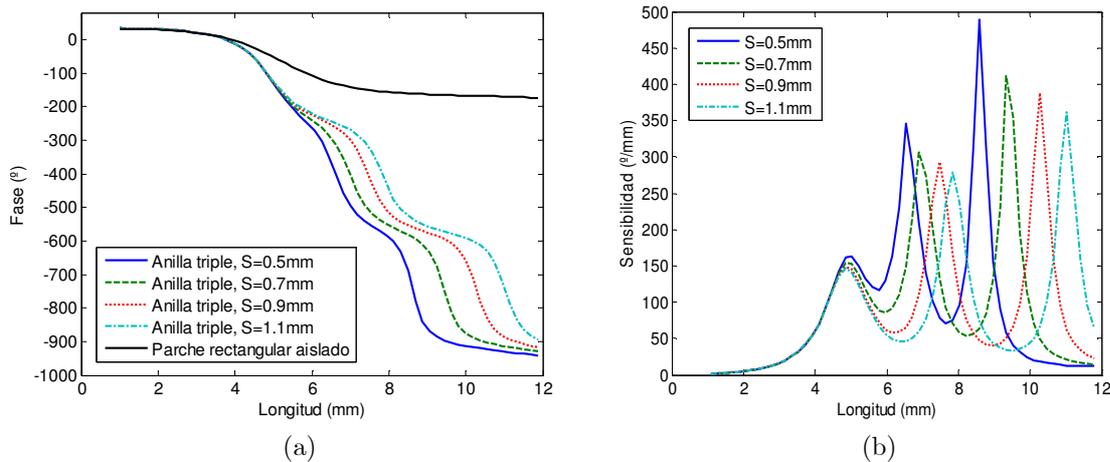
**Figura 4.19:** Descripción de las dimensiones de la anilla triple, (a) anilla rectangular, (b) anilla elíptica.



**Figura 4.20:** Evolución de la anilla triple en función de la longitud ( $L$ ).



**Figura 4.21:** Comparación entre la anilla cuadrada simple, doble, triple y cuádruple. (a) curva de diseño, (b) sensibilidad.  $W = 0.5$  mm,  $S = 0.5$  mm, celda cuadrada de 12 mm, espesor del dieléctrico=3.175 mm,  $\epsilon_r = 2.17$ ,  $f_0=14$  GHz.

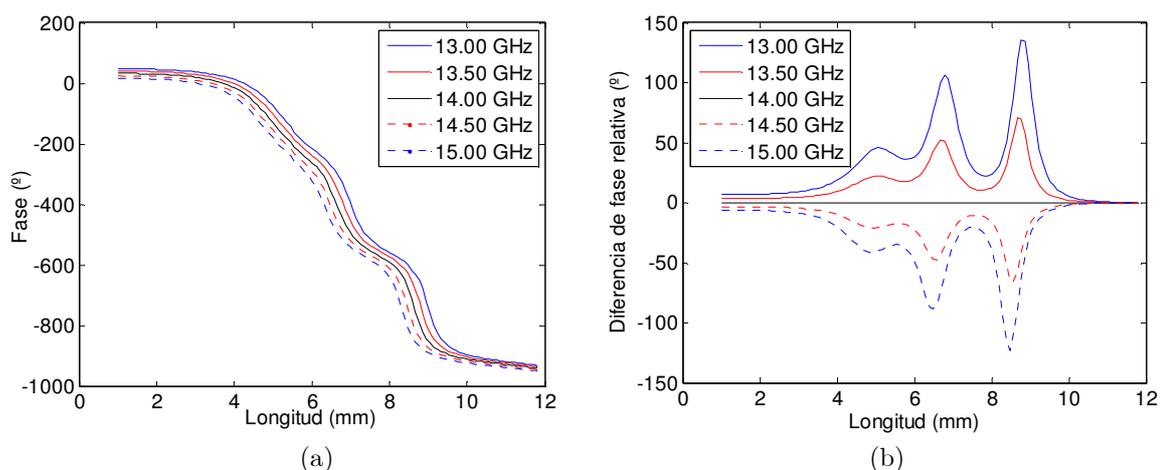


**Figura 4.22:** Comparación entre el parche aislado y la anilla cuadrada triple con diferente separaciones entre anillas.  $W = 0.5$  mm, celda unidad de 12 mm, espesor del dieléctrico=3.175 mm,  $\epsilon_r=2.17$ ,  $f_0=14$  GHz. (a) curvas de diseño, (b) sensibilidad de fase para la anilla cuadrada triple.

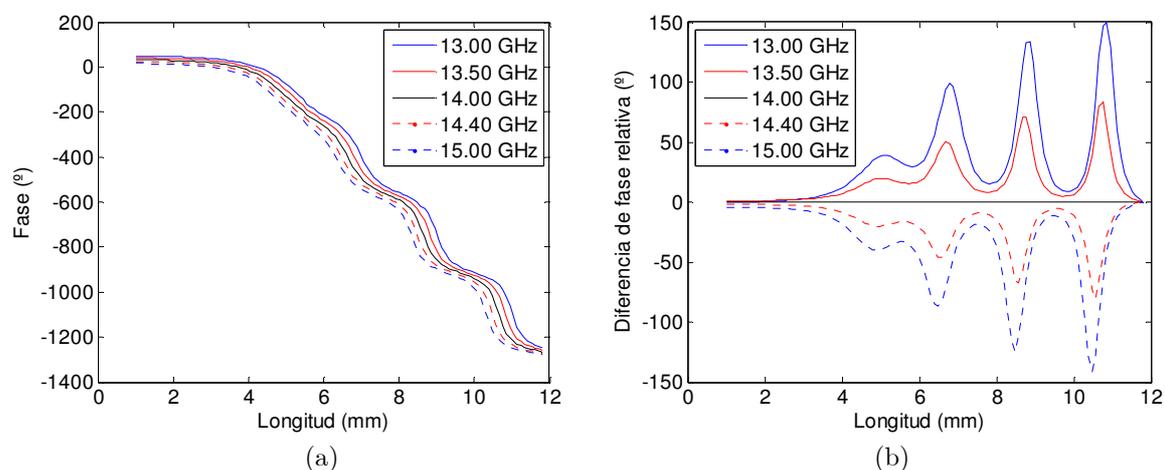
En la Figura 4.22(b) se representa la sensibilidad asociada a las anillas triples descritas en el pie de Figura. En este caso se obtiene un rango de fase máximo de  $973.5^\circ$  capaz de compensar un retardo de fase espacial de hasta prácticamente dos longitudes de onda, con una sensibilidad considerable que dificulta su empleo para el diseño, aunque disminuye al aumentar la separación entre las anillas. Este resultado es lógico ya que al aumentar la separación de las anillas se alejan las resonancias con lo que el solapamiento de su efecto es menor.

En lo que respecta al comportamiento en frecuencia, las Figura 4.23 y 4.24 muestran las curvas de diseño para anillas triples y cuádruples trabajando a la frecuencia central de 14 GHz conservando el mismo tamaño de celda y substrato. La máxima diferencia de fase relativa cuando se varía la frecuencia 1 GHz, es de  $135.5^\circ$  para anillas triples lo que supone una peor respuesta que la que ofrecen las anillas dobles. Las anillas cuádruples presentan una respuesta ligeramente peor con una diferencia relativa de  $149.5^\circ$ .

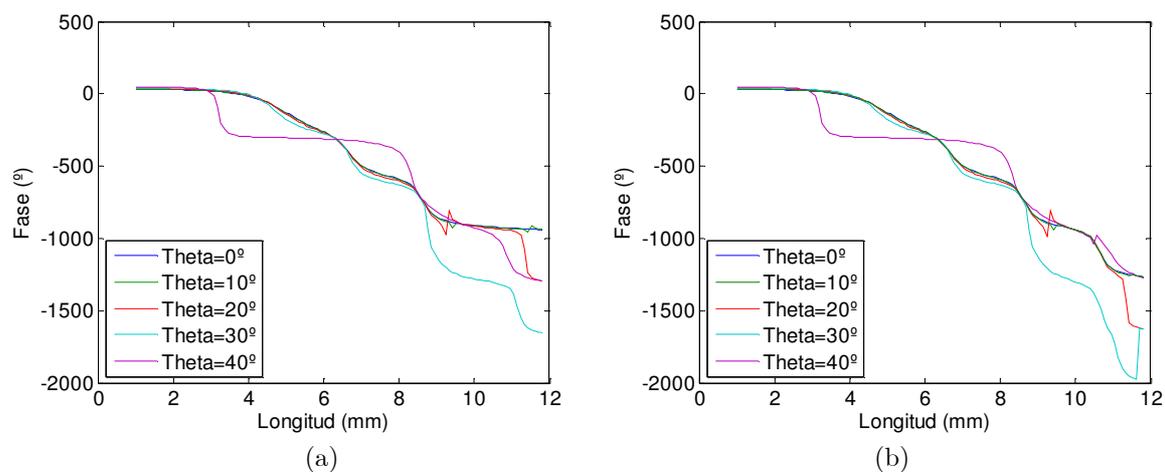
El comportamiento en función del ángulo de incidencia (Figura 4.25), es similar tanto con las anillas triples como con las cuádruples. Hasta  $\theta=25^\circ$  no se aprecian grandes diferencias y las anomalías o resonancias espúreas que presentan las curvas de diseño son relativamente pequeñas. A partir de  $25^\circ$  las curvas de diseño varían notablemente, por lo que sería conveniente compensar este comportamiento redimensionando adecuadamente las longitudes de las anillas de cada celda del reflectarray en función del ángulo con el que incide el campo para cada una de las celdas.



**Figura 4.23:** Comportamiento en frecuencia de las anillas rectangulares triples con  $W=S=0.5$  mm, (a) curvas de diseño, (b) diferencia de fase relativa respecto a la frecuencia central de 14 GHz.



**Figura 4.24:** Comportamiento en frecuencia de las anillas rectangulares cuádruples con  $W=S=0.5$  mm, (a) curvas de diseño, (b) diferencia de fase relativa respecto a la frecuencia central de 14 GHz.



**Figura 4.25:** Comportamiento en ángulo de incidencia de las anillas rectangulares dobles con  $W=S=0.5$  mm, barrido en  $\theta$ ,  $\phi=0^\circ$ , (a) anillas triples (b) anillas cuádruples.

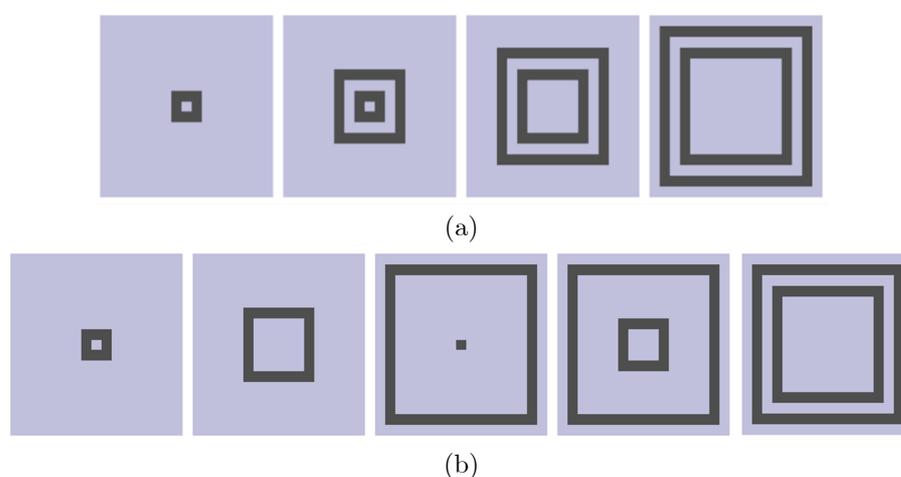
En base a los análisis de estructuras de dos, tres y cuatro anillas múltiples, se pueden extraer algunas conclusiones que se exponen a continuación: teniendo en cuenta las tolerancias de fabricación y eligiendo adecuadamente tanto la separación de las anillas como el dieléctrico que las soporta, su espesor y permitividad, es posible suavizar las pendientes de las curvas de diseño, manteniendo un amplio rango de variación de fase. Al igual que ocurre con los parches monocapa, una reducción del espesor del dieléctrico aumenta el rango de fase, aunque a costa de aumentar su pendiente y dificultando la implementación por las tolerancias de fabricación. Sustratos con una permitividad baja presentan una pendiente más suave. La herramienta de análisis permite extender este concepto a un número arbitrario de anillas, no obstante, los picos de sensibilidad pueden resultar críticos. Dado un determinado diseño, probablemente fuese posible encontrar configuraciones con rangos de variación de fase amplios y curvas de diseño relativamente uniformes con sensibilidades acorde a las tolerancias de fabricación que ofrezca la tecnología disponible. Sin embargo, el grado de complejidad de este proceso anima a buscar soluciones alternativas.

### 4.5.3 Estructura en parche-anilla evolutiva múltiple

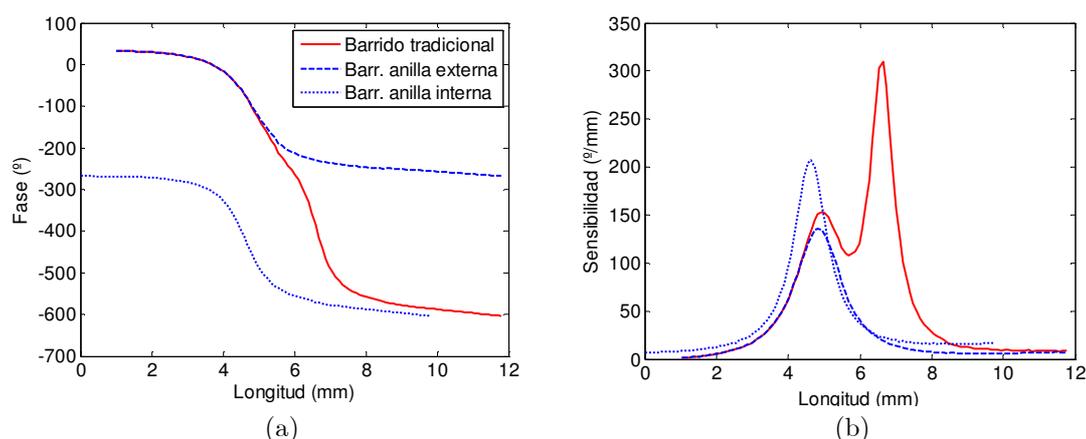
Aunque las anillas múltiples proporcionan un rango de fase que permite compensar retardos espaciales de fase de varias longitudes de onda, los elevados picos de sensibilidad que presentan degradan el ancho de banda propio del elemento de fase y obligan a utilizar tecnología de gran precisión en el proceso de fabricación pues la elevada sensibilidad traduce las tolerancias de fabricación en errores de fase que pueden ser excesivos. Por ejemplo, un pico de sensibilidad de  $400^\circ/\text{mm}$  se traduce en un error de fase de  $32^\circ$  para un desvío de  $80\ \mu\text{m}$  en la longitud de la anilla. Si bien es cierto que los máximos de sensibilidad son aislados y el error introducido en gran parte de las fases será menor.

Dado que se puede disminuir la sensibilidad separando las anillas, se puede optar por el empleo del barrido independiente [29] en el cual se realizan movimientos independientes de cada una de las anillas que componen el elemento de fase (Figura 4.26). Suponiendo una estructura con anillas triples, durante la primera parte del barrido se hace crecer la anilla externa hasta su tamaño máximo, a continuación se hace crecer la segunda hasta su tamaño máximo respetando la separación definida con la anilla externa que permanece estática para finalmente hacer crecer a la tercera anilla sin modificar las otras dos. Con esta estrategia, la geometría inicial y final del

barrido coincide con la que se genera con la anilla triple, por lo tanto el rango de fase se mantiene. Sin embargo los efectos de las resonancias se han alejado lo máximo posible ya que cuando la anilla externa pasa por la longitud de resonancia, las demás anillas aún no han aparecido. Cuando lo hace la segunda anilla, la anilla externa se encuentra a su longitud máxima con lo que el solapamiento de sus efectos es mínimo y así sucesivamente. Esto ocasiona una disminución significativa de la sensibilidad como se aprecia en el análisis mostrado en la Figura 4.27 y en la Tabla 4.2, donde se compara el barrido tradicional frente al barrido independiente para una estructura de dos anillas.



**Figura 4.26:** Esquema de los modos de barrido en longitud para la anilla doble, (a) barrido convencional o dependiente, (b) barrido independiente.

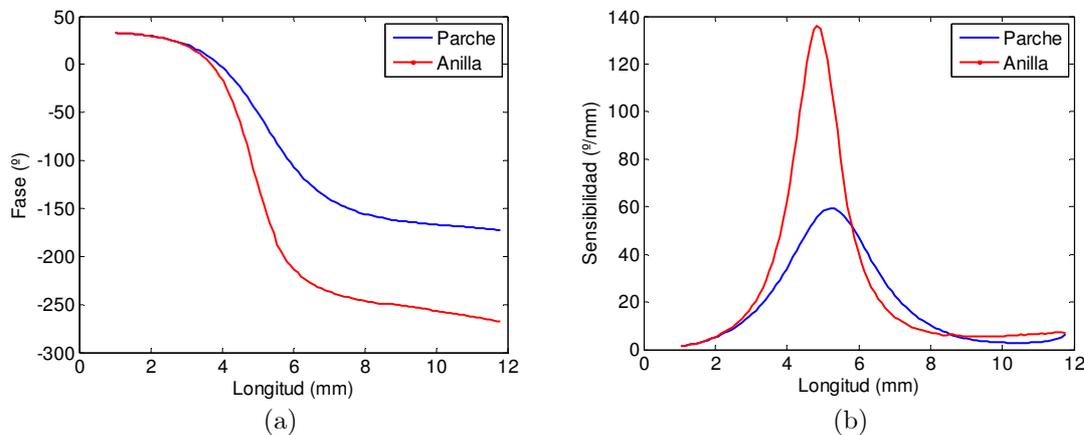


**Figura 4.27:** Comparación entre el barrido independiente y el tradicional para anillas rectangulares dobles, (a) curvas de diseño, (b) sensibilidad.  $W=S=0.5$  mm, celda cuadrada de 12 mm, espesor del dieléctrico=3.175 mm,  $\epsilon_r=2.17$ ,  $f_0=14$  GHz.

| Barrido       | Sensibilidad ( $^{\circ}/\text{mm}$ ) |                           | Rango de fase ( $^{\circ}$ ) |
|---------------|---------------------------------------|---------------------------|------------------------------|
|               | 1 <sup>a</sup> resonancia             | 2 <sup>a</sup> resonancia |                              |
| Independiente | 136.1                                 | 207.5                     | 636                          |
| Convencional  | 153.2                                 | 309.9                     | 636                          |

**Tabla 4.2:** Comparación de los picos de sensibilidad entre el barrido independiente y el convencional para la anilla doble.

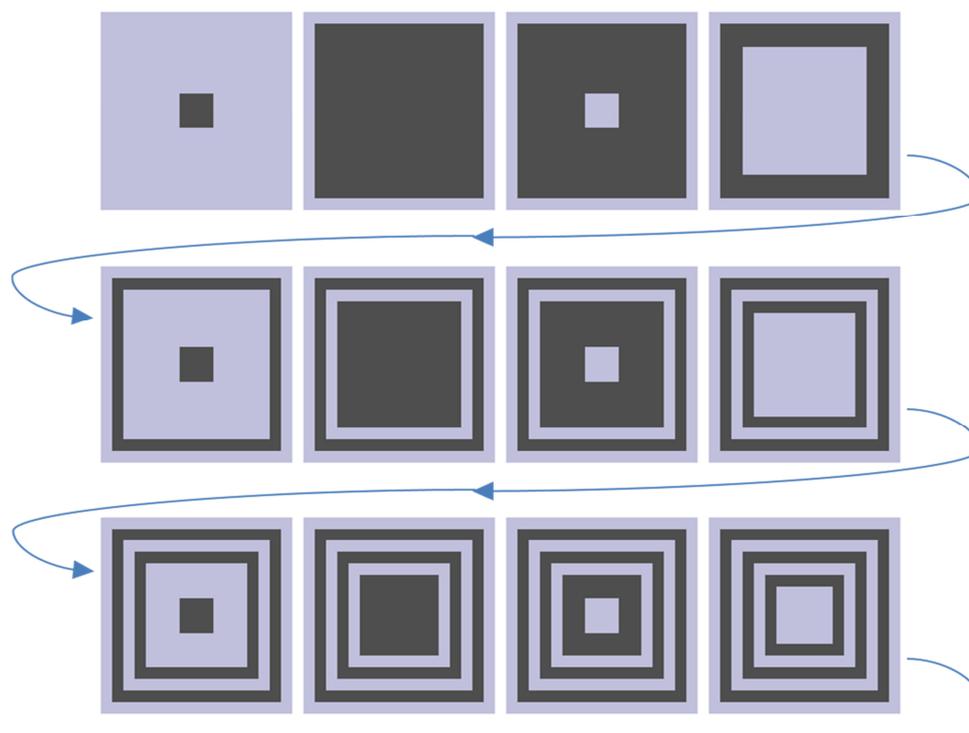
Una versión evolucionada del barrido independiente aplicado a anillas consiste en separar el movimiento del contorno externo y el interno para cada anilla. La motivación es que los parches presentan una sensibilidad menor que las anillas, aunque a costa de disminuir ligeramente el rango de fase (Figura 4.28, Tabla 4.3). El concepto de anilla múltiple implica que inicialmente se introduce un parche que se transformará en anilla cuando la longitud sea mayor que dos veces su anchura. En esta versión del barrido independiente se hace crecer el parche hasta su longitud máxima y una vez alcanzada se comienza a vaciar hasta alcanzar la anchura definida para la anilla. La Figura 4.29 muestra un esquema de este concepto de barrido en longitud que da lugar a lo que se ha denominado estructura en parche-anilla evolutiva múltiple [29]. Esta idea es trasladable a un número arbitrario de anillas siempre que haya espacio suficiente dentro de la celda y se respeten los valores de anchura y separación de las anillas.



**Figura 4.28:** Comparación entre el parche y la anilla, (a) curvas de diseño, (b) sensibilidad.  $W=S=0.5$  mm, celda cuadrada de 12 mm, espesor del dieléctrico=3.175 mm,  $\epsilon_r=2.17$ ,  $f_0=14$  GHz.

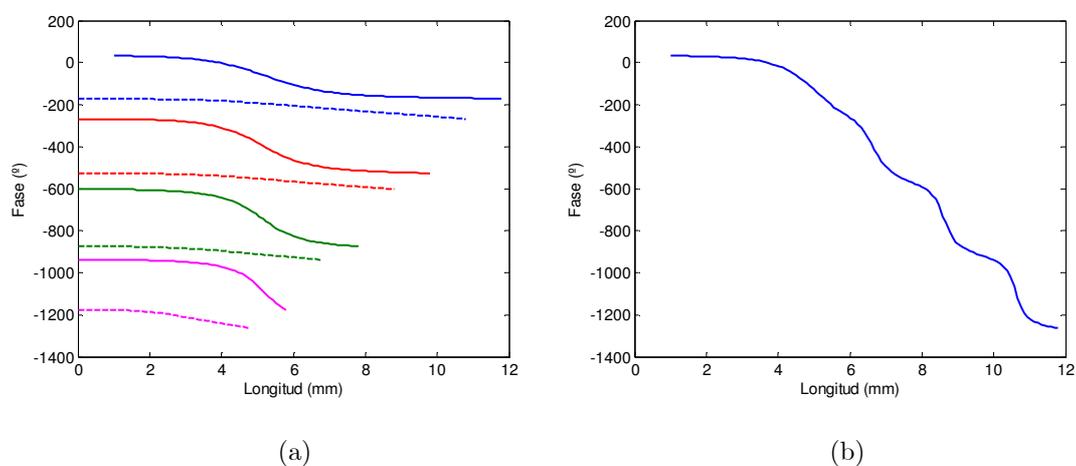
| Estructura | Sensibilidad ( $^{\circ}/\text{mm}$ ) | Rango de fase ( $^{\circ}$ ) |
|------------|---------------------------------------|------------------------------|
|            | Resonancia única                      |                              |
| Parche     | 59.36                                 | 205.8                        |
| Anilla     | 136.1                                 | 300.7                        |

**Tabla 4.3:** Comparación de los picos de sensibilidad y rango de fase entre el parche y la anilla.



**Figura 4.29:** Barrido en longitud para la estructura en parche-anilla evolutiva múltiple.

Las Figuras 4.30-4.31 muestran las curvas de diseño del parche-anilla evolutivo en comparación con la anilla cuádruple convencional en igualdad de condiciones geométricas y eléctricas. La curva de diseño de la estructura contiene las curvas de cada uno de los movimientos independientes y la longitud indica el tamaño del parche en movimiento o la posición de su vaciado. El rango de fase alcanzado es de  $1297^\circ$  en ambos casos, como era de esperar. Sin embargo, la sensibilidad de la nueva estructura se ha reducido considerablemente como se muestra en la Tabla 4.4.



**Figura 4.30:** Curvas de diseño, (a) parche-anilla evolutivo, (b) anilla cuádruple convencional.

$W=S=0.5\text{mm}$ , celda cuadrada de  $12\text{ mm}$ , espesor del dieléctrico= $3.175\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=2.17$ ,  $f_0=14\text{ GHz}$ .

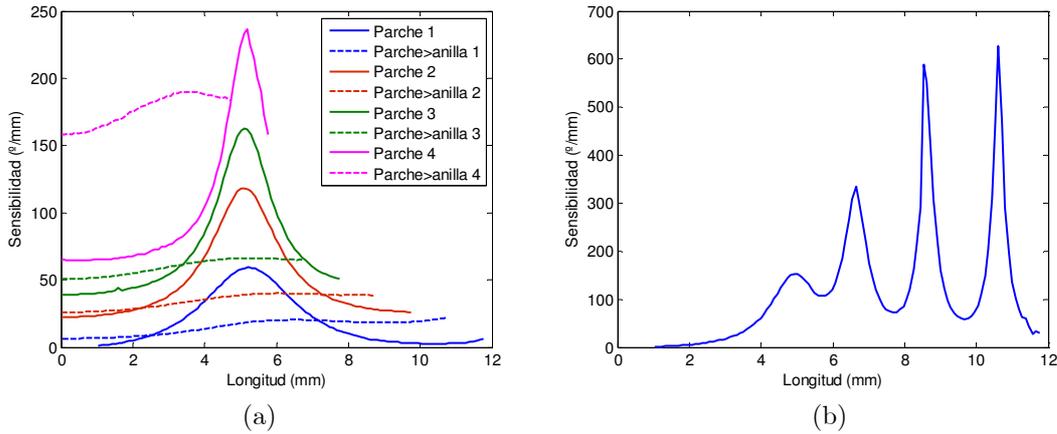


Figura 4.31: Sensibilidad, (a) parche-anilla evolutivo, (b) anilla cuádruple convencional.

| Geometría          | Sensibilidad (°/mm) |               |               |               |
|--------------------|---------------------|---------------|---------------|---------------|
|                    | 1ª resonancia       | 2ª resonancia | 3ª resonancia | 4ª resonancia |
| Parche-anilla evo. | 59.36               | 118.1         | 162.5         | 236.7         |
| Anilla cuádruple   | 153.3               | 334.9         | 588.9         | 627           |

Tabla 4.4: Comparación de los picos de sensibilidad entre el parche-anilla evolutivo y la anilla cuádruple convencional.

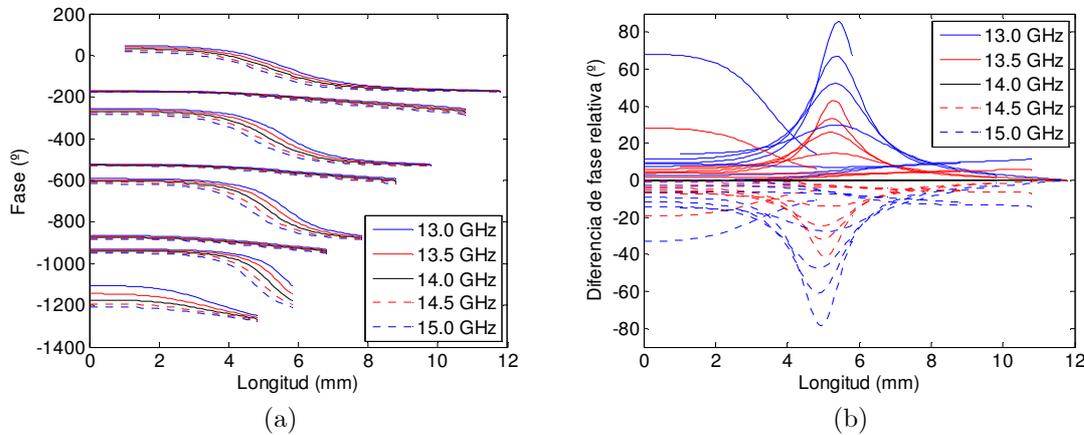


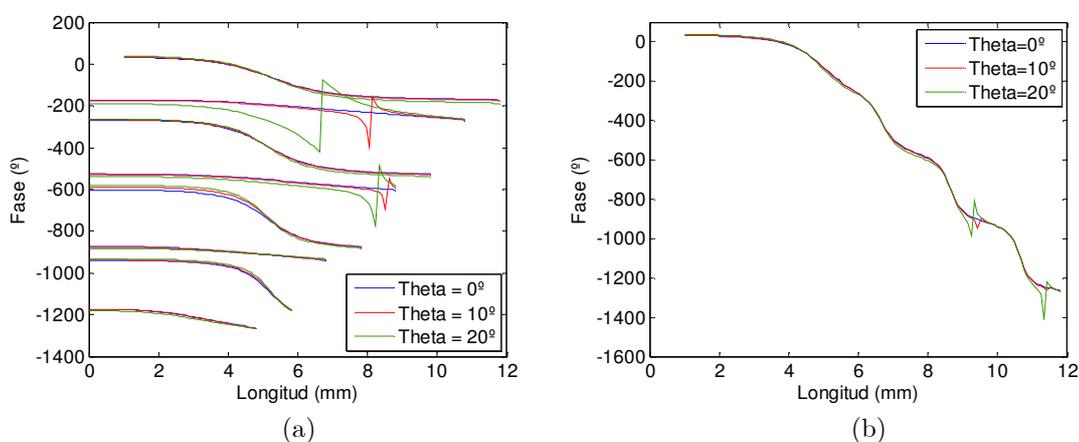
Figura 4.32: Comportamiento en frecuencia del parche-anilla evolutivo con  $W=S=0.5$  mm, (a) curvas de diseño, (b) diferencia de fase relativa respecto a la frecuencia central de 14 GHz.

| Geometría          | Diferencia de fase relativa a $\pm 1$ GHz (°) |               |               |               |
|--------------------|---|---------------|---------------|---------------|
|                    | 1ª resonancia                                 | 2ª resonancia | 3ª resonancia | 4ª resonancia |
| Parche-anilla evo. | 29.9  | 52.49         | 67.16         | 85.81         |
| Anilla cuádruple   | 38.98   | 99.35         | 133.6         | 149.5         |

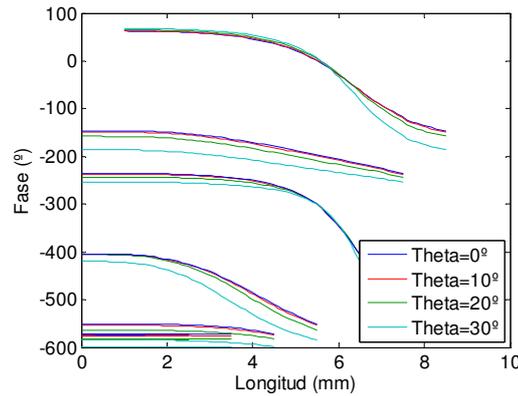
Tabla 4.5: Comparación de los picos de diferencia de fase relativa entre el parche-anilla evolutivo y la anilla cuádruple convencional.

En la Figura 4.32 se muestra la respuesta en frecuencia del parche-anilla evolutivo. Si se comparan las diferencias de la variación de fase con la frecuencia (Figura 4.32(b)), que limitan el ancho de banda, con las obtenidas con las anillas cuádruples (Figura 4.24(b)) se comprueba que la nueva estructura se comporta notablemente mejor que las anillas convencionales (Tabla 4.5), presentando desviaciones de fase significativamente menores.

Finamente, en la Figura 4.33(a), se analiza la respuesta de la estructura con el ángulo de incidencia. Puede observarse como para ángulos de incidencia superiores a  $20^\circ$ , aparecen resonancias que dificultan significativamente el proceso de compensación de fase, frente a la respuesta que presentan las anillas cuádruples (Figura 4.33(b)). Para facilitar el empleo de estas geometrías evitando el efecto de estas resonancias, se puede restringir el barrido en longitud para que dichas resonancias queden fuera del rango considerado. En este caso concreto, la longitud máxima del barrido debe ser de 8.5 mm ya que las discontinuidades hacen su aparición en torno a los 9mm. Con esta limitación, tal y como se muestra en la Figura 4.34, la variación de fase en función del ángulo de incidencia presenta un comportamiento mucho más estable y permite la compensación de fases a costa de reducir el rango de fase alcanzable debido a que el tercer y cuarto elemento no aportan desfases significativos. Para evitar este problema, sería preciso situar el alimentador de forma que los ángulos de incidencia sobre el reflectarray fuesen pequeños y, por tanto, más alejado del mismo, produciendo un incremento del volumen ocupado por el reflectarray.



**Figura 4.33:** Curvas de diseño para diferentes ángulos de incidencia, (a) parche-anilla evolutivo, (b) anilla cuádruple convencional.



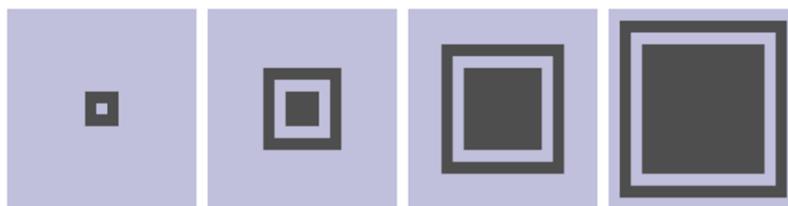
**Figura 4.34:** Curvas de diseño para diferentes ángulos de incidencia para el parche-anilla evolutivo con barrido limitado a 8.5 mm.

Como resultado del análisis expuesto, se puede afirmar que el parche-anilla evolutivo presenta algunas ventajas respecto a las anillas múltiples con barrido convencional: manteniendo los mismos rangos de fase capaces de compensar el retardo de fase espacial de varias longitudes de onda, el parche-anilla evolutivo consigue reducir en gran medida los elevados picos de sensibilidad que presentan las anillas múltiples y además mejora su respuesta en frecuencia reduciendo la diferencia de fase relativa respecto a la frecuencia central. Sin embargo, el incremento del ángulo de incidencia provoca la aparición de resonancias que dificultan la compensación de fase. Este problema se puede evitar reduciendo el rango de barrido del parámetro geométrico a costa de reducir el rango de compensación de fase, o alejando el alimentador, con el consecuente incremento de volumen ocupado por la antena.

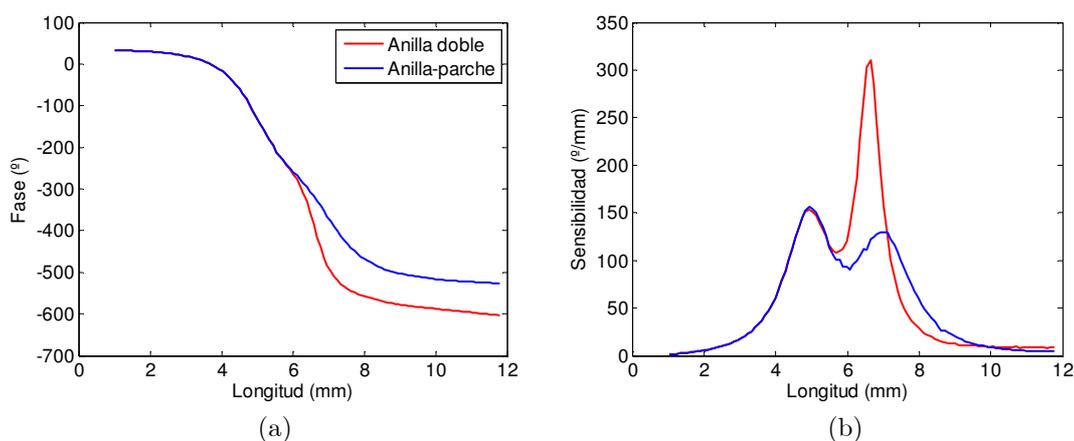
#### 4.5.4 Estructura híbrida anilla-parche

Si se fija como objetivo mejorar la respuesta en frecuencia consiguiendo rangos de fase mínimos de  $360^\circ$  para conseguir mapeos de fase completos, en lugar de buscar amplios rangos de fase que compensen el retardo de fase espacial, la curva de diseño debe tener una pendiente lo más constante posible, es decir, una sensibilidad constante.

Las anillas dobles analizadas previamente, presentaban un pico de sensibilidad en la segunda resonancia considerablemente mayor que el de la primera (Figura 4.12), por lo que parece razonable pensar en sustituir la segunda anilla por un parche, que presenta una respuesta en fase mucho más suave.



**Figura 4.35:** Esquema de la estructura híbrida anilla-parche.



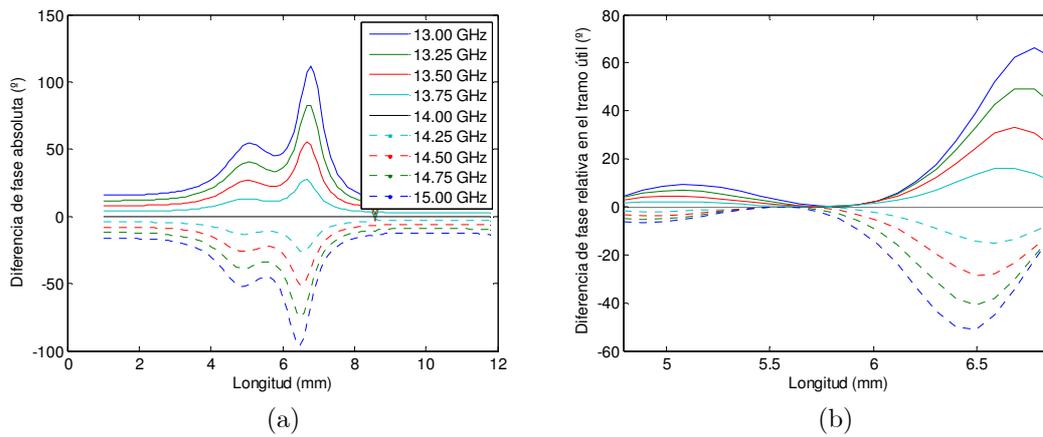
**Figura 4.36:** Comparación entre la anilla doble y la anilla-parche con barrido convencional, (a) curvas de diseño, (b) sensibilidad.  $W=S=0.5\text{mm}$ , celda unidad de 12 mm, espesor del dieléctrico= $3.175\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=2.17$ ,  $f_0=14\text{ GHz}$ .

Esta idea da lugar a la estructura híbrida anilla-parche, cuyo esquema básico de generación se muestra en la Figura 4.35, que, aunque proporciona un rango de fase menor que las anillas dobles, supera con holgura los  $360^\circ$  buscados, tal y como puede apreciarse en la Figura 4.36(a) donde se comparan las curvas de diseño para ambos casos en la situación descrita en el pie de Figura. Las sensibilidades en ambos casos se comparan en la Figura 4.36(b), resultando evidentes las mejores prestaciones de la estructura híbrida anilla-parche, cuyos picos de sensibilidad, mostrados en la Tabla 4.6, son significativamente menores.

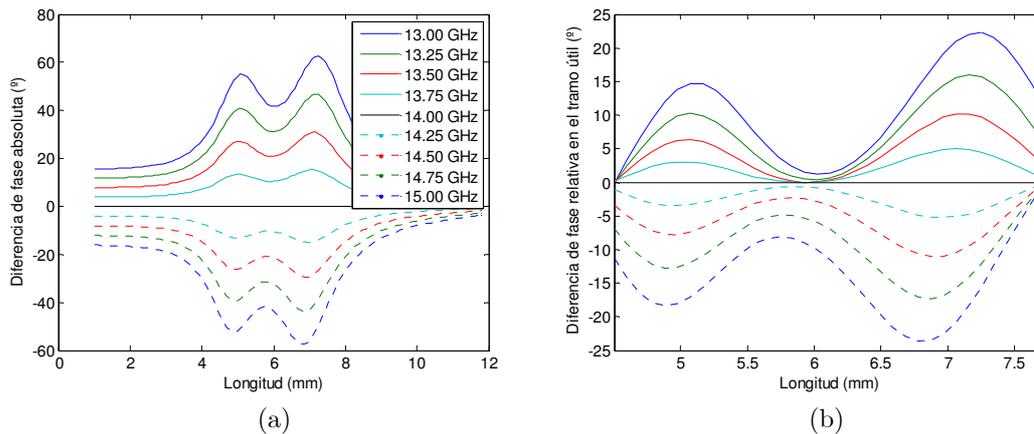
A la hora de efectuar la implementación, disponer de un rango de fase que supere claramente los  $360^\circ$  ofrece una ventaja clara: permite la utilización del parámetro de diseño en el margen que proporcione la respuesta más uniforme posible con la frecuencia. Para seleccionar este margen, la opción más sencilla y visual es representar las diferencias absolutas de fase respecto a la frecuencia de diseño y a partir de ellas las diferencias relativas en los márgenes de interés del parámetro.

| Estructura    | Sensibilidad ( $^{\circ}/\text{mm}$ ) |                           | Rango de fase ( $^{\circ}$ ) |
|---------------|---------------------------------------|---------------------------|------------------------------|
|               | 1 <sup>a</sup> resonancia             | 2 <sup>a</sup> resonancia |                              |
| Anilla-parche | 156                                   | 129.9                     | 559.5                        |
| Anilla doble  | 153.2                                 | 309.9                     | 636                          |

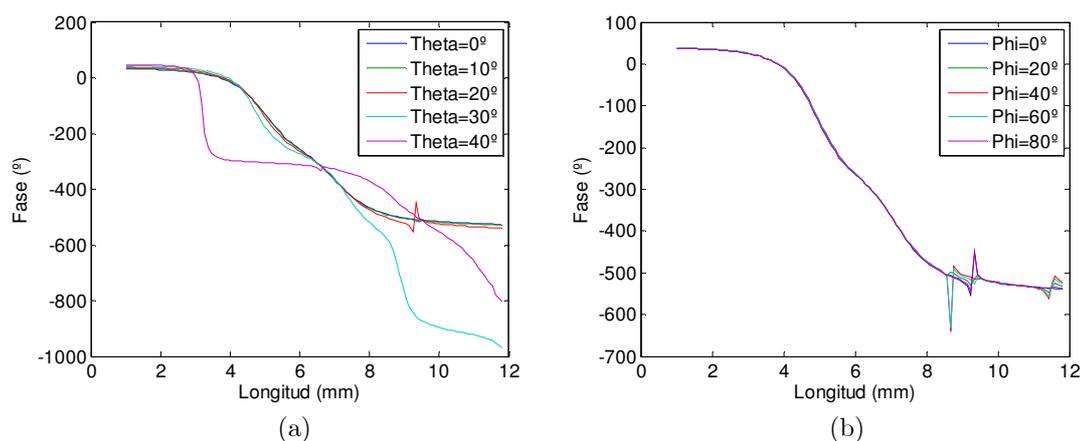
**Tabla 4.6:** Comparación de los picos de sensibilidad entre la anilla doble y la anilla-parche.



**Figura 4.37:** Análisis en frecuencia de la anilla doble con barrido convencional, (a) Diferencia absoluta de fase respecto a la frecuencia central, (b) diferencia relativa dentro del tramo útil.  $W=S=0.5\text{mm}$ , celda cuadrada de 12 mm, espesor del dieléctrico=3.175 mm,  $\epsilon_r=2.17$ ,  $f_0=14$  GHz.



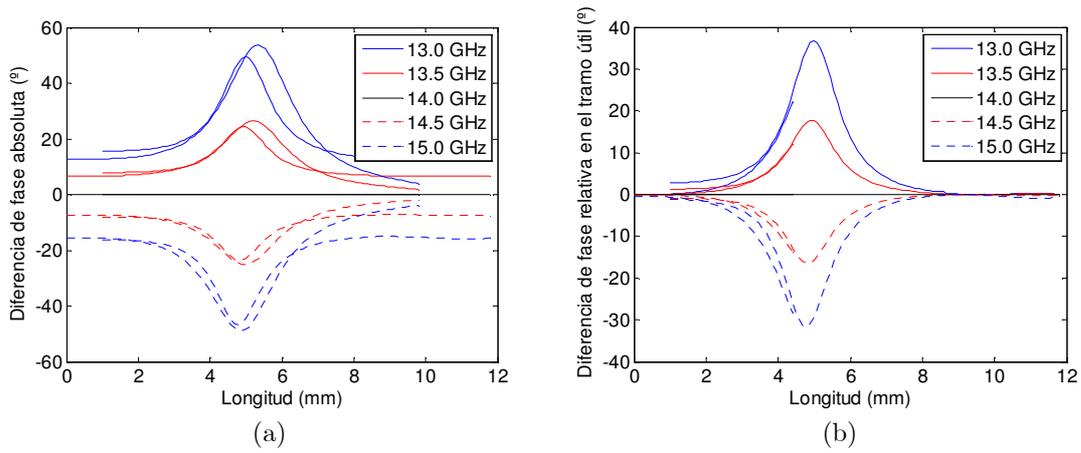
**Figura 4.38:** Análisis en frecuencia de la estructura híbrida anilla-parche con barrido convencional, (a) Diferencia absoluta de fase respecto a la frecuencia central, (b) diferencia relativa dentro del tramo útil.  $W=S=0.5\text{mm}$ , celda cuadrada de 12mm, espesor del dieléctrico=3.175 mm,  $\epsilon_r=2.17$ ,  $f_0=14$  GHz.



**Figura 4.39:** Comportamiento en ángulo de incidencia de la estructura híbrida anilla-parche con barrido convencional con  $W=S=0.9\text{mm}$ , (a) barrido en  $\theta$ ,  $\phi=90^\circ$ , (b) barrido en  $\phi$ ,  $\theta=20^\circ$ .

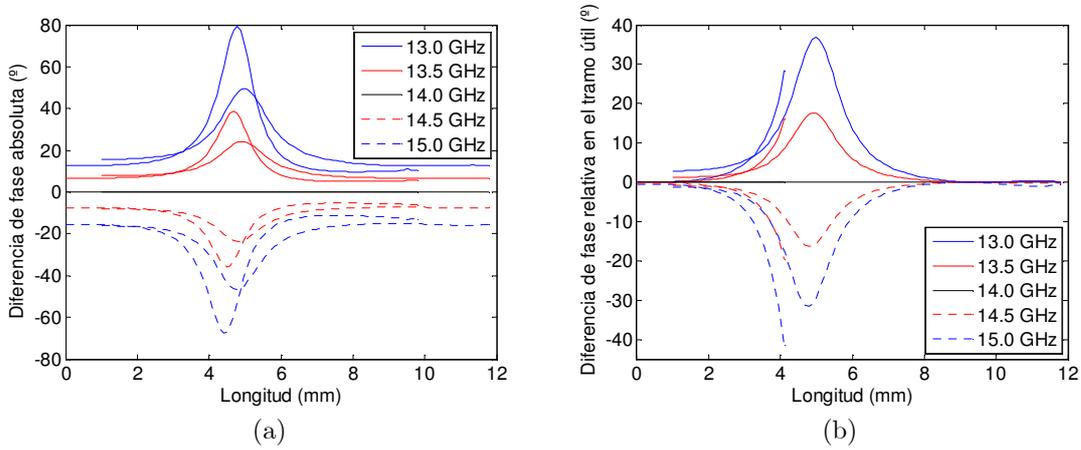
Si se considera una frecuencia de diseño de 14GHz y se calculan las diferencias absolutas de fase para los casos de las anillas dobles y la estructura híbrida anilla-parche anteriores, las diferencias de fase absolutas son las mostradas en las Figuras 4.37(a) y 4.38(a), respectivamente, a las frecuencias mostradas. Si se selecciona la zona central de variación del parámetro, comprendida entre aproximadamente 4.5 y 7 mm, resultan las curvas de fase relativa mostradas en las Figuras 4.37(b) y 4.38(b) en las que se aprecia que la máxima diferencia relativa de fase es de  $66^\circ$  para el caso de las anillas dobles y de  $23.6^\circ$  para la estructura híbrida anilla-parche a las frecuencias extremas mostradas. Esta característica facilitará la obtención de respuestas de banda más ancha.

Puesto que la estructura híbrida anilla-parche resulta interesante desde el punto de vista de su respuesta en frecuencia, es importante conocer su comportamiento en función del ángulo de incidencia. En la Figura 4.39 se muestra el comportamiento en función de los ángulos  $\theta$  y  $\phi$  para el rango completo del parámetro geométrico. Al variar el ángulo  $\theta$  de incidencia (Figura 4.39(a)), la respuesta comienza a degradarse a partir de aproximadamente  $30^\circ$  y presenta variaciones muy bruscas a partir de aproximadamente  $40^\circ$ , como ya ocurría en otras geometrías. Cuando se varía el ángulo de incidencia  $\phi$ , para valores de  $\theta$  inferiores a  $30^\circ$ , la curva de diseño permanece casi invariante a excepción de la región en torno a los 9 mm. Teniendo en cuenta que el tramo útil elegido comprende entre 4.5 y 7.7 mm, la región problemática queda excluida y la respuesta en función del ángulo de incidencia es muy suave y fácil de compensar para incidencias en  $\theta$  inferiores a  $30^\circ$ .

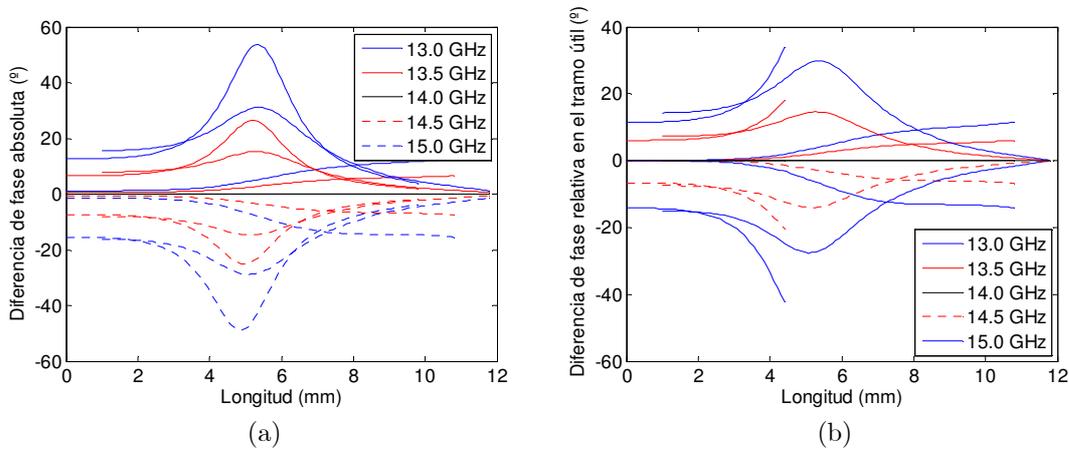


**Figura 4.40:** Análisis en frecuencia de la anilla-parche con barrido independiente, (a) Diferencia absoluta de fase respecto a la frecuencia central, (b) diferencia relativa dentro del tramo útil.

$W=S=0.5\text{mm}$ , celda cuadrada de  $12\text{mm}$ , espesor del dieléctrico= $3.175\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=2.17$ ,  $f_0=14\text{ GHz}$ .



**Figura 4.41:** Análisis en frecuencia de la anilla doble con barrido independiente, (a) Diferencia absoluta de fase respecto a la frecuencia central, (b) diferencia relativa dentro del tramo útil.  $W=S=0.5\text{mm}$ , celda cuadrada de  $12\text{ mm}$ , espesor del dieléctrico= $3.175\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=2.17$ ,  $f_0=14\text{ GHz}$ .



**Figura 4.42:** Análisis en frecuencia del parche-anilla evolutivo, (a) Diferencia absoluta de fase respecto a la frecuencia central, (b) diferencia relativa dentro del tramo útil.  $W=S=0.5\text{mm}$ , celda cuadrada de  $12\text{ mm}$ , espesor del dieléctrico= $3.175\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=2.17$ ,  $f_0=14\text{ GHz}$ .

| <b>Estructura</b>              | <b>Máxima diferencia<br/>relativa de fase</b> | <b>Barrido en mm (número<br/>curva en su caso)</b> |
|--------------------------------|---|--|
| Anilla-parche (Barr. convenc.) | 23.6  | 4.5 – 7.7  |
| Anilla doble (Barr. convenc.)  | 66°   | 4.8 – 6.9  |
| Anilla-parche (Barr. indepen.) | 36.8°   | 1 (1) – 4.4 (2)                                    |
| Anilla doble (Barr. indepen.)  | 41.37°  | 1 (1) – 4.1 (2)                                    |
| Parche-anilla evolutivo        | 42.8°   | 1 (1) – 4.4 (3)                                    |

**Tabla 4.7:** Diferencia relativa de fase de los distintos elementos de fase analizados para una variación de  $\pm 1$ GHz en torno a la  $f_0=14$ GHz.

Las calidad de la respuesta obtenida con la estructura híbrida anilla-parche anima a explorar las prestaciones de sus variantes en cuanto a metodología de construcción de la respuesta en fase. Se han analizado las configuraciones alternativas de anilla-parche con barrido independiente, anilla doble con barrido independiente y el parche-anilla evolutivo en su tramo inicial. Sus correspondientes curvas de diferencia de fase absoluta y relativa se muestran en las Figuras 4.40(a), 4.41(a), 4.42(a) y las Figuras 4.40(b), 4.41(b), 4.42(b), respectivamente. La Tabla 4.7 muestra la máxima diferencia relativa dentro del tramo útil más adecuado en cada geometría con la condición de obtener en cualquier caso los  $360^\circ$  necesarios para la síntesis de fase. Dado que los barridos independientes separan al máximo las resonancias provocando respuestas más suaves, todas las estructuras con barrido independiente presentan una respuesta bastante aceptable en frecuencia.

A partir de los resultados mostrados, puede comprobarse que la geometría que consigue mantener la diferencia de fase más uniforme a distintas frecuencias es la anilla-parche con barrido convencional. Jugando con la anchura de la anilla externa y la separación con el parche interno es posible encontrar una configuración que solape los efectos de los dos elementos resonantes lo suficiente como para evitar que caiga en exceso la sensibilidad y se pueda definir un tramo útil en el que, para la separación y grosor de 0.5 mm analizado, la máxima diferencia relativa de fase sea de  $23.6^\circ$  para  $\pm 1$  GHz. Esto se traduce en la práctica en que algunas celdas presentarán un desfase  $23.6^\circ$  superior o inferior al desfase teórico en el peor de los casos, con lo que el diagrama de radiación sufrirá una degradación mucho menor que con otras estructuras.

## 4.6 Simulación del proceso de fabricación.

El resultado de la síntesis de fase proporciona una distribución de fases ideal que genera un determinado diagrama de radiación o cobertura. En la práctica, la distribución de fases sobre la superficie del reflectarray se verá influenciada por múltiples factores. Si el elemento de fase seleccionado no alcanza el rango de  $360^\circ$ , algunas de las fases serán truncadas. Por otro lado el proceso de fabricación no es exacto sino que existen unas tolerancias de fabricación que provocan un cierto grado de variación en las dimensiones de los elementos con las correspondientes alteraciones en las fases.

Hasta el momento se ha considerado el comportamiento a título individual de los distintos elementos de fase con la frecuencia. Sin embargo, lo realmente interesante es conocer su impacto sobre el diagrama de radiación o la cobertura y su degradación con la frecuencia. Para tener una orientación a priori de la degradación con la frecuencia provocada por estos factores, se ha desarrollado una herramienta que los simula y de la que a continuación se presentan unos ejemplos.

### 4.6.1 Tolerancia de fabricación

En la práctica no es posible obtener una precisión absoluta, por lo que se debe admitir un margen para las imperfecciones del proceso de fabricación o a las desviaciones del comportamiento real respecto al modelado. Dada una determinada magnitud, el margen de tolerancia es el intervalo de valores en el que debe encontrarse dicha magnitud para ser aceptada como válida. En el caso que aquí ocupa, los elementos de fase se fabrican en tecnología impresa que según el proceso de fabricación presenta tolerancias que van entre los 100 y 10  $\mu\text{m}$ . Para simular este proceso, puesto que la pendiente de la curva de diseño no es constante, resulta más adecuado representar la tolerancia como alteraciones aleatorias en las dimensiones de cada elemento.

Para estructuras sencillas como el parche monocapa, la tolerancia se define como variaciones aleatorias dentro del rango  $[-T, +T]$  en el tamaño del parche:

$$L_{real} = L_{ideal} + ((2 \cdot rand) - 1) \cdot T \quad (4.21)$$

donde *rand* es un número aleatorio entre 0 y 1, y *T* es el valor de la tolerancia.

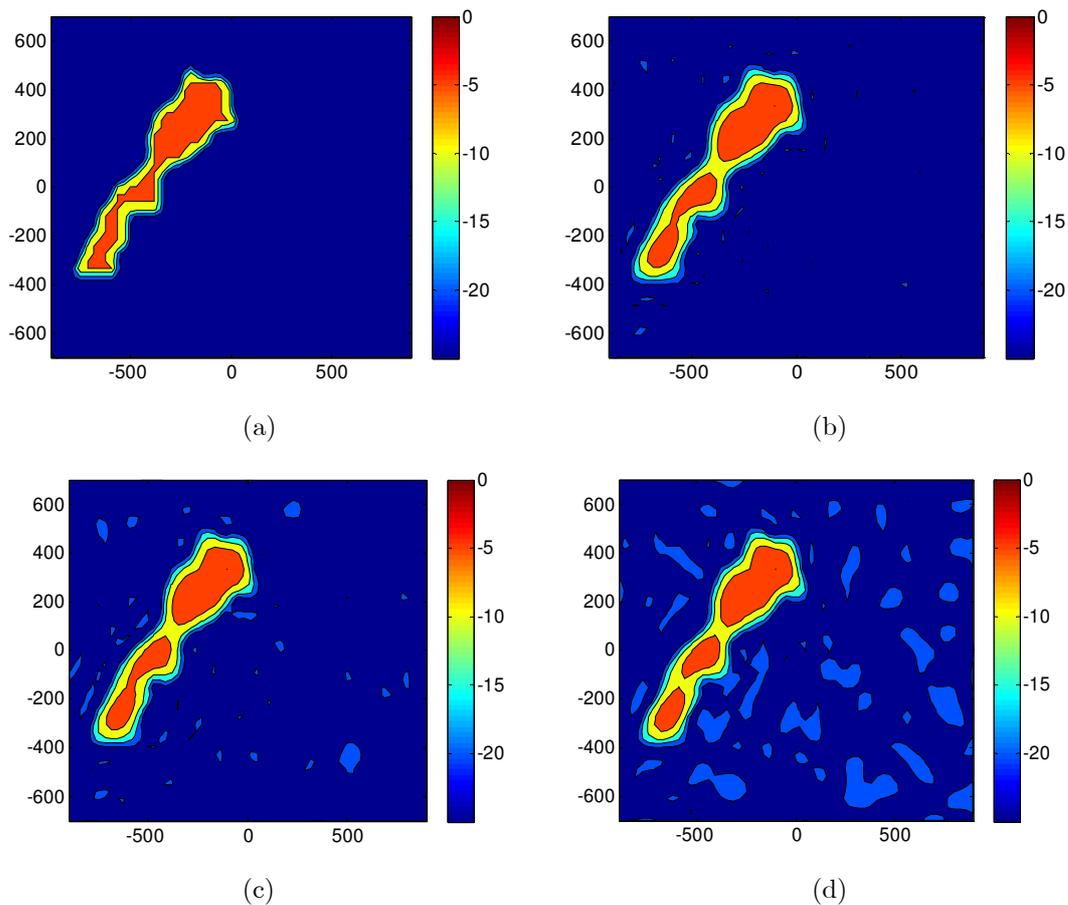
En el caso de estructuras más complejas como es el caso de las anillas múltiples, se pueden considerar diferentes escenarios. Un escenario consiste en aplicar para cada elemento de fase un valor aleatorio único para todas las anillas, manteniendo las separaciones y anchuras intactas. Otro escenario varía las dimensiones de cada una de las anillas, tanto la longitud externa como la interna, con valores aleatorios e independientes. El barrido independiente añade otra posibilidad, variar únicamente el parámetro activo. Un estudio de los tres escenarios muestra que el más optimista, y por tanto el que menor error introduce es el que varía todas las dimensiones de forma independiente. Esto mezcla aleatoriamente incrementos que aceleran la variación de la fase con decrementos que la ralentizan, con lo que la variación de fase se suaviza. Ligeramente menos optimista es el escenario en el que sólo se varía el elemento activo. Por último, el escenario más pesimista es el que varía todas las dimensiones de un mismo elemento con el mismo valor, de forma que todas las anillas y parches que contenga contribuyen a variar la fase en el mismo sentido. Para evitar subestimar el error del proceso de fabricación, ésta última situación es la que se va a considerar en los casos analizados que se muestran a continuación.

El estudio que aquí se expone, se ha realizado sobre un reflectarray de 625 ( $25 \times 25$ ) elementos cuya síntesis de fase se ha resuelto mediante el algoritmo SA [30] para proporcionar una cobertura similar a Marruecos. Se ha fijado un tamaño de celda de  $12 \times 12$  mm, con un dieléctrico de espesor 3.175 mm y constante 2.17. El centro de fase del alimentador se ha situado en las coordenadas (150, 0, 600) en mm trabajando a la frecuencia central de 14 GHz. El algoritmo SA resuelve la síntesis de fase alcanzando un valor de fitness de 0.0066 dB/punto transcurridas  $10^6$  iteraciones.

En estas circunstancias, se requiere un rango de fase de  $1650^\circ$  para compensar totalmente el retardo de fase espacial e implementar el desfase requerido por la síntesis de fase para cada uno de los elementos del reflectarray. Las estructuras más adecuadas para realizar en la medida de lo posible la compensación del retardo son la anilla cuádruple y el parche-anilla evolutivo. Ambas estructuras proporcionan un rango de fase de  $1297^\circ$  con el que se consigue compensar totalmente el retardo de fase de 578 de los 625 elementos del reflectarray. Conviene realizar un ajuste adecuado de los desfases de modo que los elementos que no compensan totalmente el retardo sean los que se sitúan en los extremos más alejados del alimentador, es decir, los que menos potencia reciben.

Las coberturas mostradas en la Figura 4.43 muestran el efecto que ocasiona la sensibilidad de los elementos de fase sobre la cobertura en las condiciones descritas. En ambos casos el error se ha calculado en el peor escenario posible, es decir,

variando todas las dimensiones de cada elemento de fase bajo el mismo valor aleatorio y en la misma dirección. En el apartado 4.5.3 se mostró que la sensibilidad del parche-anilla evolutivo es mucho menor que la sensibilidad de la anilla cuádruple, consecuentemente la degradación producida con el parche-anilla evolutivo (Figura 4.43(c)) es mucho menor que con la anilla cuádruple (Figura 4.43(d)). La Tabla 4.8 muestra los valores medios del error para valores de tolerancia de 30, 50 y 80  $\mu\text{m}$  en ambas configuraciones y los compara con la solución ideal.



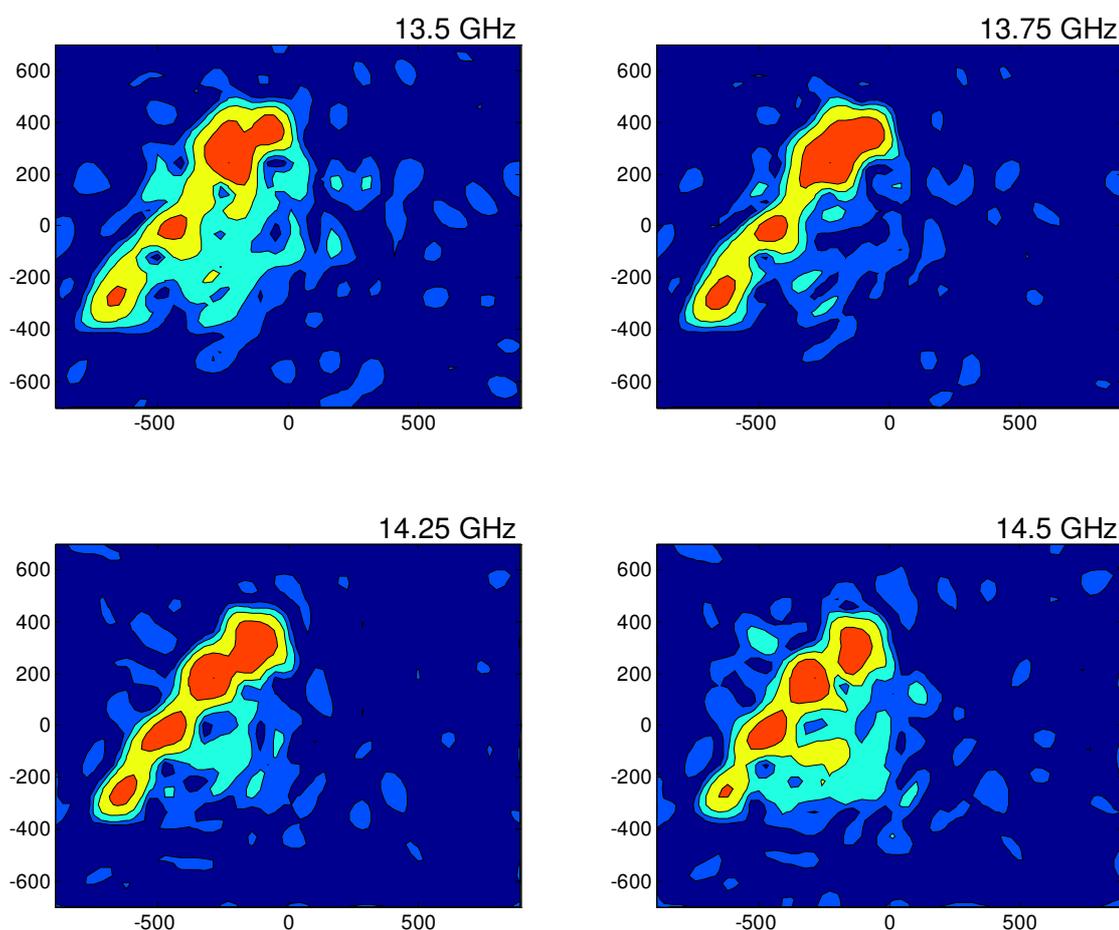
**Figura 4.43:** Cobertura (dB): (a) Máscara de diseño, (b) Solución SA ideal, (c) parche-anilla evolutivo con tolerancia de  $\pm 50 \mu\text{m}$ , (d) anilla cuádruple y  $\pm 50 \mu\text{m}$ .

| Geometría           | Error medio (dB/punto) |                      |                      |                      |
|---------------------|------------------------|----------------------|----------------------|----------------------|
|                     | Dimensiones<br>ideales | Tolerancia           |                      |                      |
|                     |                        | $\pm 30 \mu\text{m}$ | $\pm 50 \mu\text{m}$ | $\pm 80 \mu\text{m}$ |
| Parche-anilla evol. | 0.073                  | 0.0866               | 0.111                | 0.1912               |
| Anilla cuádruple    | 0.073                  | 0.1796               | 0.4392               | 1.328                |

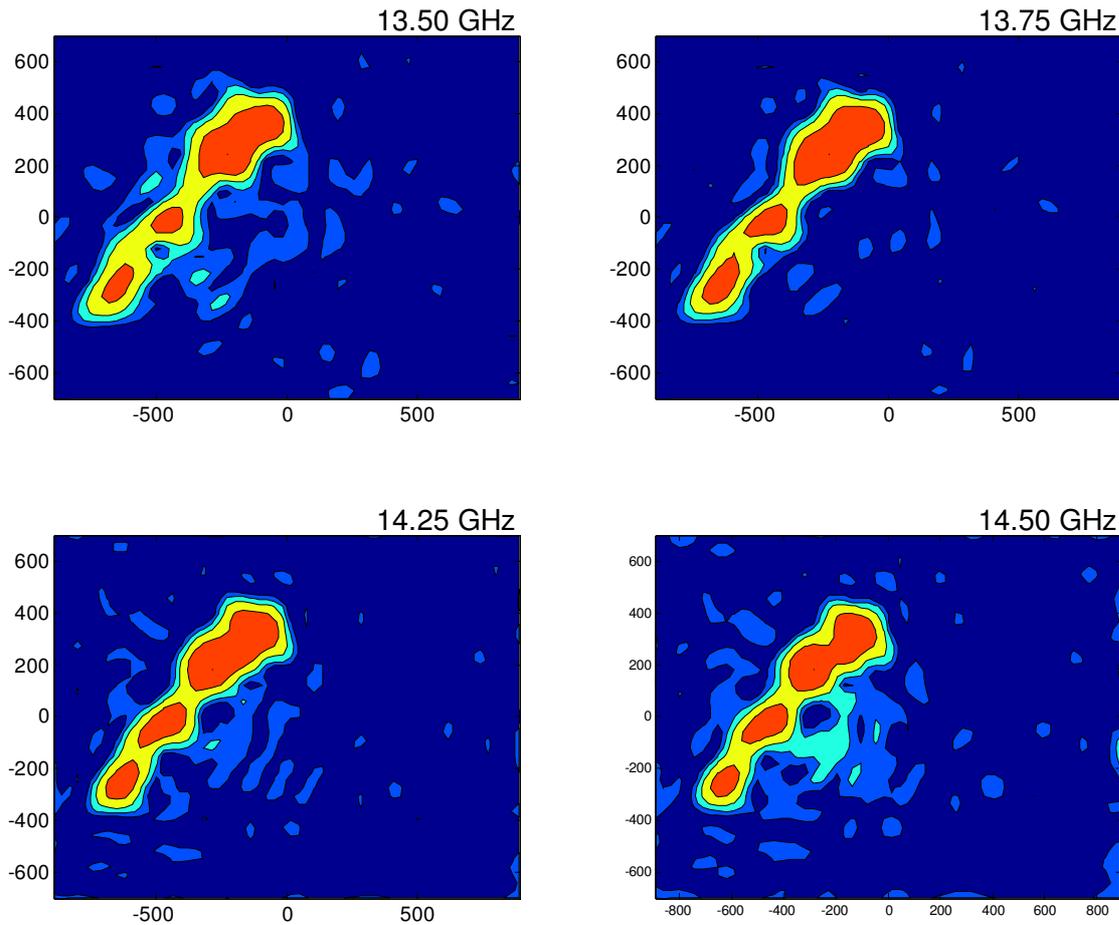
**Tabla 4.8:** Error medio por punto en dB para la anilla cuádruple y el parche-anilla evolutivo valorando diferentes tolerancias.

### 4.6.2 Respuesta en frecuencia

Se ha comentado en varias ocasiones que el ancho de banda supone la principal desventaja de las antenas reflectarray. A continuación se compara el efecto del ancho de banda de los elementos de fase considerados anteriormente sobre la cobertura. Manteniendo el mismo ejemplo de diseño que en el estudio mostrado en 4.6.1, la Figura 4.44 muestra la degradación de la cobertura para distintos valores de frecuencia alrededor de la frecuencia de diseño en el caso de la anilla cuádruple. El mismo estudio para el parche-anilla evolutivo se muestra en la Figura 4.45. Como era de esperar, la Tabla 4.9 confirma que la implementación con anilla cuádruple presenta una degradación mucho más rápida a medida que la frecuencia se aleja de los 14 GHz.



**Figura 4.44:** Respuesta en frecuencia de la anilla cuádruple, cobertura para 13.5, 13.75, 14.25 y 14.5 GHz.



**Figura 4.45:** Respuesta en frecuencia del parche-anilla evolutivo, cobertura para 13.5, 13.75, 14.25 y 14.5 GHz.

| Geometría           | Error (dB/punto) |          |         |          |         |
|---------------------|------------------|----------|---------|----------|---------|
|                     | 13.5GHz          | 13.75GHz | 14.0GHz | 14.25GHz | 14.5GHz |
| Parche-anilla evol. | 1.516            | 0.596    | 0.073   | 0.857    | 3.157   |
| Anilla cuádruple    | 6.331            | 1.532    | 0.073   | 2.627    | 7.301   |
| Anilla-parche       | 0.574            | 0.187    | 0.073   | 0.269    | 1.66    |

**Tabla 4.9:** Error medio por punto en dB para la anilla cuádruple, el parche-anilla evolutivo y anilla-parche a diferentes frecuencias.

Sin embargo, en caso de no ser de importancia la compensación del retardo de fase espacial, se demuestra (Figura 4.46) que la estructura híbrida anilla-parche con barrido convencional presenta una respuesta en frecuencia considerablemente mejor, tal y como indicaban las curvas de diferencia de fase respecto a la frecuencia central (Figura 4.37). El error que se introduce en la cobertura es aproximadamente 3 veces mejor que el que genera la estructura evolutiva parche-anillo.

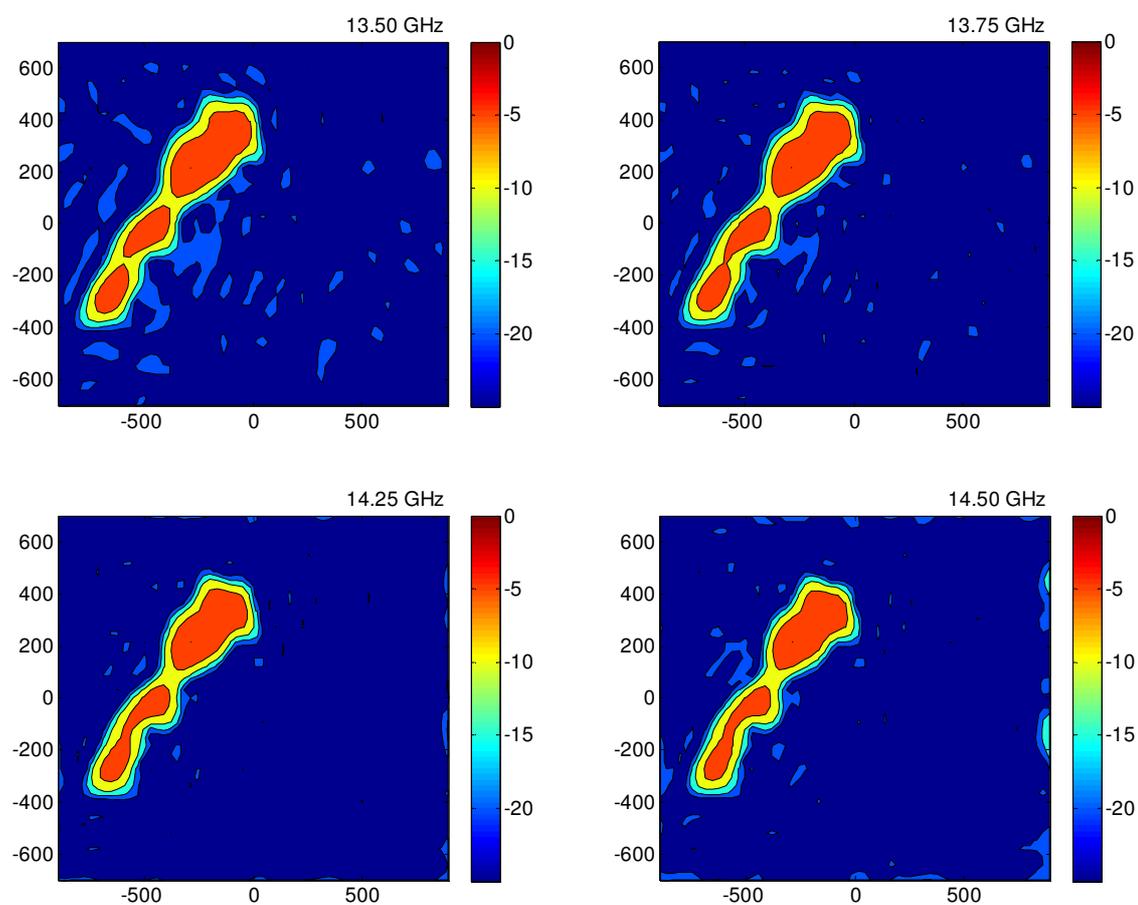


Figura 4.46: Respuesta en frecuencia de la anilla-parche, cobertura para 13.5, 13.75, 14.25 y 14.5 GHz.

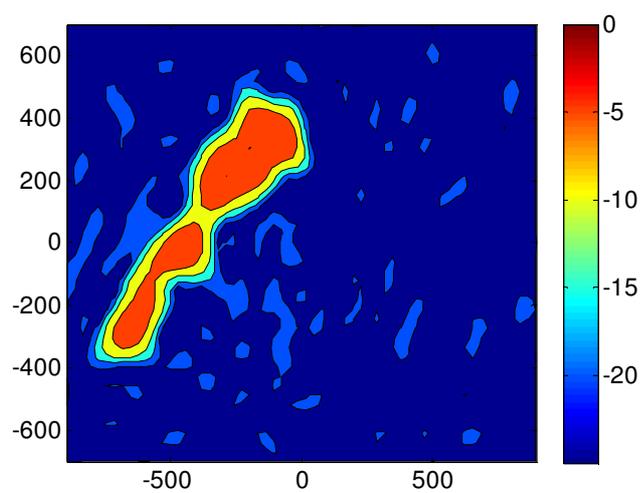


Figura 4.47: Cobertura resultante con elementos de fase de rango  $338^\circ$ .

### 4.6.3 Degradación por truncamiento de fases

Este inconveniente es inherente al uso de geometrías con una sola resonancia como elementos de fase. Tal es el caso de los parches rectangulares, cuyo rango de fase en ningún caso ha llegado a cubrir por completo los  $360^\circ$ . No obstante, esta degradación se puede minimizar eligiendo adecuadamente las fases a truncar para minimizar tanto los elementos sometidos a truncamientos como el valor de dichos truncamientos. Para ilustrar este efecto, la Figura 4.47 muestra la cobertura resultante cuando se emplean parches con truncamiento de fase de  $338^\circ$  optimizado para implementar el diseño anterior. Si se comparan con el resultado de cobertura ideal mostrado en la Figura 4.43(b), se aprecia una degradación de la respuesta fuera de la zona principal de cobertura sin afectar significativamente a ésta.

## 4.7 Conclusiones

El análisis preciso y eficaz de los elementos de fase resulta fundamental a la hora de establecer una metodología de diseño de reflectarrays. El método elegido es el CG-FFT que ha demostrado [30]-[32] su eficiencia, precisión y una estabilidad en la solución que supera al comportamiento de algunas aplicaciones comerciales bien conocidas. Se ha implementado una función que permite elegir entre una gran variedad de geometrías y añadir otras nuevas con facilidad debido a que proporciona como salida una matriz binaria que indica la presencia o ausencia de metalización.

Si el diseño de los elementos de fase se realiza sin tener en cuenta el retardo de fase espacial, las estructuras monocapa con resonancia simple como son los parches rectangulares, presentan rangos que difícilmente alcanzan los  $360^\circ$ , y si se aproximan a este valor es a costa de unos valores de sensibilidad y ancho de banda muy pobres. En este sentido resulta preferible trabajar con rangos de fase de  $320^\circ - 340^\circ$  y truncar las fases que no puedan ser alcanzadas a su valor más próximo, antes que forzar la estructura para aproximarse a los  $360^\circ$  con sensibilidades críticas que se traducen en errores considerables debido a las tolerancias de fabricación. El incremento del espesor del dieléctrico se traduce en un comportamiento más suave en la sensibilidad a costa de una reducción del rango de fase resultante. La reducción de la permitividad del material produce un efecto muy similar.

Si se precisa realizar el mapeo completo de fase o mejorar la respuesta en frecuencia, es necesario trabajar con elementos de fase que contengan más de una

resonancia. El método tradicional para conseguirlo consiste en apilar dos o más capas de parches metálicos sobre un plano de masa común. De esta forma se introducen tantas resonancias como capas de parches apilados. El rango de fase que se alcanza es proporcional al número de capas superándose con facilidad los  $360^\circ$ . Los valores de sensibilidad y la respuesta en frecuencia que presentan los parches apilados es relativamente buena por lo que ha sido la tecnología que se ha implementado en numerosos reflectarrays. Sin embargo, la técnica para apilar las distintas capas debe ser extremadamente cuidadosa para evitar que el adhesivo perturbe las características dieléctricas o que se formen bolsas de aire entre capas que modifique el comportamiento teórico de los parches. El proceso de apilado encarece la fabricación por lo que en este trabajo los esfuerzos se han centrado en investigar estructuras multiresonantes sobre una única capa.

Fijando como objetivo obtener prestaciones en rango de fase, sensibilidad y respuesta en frecuencia similares a los parches apilados, se han investigado inicialmente las geometrías en forma de anillas dobles concéntricas [30]. A partir de ellas, se han propuesto y analizado varias configuraciones de diseño para este tipo de elementos de fase. El concepto de anilla múltiple [27]-[28] consiste en hacer crecer una anilla externa y, cuando el espacio en su interior lo permite, introducir secuencialmente anillas internas manteniendo fija su anchura y separación. Esta configuración logra obtener rangos de fase de hasta 4 longitudes de onda lo que permite compensar el retardo de fase espacial de hasta tres longitudes de onda, mejorando así la respuesta en frecuencia. Como inconveniente de las anillas múltiples, cabe mencionar que presentan unos picos de sensibilidad considerables lo que, dependiendo de las tolerancias de fabricación, puede afectar al diagrama de radiación. Se ha propuesto una variante en la que los barridos en longitud se realizan de modo independiente para cada una de las anillas concéntricas de modo se consigue separar físicamente las resonancias de cada una de las anillas para minimizar su solapamiento. Esta nueva estructura se ha denominado parche-anilla evolutivo [29] y es capaz de mantener el mismo rango que las anillas múltiples pero reduciendo notablemente los picos de sensibilidad, y por tanto, se postulan como una alternativa atractiva frente a las estructuras multicapa cuando se desea compensar el retardo de fase espacial.

La desventaja común que presentan las estructuras con rangos de fase de varias longitudes de onda es que a medida que el ángulo de incidencia se aleja de la normal, aparecen resonancias no deseadas que provocan discontinuidades en la curva de diseño que pueden dar lugar a confusión a la hora de mapear las fases o los

retardos. Debido a ello, su uso debe limitarse a reflectarrays en los que el alimentador se encuentre centrado y lo suficientemente alejado como para evitar este efecto.

Por otro lado, si no se tiene en cuenta el retardo de fase espacial, el objetivo es obtener una curva de diseño con la pendiente lo más constante posible para mejorar de este modo, la respuesta en frecuencia. Para ello se han analizado estructuras como las anillas dobles con barrido independiente o la estructura híbrida anilla-parche con ambos tipos de barrido [29]. La estructura híbrida anilla-parche en barrido dependiente presenta un rango de fase superior a  $360^\circ$  con una sensibilidad y ancho de banda comparable a los que se pueden alcanzar con estructuras multicapa.

Finalmente se han desarrollado herramientas que permiten simular el efecto de distintos factores sobre el diagrama de radiación o la cobertura. Se puede observar el efecto que provoca el truncamiento de fases cuando se emplean parches simples monocapa u otras estructuras con las que no se alcanzan los  $360^\circ$  de rango de fase. El efecto de las tolerancias de fabricación se plasma como variaciones aleatorias que degradan el diagrama de radiación en función de la amplitud de la tolerancia. Estas variaciones se implementan bien en la fase o bien en la longitud, siendo esta última la forma más acertada. También es posible analizar la degradación del diagrama de radiación en función de la frecuencia teniendo en cuenta la variación de la fase debida al propio elemento y a la distancia del alimentador para cada celda del reflectarray.

## 4.8 Bibliografía

- [1] M.F. Cátedra, R.P. Torres, J. Basterrechea, E. Gago, "The CG-FFT Method, Application of Signal Processing Techniques to Electromagnetics," Artech House Inc., 1995.
- [2] A.L Gutiérrez, "Desarrollo de Métodos de Análisis y Optimización Aplicados a Estructuras Periódicas", Tesis Doctoral, Universidad de Cantabria, 2014.
- [3] J.P. Montgomery, "A microstrip reflectarray antenna element," Antenna Applications Symposium, University of Illinois, Septiembre 1978.
- [4] R.D. Javor, X.-D. Wu, K. Chang, "Design and performance of a microstrip reflectarray antenna," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.43, no.9, pp.932-939, Septiembre 1995.

- 
- [5] T. Metzler, D. Schaubert, "Scattering from a stub loaded microstrip antenna," *Antennas and Propagation Society International Symposium (AP-S. Digest)*, pp.446-449 vol.1, Junio 1989.
- [6] F. Venneri, G. Angiulli, G. Di Massa, "Design of microstrip reflect array using data from isolated patch analysis," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 34, no. 6, pp. 411–414, Septiembre 2002.
- [7] R. Jedlicka, M. Poe, K. Carver, "Measured mutual coupling between microstrip antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.29, no.1, pp. 147- 149, Enero 1981.
- [8] B.A. Munk, "A General Theory of Periodic Surfaces in a Stratified Dielectric Medium", *ElectroScience Laboratory, The Ohio State University, Technical Report 715 582-4*, Feb. 1986.
- [9] C. Wan, J.A. Encinar, "Efficient computation of generalized scattering matrix for analyzing multilayered periodic structures," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 43, no. 11, pp.1233-1242, Nov 1995.
- [10] M.R. Hestenes, E. Stiefel, "Methods of conjugate gradients for solving linear systems," *Journal of Research of the National Bureau of Standards*, Vol. 49, no. 6, pp. 409-436, Diciembre 1952.
- [11] T. Cwik y R. Mittra, "The cascade connection of planar periodic surfaces and lossy dielectric layers to form an arbitrary periodic screen", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 35, n° 12, pp. 1397-1405, 1987.
- [12] T. Cwik y R. Mittra, "Correction to "The cascade connection of planar periodic surfaces and lossy dielectric layers to form an arbitrary periodic screen", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 36, n° 9, pp 1335, Dic. 1988.
- [13] V. Prakash, R. Mittra, "An efficient technique for analyzing multiple Frequency-selective-surface screens with dissimilar periods", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 35, n° 1, pp. 23-27, 2002.
- [14] V. Prakash, R. Mittra, "Technique for analyzing cascaded frequency selective surface screens with dissimilar lattice geometries", *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings H*, Vol. 150, n° 1, pp. 23-27, 2003.
- [15] A. Lima, E. Parker, "Fabry-Perot approach to the design of double layer FSS", *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings H*, pp. 157-162, 1996.
- [16] R. Mittra, C.H. Chan, T. Cwik, "Techniques for analyzing frequency selective surfaces-a review". *Proceedings of the IEEE*, Vol. 76, n° 12, pp. 1593 – 1615, 1988.

- [17] S.D. Targonski, D.M. Pozar, "Analysis and design of a microstrip reflectarray using patches of variable size," Digest in Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 1820-1823, Junio 1994.
- [18] M. Bozzi, S. Germani, L. Perregrini, "Performance Comparison of Different Element Shapes Used in Printed Reflectarrays," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 2, pp 219-222, 2003.
- [19] 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, Octubre 2001.
- [20] J.A. Encinar, J.A. Zornoza, "Broadband design of three-layer printed reflectarray," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 51, no. 7, pp. 1662-1664, Julio 2003.
- [21] F.C.E. Tsai, M.E. Bialkowski, "Designing a multi-layer microstrip reflectarray with the use of an unit cell waveguide approach," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol 3, pp. 306-309, Junio 2003.
- [22] M.R. Chaharmir, J. Shaker, N. Gagnon, D. Lee, "Design of Broadband, Single Layer Dual-Band Large Reflectarray Using Multi Open Loop Elements," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, NO. 9, pp. 2875-2883, Septiembre 2010.
- [23] Y. Li, M.E. Bialkowski, K.H. Sayidmarie, N.V. Shuley, "Microstrip Reflectarray Formed by Double Elliptical Ring Elements," Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on , Barcelona, Abril 2010.
- [24] M. Mussetta, P. Pirinoli, P.T. Cong, M. Orefice, R. E. Zich, "Characterization of Microstrip Reflectarray Square Ring Elements by mean of an Artificial Neural Network," Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on , Barcelona, Abril 2010.
- [25] R. Florencio, R.R. Boix, V. Losada, J.A. Encinar, E. Carrasco, M. Arrebola, "Comparative study of reflectarrays based on cells with three coplanar dipoles and reflectarrays based on cells with three stacked patches," 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2012), pp. 3707-3710, Praga, Marzo 2012.
- [26] P. Pirinoli, P.T. Cong, M. Mussetta, M. Orefice, "Concentric square ring elements for dual band reflectarray antenna," 3rd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2009), pp. 1342-1344, Berlín, Marzo 2009.
- [27] I. Barriuso, A.L. Gutiérrez, M. Lanza, M. Domingo, J.R. Pérez, L. Valle, J. Basterrechea, "Analysis of single layer multiple concentric ring elements in

- 
- reflectarray antennas,” IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI 2011), pp. 952-955, Spokane (Washington), Julio 2011.
- [28] I. Barriuso, A.L. Gutiérrez, M. Lanza, J.R. Pérez, L. Valle, M. Domingo, J. Basterrechea, “Estudio de anillas concéntricas múltiples para su empleo en reflectarrays,” XXVI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2011), Madrid, Septiembre 2011.
- [29] I. Barriuso, A.L. Gutiérrez, M. Lanza, M. Domingo, J.R. Pérez, L. Valle, J. Basterrechea, “Improvement of Sensitivities of Single-Layer Multiple Ring Elements for the Design of Reflectarrays,” Proceedings of the 6th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2012), pp. 3068-3072, Praga, Marzo 2012.
- [30] I. Barriuso, A.L. Gutiérrez, M. Lanza, J.R. Pérez, L. Valle, M. Domingo, J. Basterrechea, "Comparison of Heuristic Methods when Applied to the Design of Reflectarrays," Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2011), pp. 970-974, Roma, Abril 2011.
- [31] I. Lopez, J.R. Perez, J. Basterrechea, “Diseño de reflectarrays mediante PSO y CG-FFT,” XXIV Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2009), Santander, Septiembre 2009.
- [32] I. Lopez, J.R. Perez, J. Basterrechea, “An Approach for the Design of Reflectarrays Using CG-FFT and PSO,” Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2010), pp. 1-5, Barcelona, Abril 2010.



# Capítulo 5

## Validación experimental

---

### 5.1 Introducción

Con el objetivo de realizar una validación de la metodología de diseño propuesta en esta tesis, en se han diseñado y medido varios reflectarrays. El primero es un reflectarray de haz colimado con parches rectangulares como elementos de fase. Los parches rectangulares se han empleado en numerosas publicaciones por lo que la justificación de este prototipo es comprobar el correcto funcionamiento del proceso de diseño para un reflectarray sencillo de haz colimado implementado con unos elementos de fase cuyo funcionamiento ya ha sido contrastado por otros autores. Se ha implementado un segundo reflectarray de haz colimado similar al anterior pero

haciendo uso de la estructura híbrida anilla-parche, lo que permite comparar ambos tipos de elementos de fase y comprobar las ventajas teóricas que presenta esta estructura que aquí se propone. Cabe destacar que para el primer prototipo se ha empleado un sustrato distinto al resto de reflectarrays fabricados para poder realizar una comparación de ambos elementos de fase en igualdad de condiciones buscando las condiciones que favorezcan a la geometría en cuestión. El tercer reflectarray se ha diseñado para producir un haz en una dirección desviada  $90^\circ$  respecto al campo que incide desde el alimentador para conocer el funcionamiento de la metodología de diseño en condiciones desfavorables. Por último, se ha realizado el diseño de un reflectarray de haz conformado para validar el método de síntesis de fase. En todos los casos se presentan las medidas realizadas en la banda entre 8.5 y 11.5 GHz comparándolas con los resultados de las simulaciones para poder analizar con detalle su comportamiento y extraer las conclusiones oportunas.

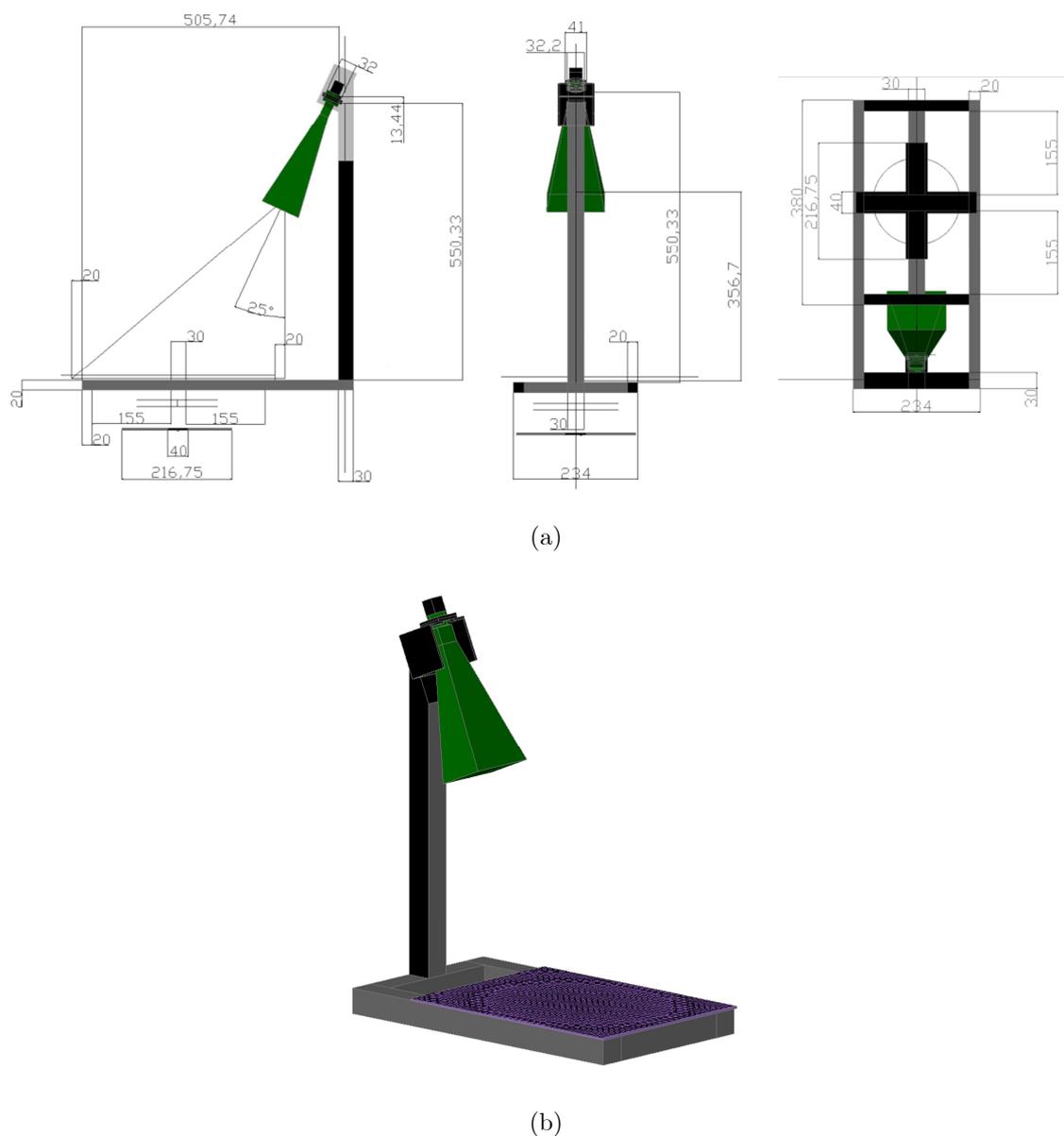
En todos los prototipos se ha utilizado la misma configuración para el conjunto formado por el reflector y la bocina lo que ha permitido utilizar el mismo soporte en todos los casos. Este soporte se ha diseñado utilizando una estructura tubular con una cabeza giratoria que hace posible ajustar el ángulo y la posición de la bocina de forma que su centro de fase coincida con la posición del alimentador que se considera en las herramientas de diseño. En la Figura 5.1 se muestran las características de este soporte que ha sido construido en un taller mecánico y que permite su sujeción al posicionador de acimut del sistema de medida mediante una cruz de soporte por presión no mostrada en los esquemas.

Como alimentador se ha empleado en todos los casos una bocina piramidal modelo 16240-20 de *Flann Microwave*, que, aunque no es la más adecuada para este tipo de antena, estaba disponible en el grupo y evitaba el diseño de una más apropiada o la compra de otra.

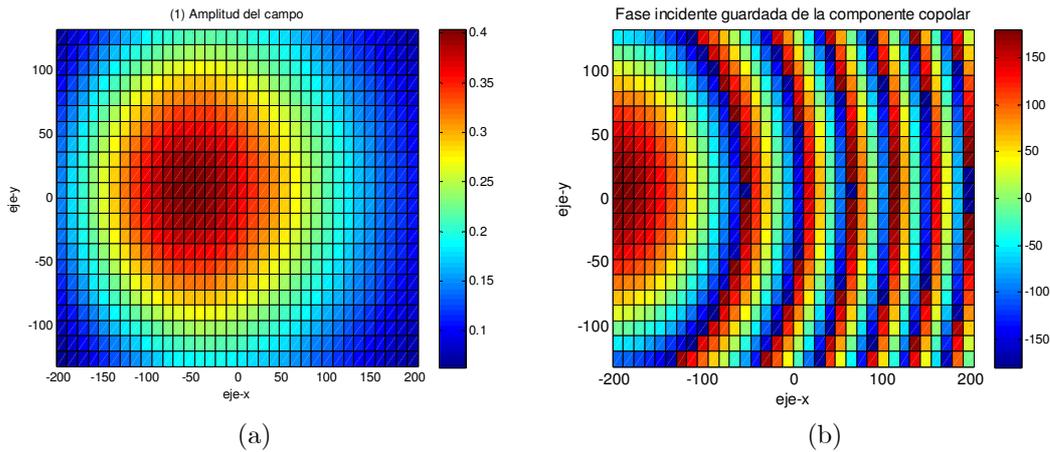
Por otra parte, todos los prototipos se han diseñado basados en las siguientes características comunes:

- Reflectarray de  $35 \times 23$  elementos centrado en el origen sobre el plano XY
- Frecuencia central de 10 GHz
- Tamaño de celda:  $12 \times 12$  mm
- Alimentador con el centro de fase situado en  $(-210, 0, 360)$  mm orientado para optimizar la potencia útil

En todos los prototipos se ha empleado la misma secuencia de diseño. En primer lugar se realiza el análisis de los elementos de fase para obtener las curvas de diseño. A continuación se realiza el cálculo del conjunto de fases que debe presentar cada una de las celdas del reflectarray de forma analítica o mediante el optimizador, según proceda. Para ello se hace uso del campo incidente sobre los elementos del reflectarray, que se representa en la Figura 5.2 en módulo y fase. A partir de estos datos se obtiene el correspondiente fichero CAD con la descripción geométrica del reflectarray para su construcción. El proceso finaliza con la medida del prototipo y el contraste de los resultados experimentales con los teóricos.



**Figura 5.1:** Esquema de la estructura de soporte de los prototipos. (a) vistas y cotas, (b) esquema 3D.



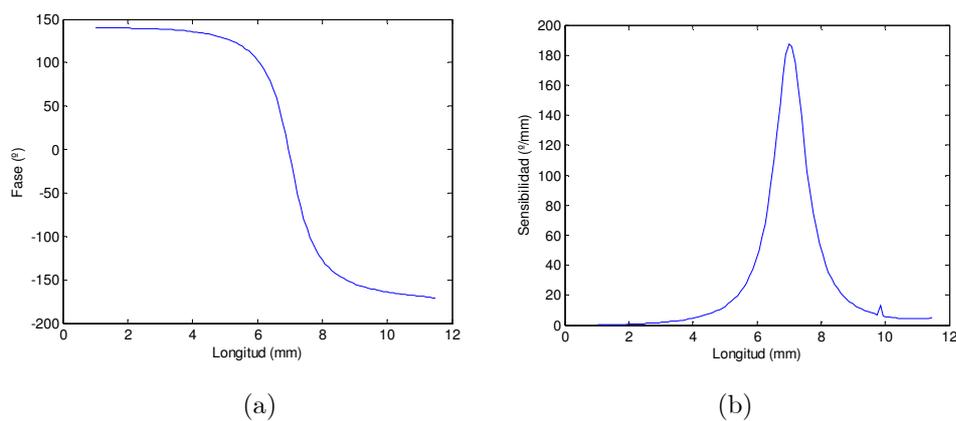
**Figura 5.2:** (a) Amplitud del campo incidente sobre los centros de los elementos del reflectarray, (b) fase del campo incidente en grados y acotado en el rango  $(-180^\circ, 180^\circ)$  en los mismos puntos.

## 5.2 Diseño con haz colimado basado en parches cuadrados

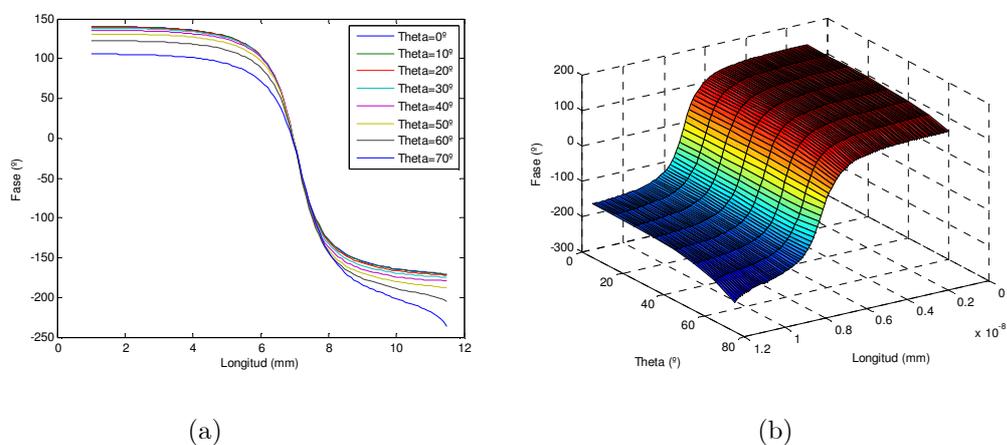
Este primer prototipo se va a implementar utilizando como elementos de fase parches cuadrados sobre un sustrato 25N de *ARLON Microwave Materials* de 0.06 pulgadas (1.524 mm) de espesor con una constante dieléctrica a 10 GHz de 3.38. El objetivo es el diseño de un reflectarray de haz colimado con apuntamiento  $\theta=29^\circ$ ,  $\varphi=0^\circ$ .

### 5.2.1 Análisis de los elementos de fase

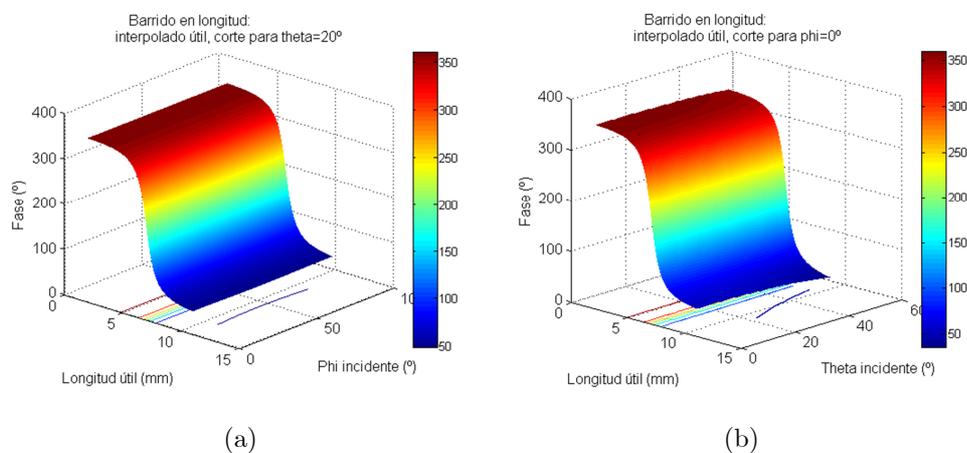
Dada la sencillez de este elemento de fase, fijado el tamaño de la celda unidad en 12x12mm, las curvas de diseño para incidencia normal solamente dependen de la longitud del lado (Figura 5.3). Sin embargo, dado que la respuesta de los elementos de fase es dependiente de los ángulos de incidencia, tal y como puede observarse en la Figura 5.4, es preciso incorporar los mismos en el proceso de diseño. Para conseguirlo, en este trabajo se ha considerado las curvas de diseño con distintos ángulos de incidencia (6 en  $\theta$  ( $0, 10, 20, 30, 40, 50^\circ$ ) y 10 en  $\varphi$  ( $0, 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90^\circ$ )), como las mostradas en la Figura 5.5, y mediante un proceso de interpolación se asigna a cada elemento del reflectarray la longitud del parche que le corresponda. Aunque en la Figura 5.5 se puede apreciar como la estructura es más sensible al ángulo de incidencia  $\theta$  que a  $\varphi$ , se han considerado ambos.



**Figura 5.3:** (a) Curva de diseño del parche cuadrado para incidencia normal, (b) sensibilidad.



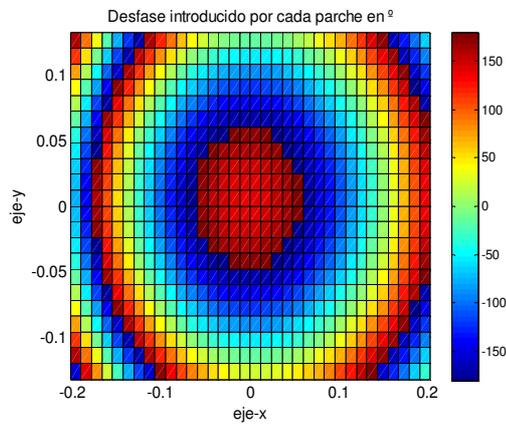
**Figura 5.4:** Variación con la longitud del parche cuadrado de su respuesta en fase para distintos ángulos de incidencia: (a) curvas de diseño en 2 dimensiones, (b) curvas de diseño en 3 dimensiones.



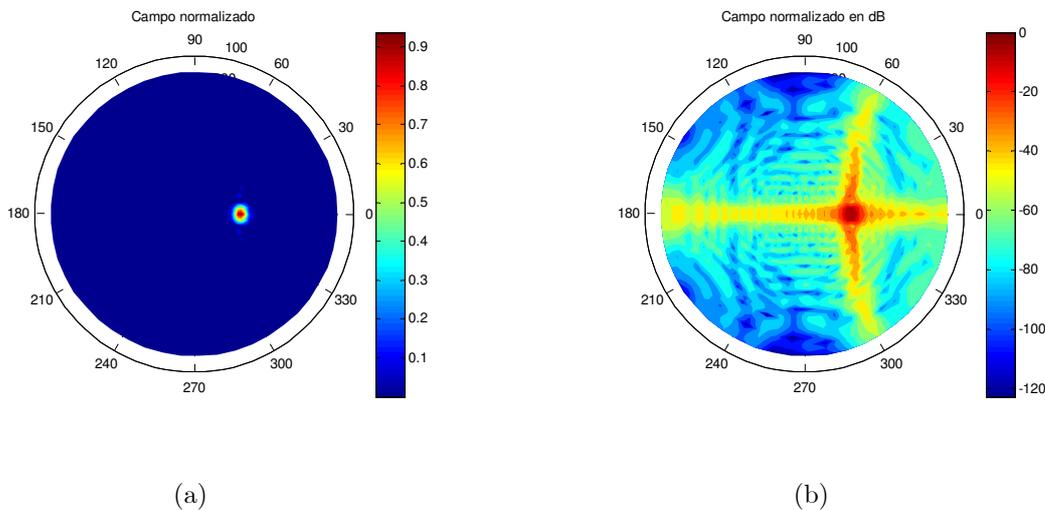
**Figura 5.5:** Curvas de diseño en 3 dimensiones para los parches rectangulares (a)  $\theta=20^\circ$ , barrido en  $\varphi$ , (b)  $\varphi=0^\circ$ , barrido en  $\theta$ .

### 5.2.2 Diseño y resultados teóricos

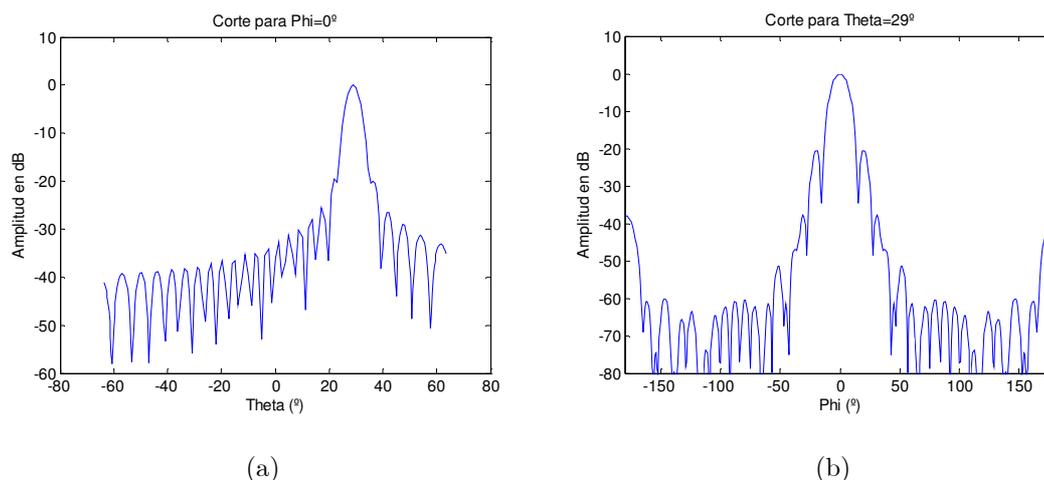
Para lograr un haz colimado en la dirección  $\theta=29^\circ$ ,  $\varphi=0^\circ$ , se puede efectuar el cálculo del desfase que debe introducir cada parche mediante los cálculos trigonométricos sencillos expuestos en la sección 3.2.3. El resultado de este cálculo con fases comprendidas en el rango  $(-180^\circ, 180^\circ)$  es el mostrado en la Figura 5.6. Utilizando estos datos junto con las amplitudes de los campos incidentes, se puede evaluar el campo radiado en la situación ideal que se muestra en la Figura 5.7 y que posteriormente se empleará como referencia. En la Figura 5.8, se muestran los dos cortes principales de éste



**Figura 5.6:** Desfase que debe introducir cada parche del reflectarray en el rango  $(-180^\circ, 180^\circ)$ .

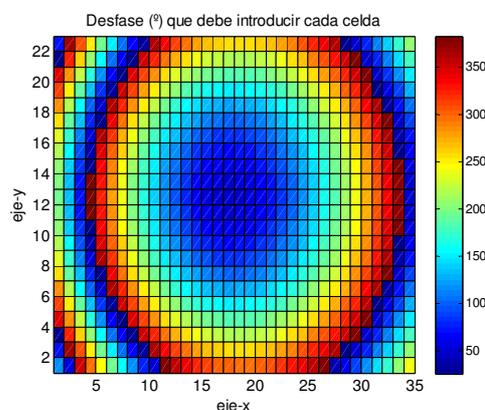


**Figura 5.7:** Diagrama de radiación teórico ideal del reflectarray: (a) normalizado en escala lineal, (b) normalizado en dB.

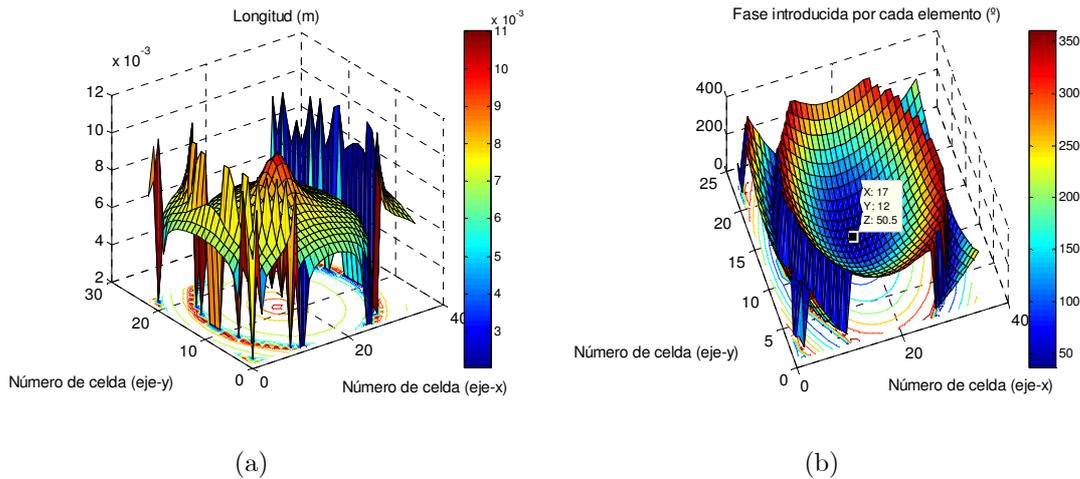


**Figura 5.8:** Cortes principales del diagrama ideal del reflectarray: (a) corte  $\phi=0^\circ$ , (b) corte  $\theta=29^\circ$ .

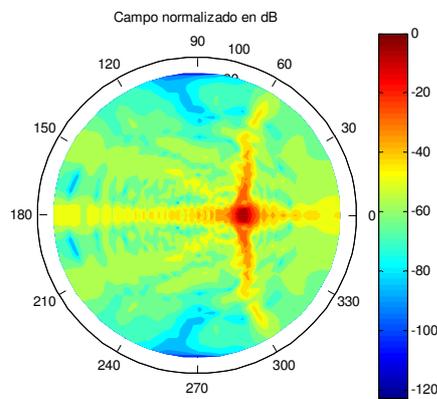
Esta situación ideal, en la práctica resulta imposible de implementar dado que es preciso dimensionar cada elemento del reflectarray recurriendo a las curvas de diseño y al desfase que debe introducir cada elemento. El rango de fase del parche rectangular analizado en el tramo útil [2, 11] mm es inferior a  $360^\circ$ , concretamente es de  $309.5^\circ$  [50.5,  $360^\circ$ ], por lo que es preciso truncar algunas fases. Esto requiere, en primer lugar, efectuar un desplazamiento de las fases objetivo para situarlas en el rango  $(0^\circ, 360^\circ)$ , en este caso el desplazamiento es de  $66^\circ$ . Un segundo ajuste fino de  $25^\circ$  permite minimizar el número de elementos del reflectarray con fase truncada, pasando el rango de fase requerido a ser [25.23°, 382.39°]. Esta operación transforma el desfase requerido inicialmente (Figura 5.6) en el mostrado en la Figura 5.9, que da lugar al mapeo en longitud y desfases introducidos por los parches mostrados en la Figura 5.10.



**Figura 5.9:** Desfase final a introducir por cada parche.

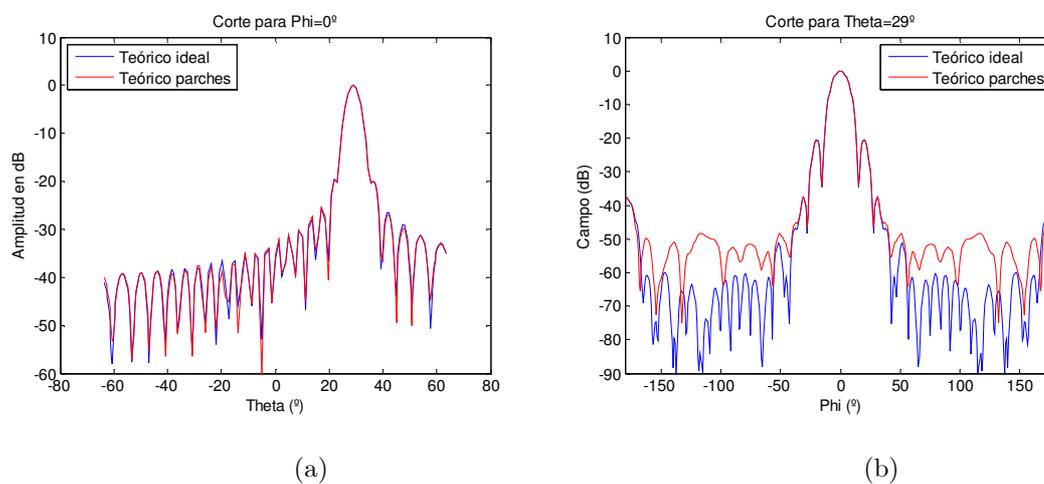


**Figura 5.10:** (a) longitud del parche de cada una de las celdas, (b) desfases introducidos por el mapeo.

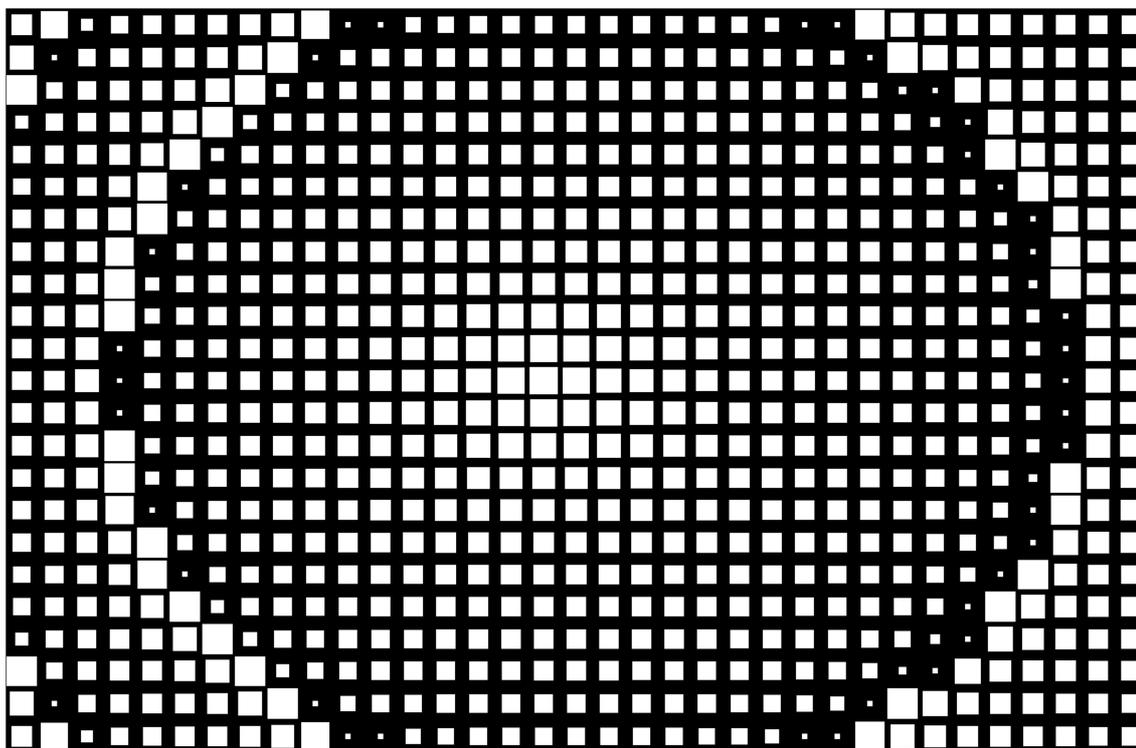


**Figura 5.11:** Resultado de la simulación del campo radiado normalizado en dB resultante del mapeo de longitudes.

Empleando estos resultados como entrada, se ha simulado la respuesta de la estructura obteniendo el campo radiado normalizado mostrado en la Figura 5.11, que incluye el efecto de los previamente mencionados truncamientos de fase. Comparando con el resultado ideal mostrado en la Figura 5.7(b), puede apreciarse claramente que el efecto más significativo de este truncamiento es una degradación de los niveles de lóbulos secundarios que ha sido minimizada seleccionando los desplazamientos previamente mencionados de forma óptima. Esta degradación queda patente comparando los cortes principales del diagrama en ambos casos, tal y como se muestra en la Figura 5.12. Este diseño se ha implementado en un prototipo cuya máscara se muestra en la Figura 5.13 sobre el sustrato descrito al comienzo de esta sección.



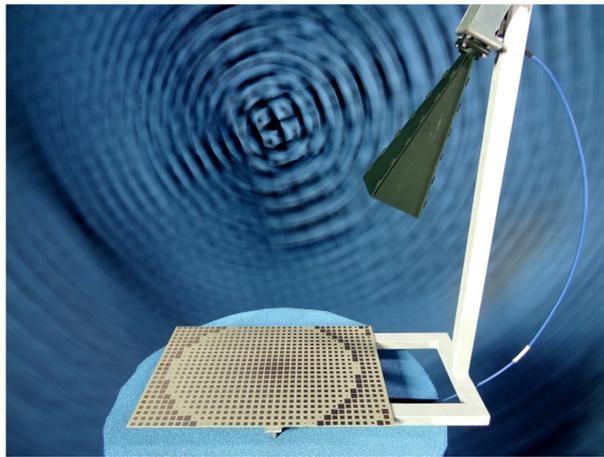
**Figura 5.12:** Comparación de los cortes principales del diagrama de radiación normalizado en dB en la situación ideal y con truncamiento de fases para la implementación: (a) corte  $\varphi=0^\circ$ , (b) corte  $\theta=29^\circ$ .



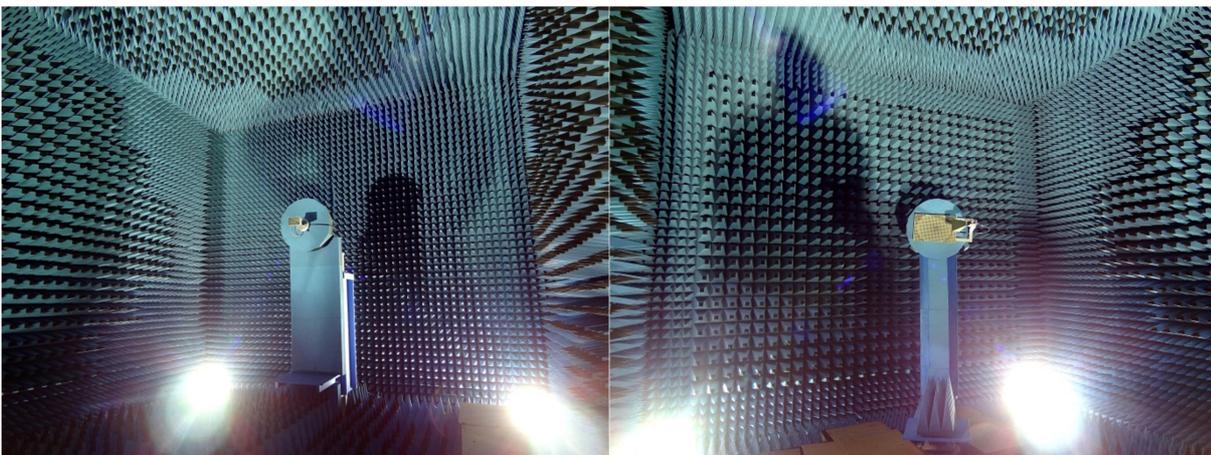
**Figura 5.13:** Máscara resultante del mapeo de las longitudes de los parches descrita en el texto que se empleó para la fabricación del primer prototipo.

### 5.2.3 Medida y resultados

Una vez construido el prototipo, que se muestra en la Figura 5.14, se procedió a su medida en la cámara anecoica. Para ello se montó la antena receptora sobre el posicionador de polarización, tal y como puede verse en la Figura 5.15(a), y el reflectarray sobre el posicionador de roll sobre acimut, como se observa en la Figura 5.15(b), realizando a continuación el correspondiente alineamiento y la medida de las componentes polar y contrapolar.



**Figura 5.14:** Prototipo del reflectarray de parches cuadrados.



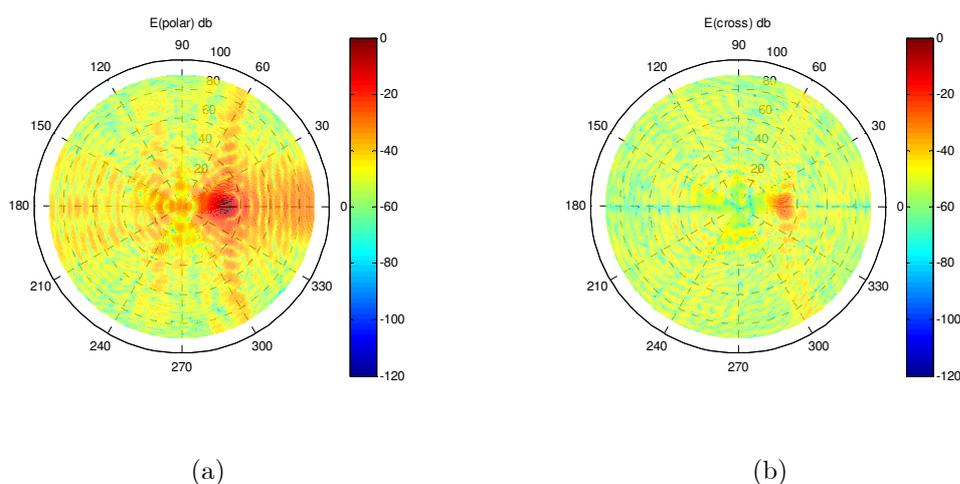
(a)

(b)

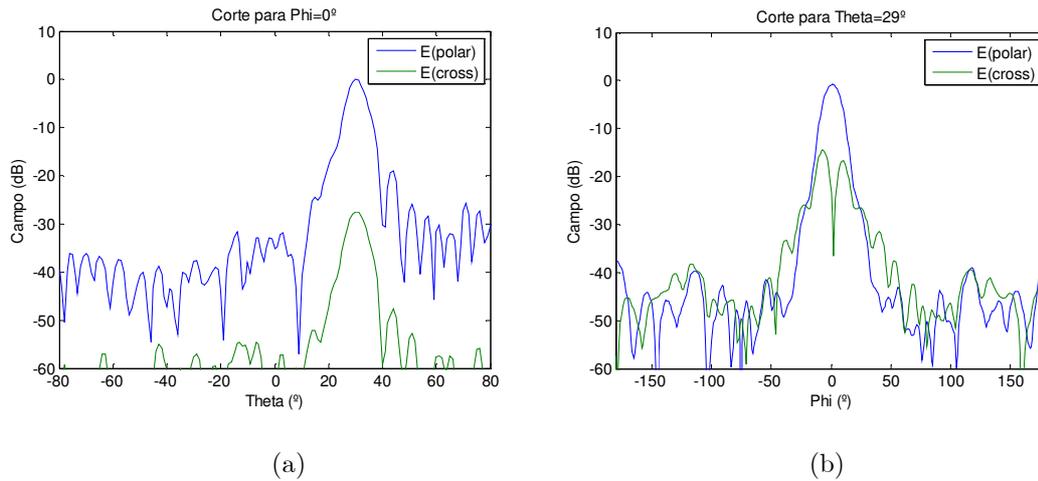
**Figura 5.15:** Vistas de la sonda (a) y del reflectarray (b) montados en los posicionadores.

Los resultados de estas medidas a la frecuencia de diseño (10GHz) están recogidos en la Figura 5.16(a) y (b) para las componentes polar y contrapolar, respectivamente. Además, en las Figuras 5.17(a) y (b), se presentan los cortes principales,  $\varphi=0^\circ$  y  $\theta=29^\circ$ , para ambas componentes y en las Figuras 5.18(a) y (b) la comparación de los resultados experimentales y los teóricos para estos cortes. Se aprecia cómo efectivamente el lóbulo principal apunta a  $\theta=29^\circ$ ,  $\varphi=0^\circ$  y, a grandes rasgos, el comportamiento general guarda una buena correlación con el comportamiento teórico mostrado en la Figura 5.11 pero con una marcada degradación de la respuesta en los lóbulos secundarios y con un lóbulo principal más ancho con la consecuente ligera reducción en ganancia. Por otra parte, comparando las respuestas copolares y contrapolares en los dos cortes principales resulta evidente la presencia de un ligero error de apuntamiento de polarización que puede explicar, en parte, el elevado nivel de los lóbulos secundarios. Sin embargo, la precisión del proceso de fabricación del soporte del reflectarray y la bocina y la precisión del proceso de interpolación para el diseño del reflector del reflectarray unidos a la contribución al campo radiado de las difracciones en los bordes del reflectarray imposibilitan una mejor interpretación de las diferencias encontradas.

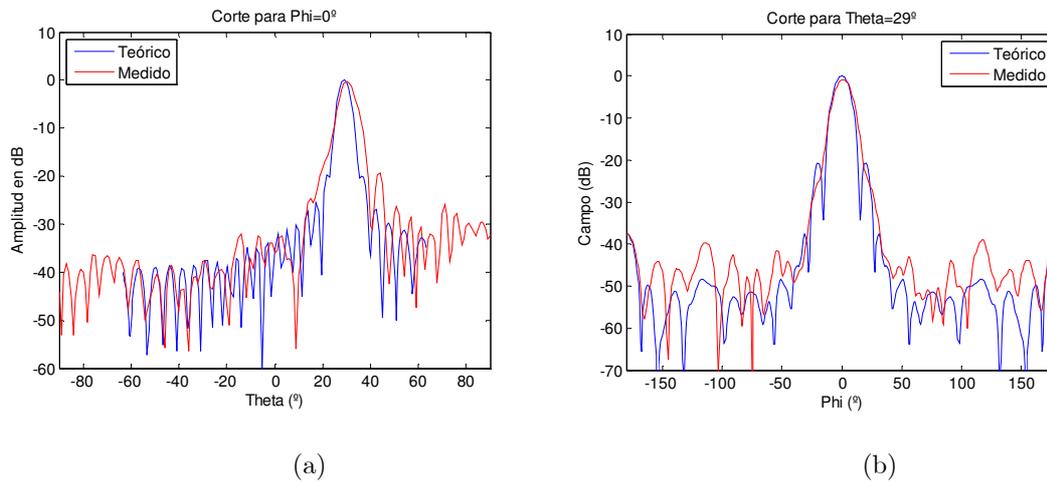
En cualquier caso, dado que el modelo teórico utilizado para evaluar la respuesta de los elementos de fase supone un entorno periódico infinito, y que con la tecnología empleada resulta imposible un mejor control de las tolerancias mecánicas, se ha considerado que el grado de correspondencia de los resultados es aceptable y suficiente efectuar un análisis de la respuesta en frecuencia obtenida.



**Figura 5.16:** Resultado de la medida del diagrama de radiación normalizado: (a) componente copolar, (b) componente contra-polar.



**Figura 5.17:** Cortes principales del diagrama mostrando ambas componentes: (a)  $\varphi=0^\circ$ , (b)  $\theta=29^\circ$ .

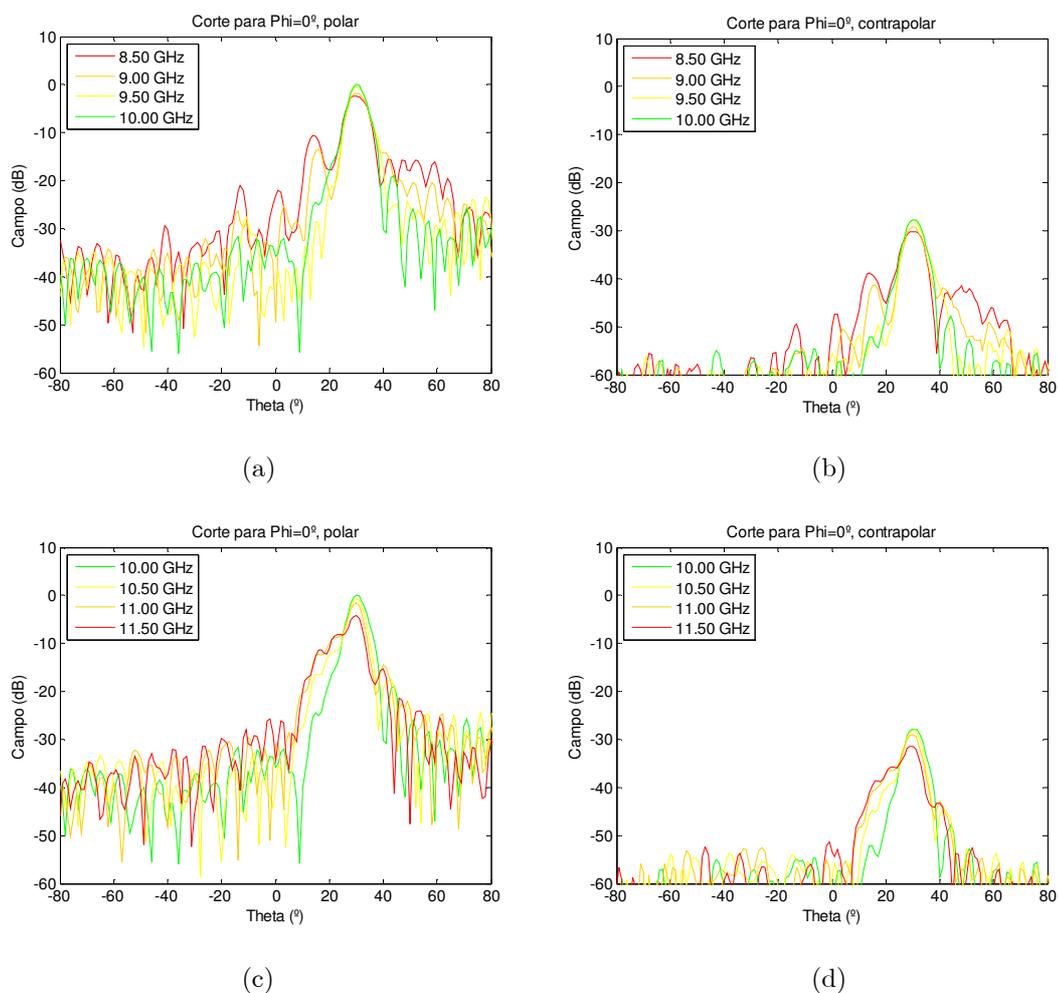


**Figura 5.18:** Comparación de las respuestas polar teórica y práctica medida en la cámara anecoica para el reflectarray implementado con parches, (a) corte para  $\varphi=0^\circ$ , (b) corte para  $\theta=29^\circ$ .

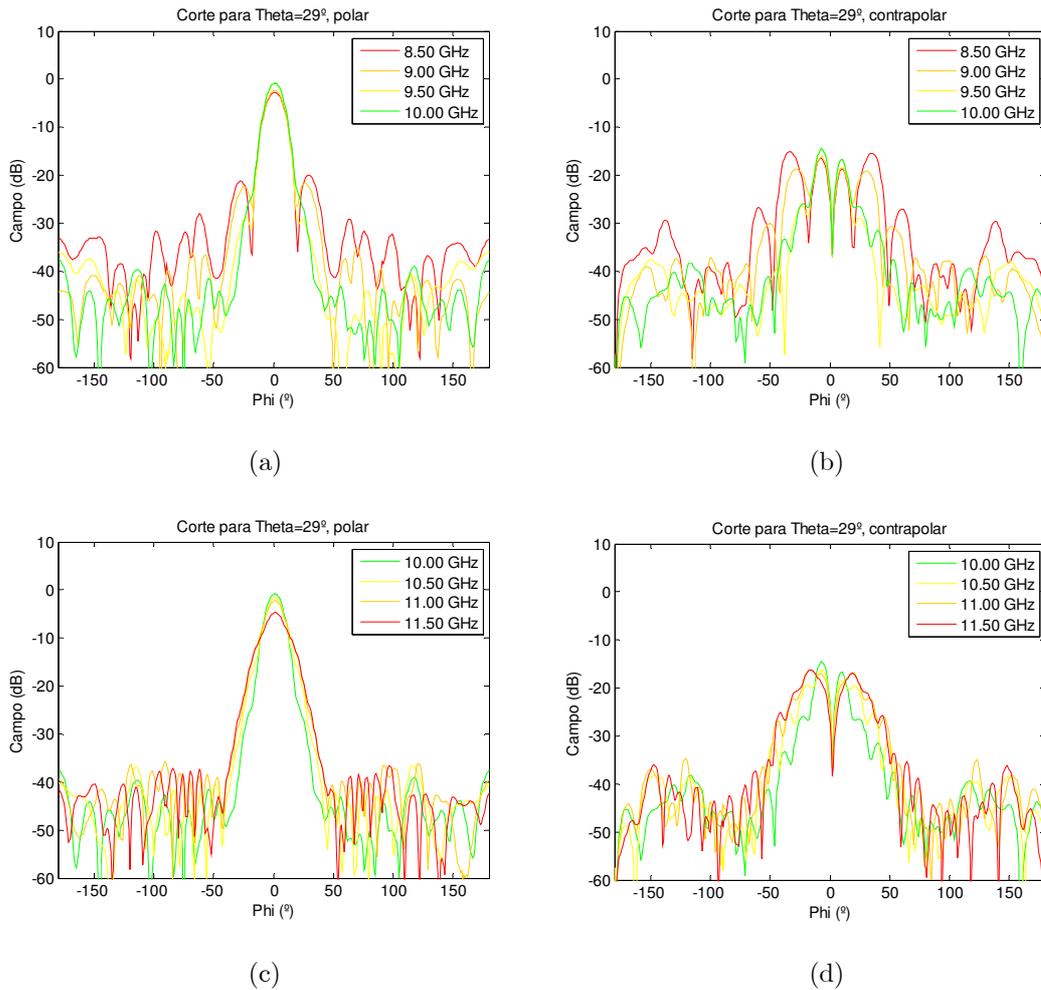
El análisis de la respuesta en frecuencia del prototipo se va a realizar con ayuda de las Figuras 5.19-5.21. Las Figuras 5.19 y 5.20 muestran, para los cortes principales  $\varphi=0^\circ$  y  $\theta=29^\circ$ , respectivamente, la degradación del diagrama de radiación a medida que la frecuencia se aleja de la de diseño. El efecto más evidente es la disminución de la ganancia de la antena al alejarse de la frecuencia de diseño. Analizando las medidas realizadas, si se considerase 1 dB como el valor de la máxima caída de ganancia admisible, el ancho de banda de esta estructura resultaría de 0.8 GHz. Este problema pudiera ser mitigable en el futuro incorporando en el proceso de síntesis restricciones frecuenciales, que no han sido incorporadas en este trabajo.

Observando las Figuras 5.19(a) y 5.20(a) se aprecia como al reducir la frecuencia, aparecen lóbulos secundarios muy marcados con niveles progresivamente crecientes que, lógicamente, provocan una reducción de ganancia en la dirección del máximo. Además, debido a los problemas de alineamiento de polarización previamente mencionados, la respuesta en polarización cruzada está ligada a estos lóbulos (Figuras 5.19(b) y 5.20(d)).

Algo similar se observa si se analizan las respuestas a frecuencias superiores a las de diseño aunque, en este caso, las separaciones angulares entre lóbulos secundarios resultantes se traducen en un ensanchamiento del haz principal y una caída más pronunciada de la ganancia que alcanza los 4.2dB a 11.5GHz (Figuras 5.19(c) y (d) y 5.20(c) y (d)).



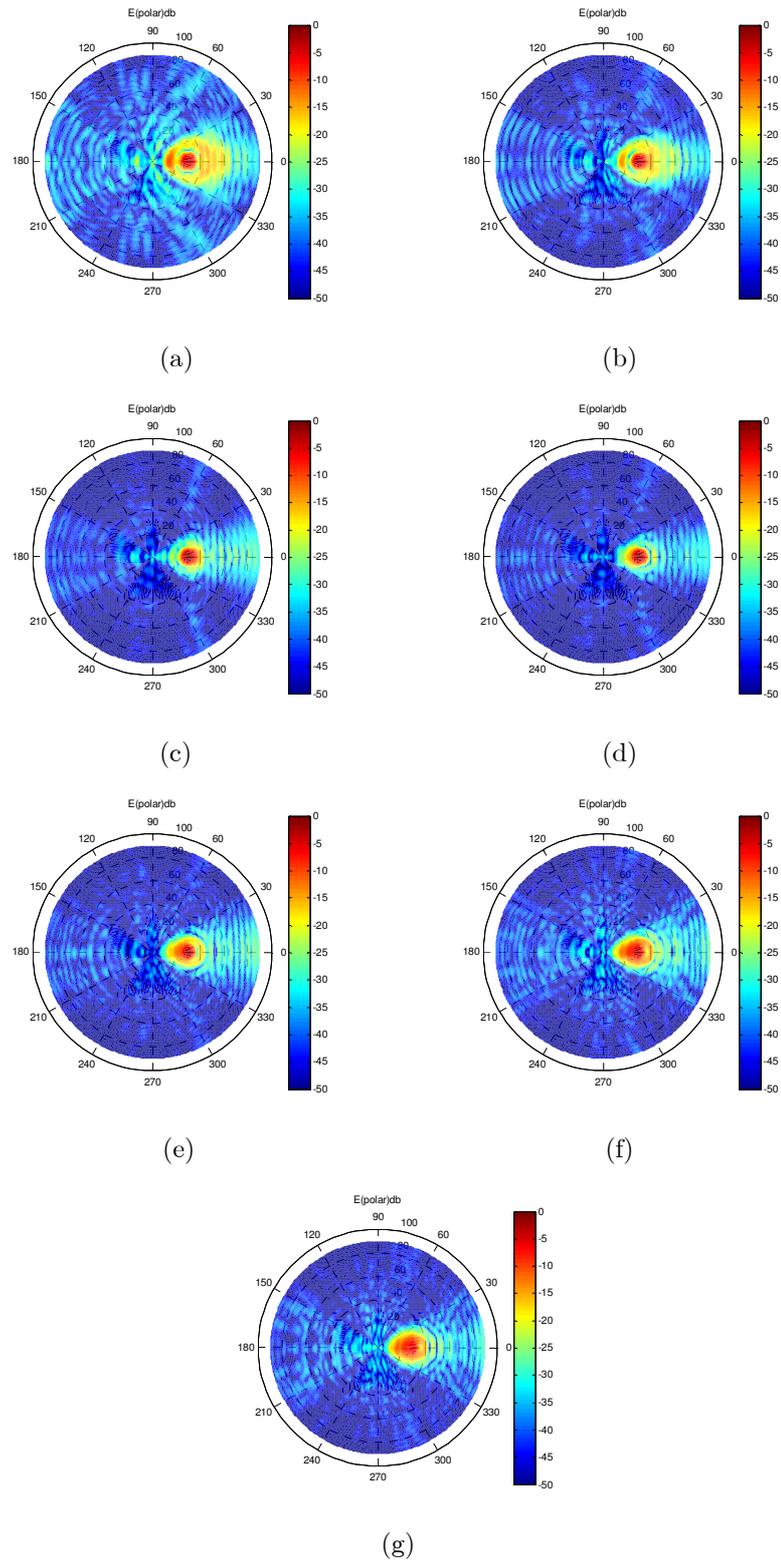
**Figura 5.19:** Cortes  $\varphi=0^\circ$  a varias frecuencias normalizados respecto al máximo a 10 GHz: (a) y (c) componente copolar, (b) y (d) componente contrapolar.



**Figura 5.20:** Cortes  $\theta=29^\circ$  a varias frecuencias normalizados respecto al máximo a 10 GHz: (a) y (c) componente copolar, (b) y (d) componente contrapolar.

Este comportamiento de los lóbulos secundarios, cuya explicación hay que buscar en el incremento de las diferencias de caminos eléctricos al aumentar la frecuencia, refuerza la hipótesis de la necesidad de incorporar restricciones frecuenciales en los procesos de síntesis.

Para obtener una imagen global de la degradación del diagrama de radiación, la Figura 5.21 muestra los diagramas normalizados respecto al máximo a 10GHz para la componente copolar a frecuencias entre 8.5 y 11.5 GHz. Se aprecia claramente la marcada degradación de los lóbulos secundarios sobre todo para frecuencias inferiores a la de diseño así como el ensanchamiento del lóbulo principal a frecuencias superiores a la de diseño. En definitiva, queda patente el carácter de banda estrecha resultante para este diseño que constituye una limitación mitigable, probablemente, incorporando restricciones frecuenciales en el proceso de síntesis.



**Figura 5.21:** Diagrama de radiación para la componente copolar normalizado respecto al valor de la ganancia a la frecuencia de diseño de 10 GHz, (a) 8.5 GHz, (b) 9 GHz, (c) 9.5 GHz, (d) 10 GHz, (e) 10.5 GHz, (f) 11 GHz, (g) 11.5 GHz.

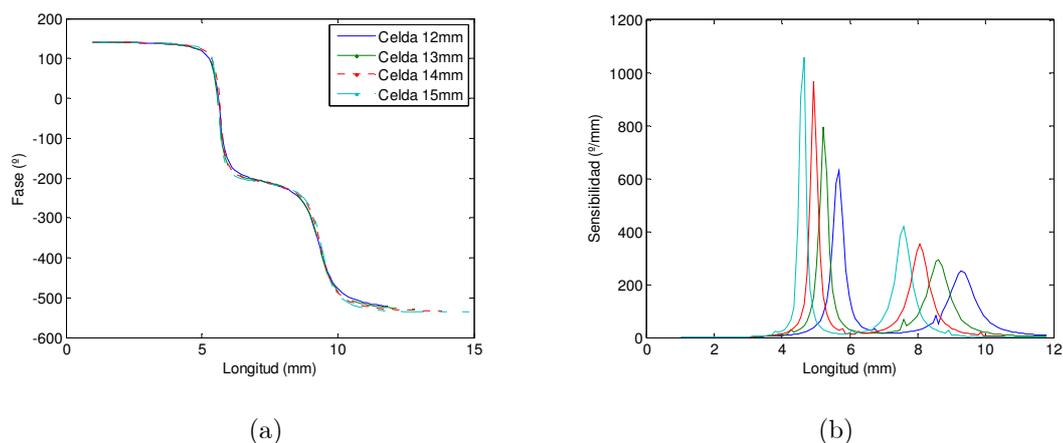
### 5.3 Diseño con haz colimado basado en híbridos anilla-parche

Este segundo prototipo busca implementar el diseño previo empleando el híbrido anilla-parche propuesto en el capítulo previo como elemento de fase. El objetivo es comprobar su correcto funcionamiento así como corroborar las ventajas teóricas descritas en el capítulo 4 respecto a la geometría de parches clásica. Estas ventajas deberían consistir en una mejor respuesta general debido al mayor rango de fase de las nuevas estructuras, y una mejor respuesta en frecuencia. Como se explicará, el sustrato empleado en este caso es un DiCLAD 880 de *ARLON Microwave* de espesor 3.175mm y constante dieléctrica 2.17.

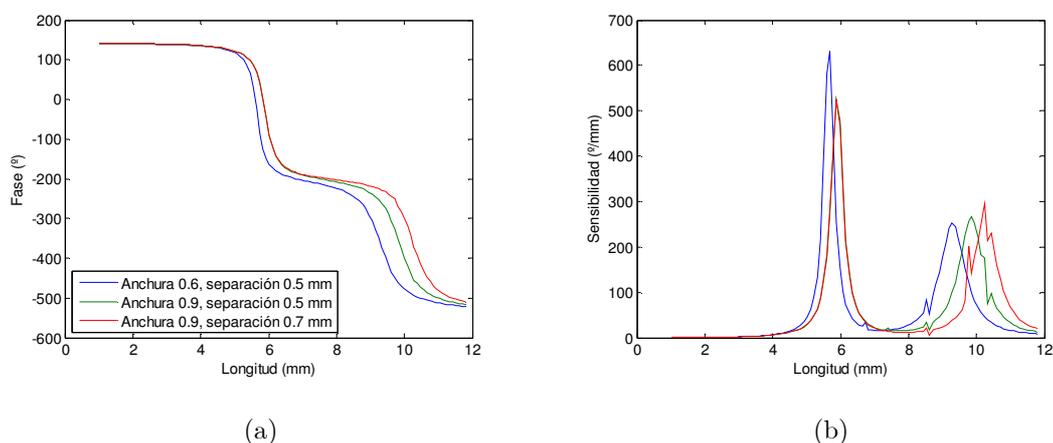
#### 5.3.1 Análisis de los elementos de fase

Inicialmente, se consideró la posibilidad de emplear el mismo sustrato que en el prototipo previo, utilizando como elemento de fase el híbrido anilla-parche para mejorar el rango de fase y alcanzar como mínimo los  $360^\circ$  necesarios para mapear por completo la síntesis de fase. Para ello se exploraron sus posibilidades analizando la respuesta proporcionada por diferentes configuraciones en cuanto a tamaños de celda unidad, anchura de la anilla y separación entre el parche anilla.

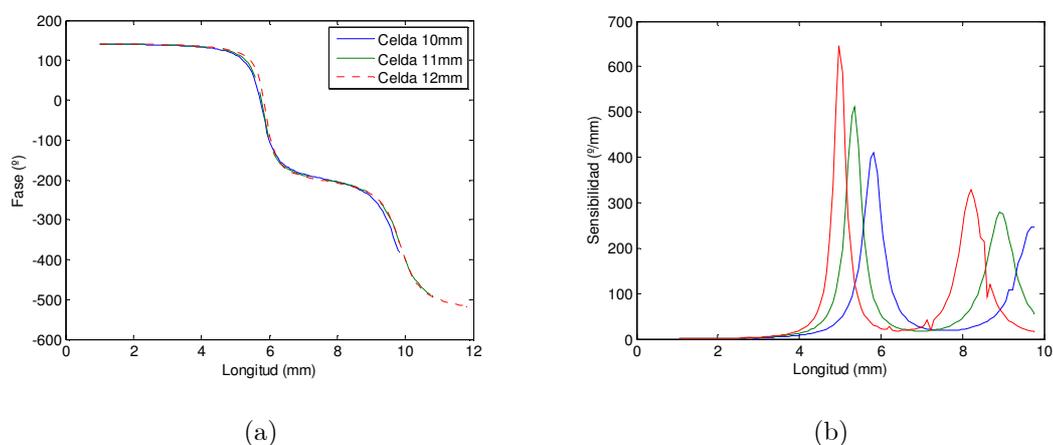
En las Figuras 5.22, 5.23 y 5.24 se muestran resultados representativos que analizan el efecto de los distintos parámetros sobre la respuesta en fase. Puede apreciarse como las curvas de diseño presentan transiciones de fase muy pronunciadas que se traducen en curvas de sensibilidad que superan en el mejor de los casos los  $400^\circ/\text{mm}$ . Esta característica, teniendo en cuenta la necesidad de efectuar interpolaciones para efectuar el diseño, dificulta enormemente el mismo ya que se traduce en errores de fase significativos en los elementos de fase y, por tanto, en los diagramas resultantes. Una exploración intensiva de esta configuración demostró la imposibilidad de encontrar una configuración que presente una curva de diseño con pendiente razonablemente constante y con picos de sensibilidad moderados, debido a que las curvas de diseño se vuelven más abruptas al disminuir el espesor del sustrato e incrementar su permitividad relativa. Por este motivo se consideró la posibilidad de emplear otro sustrato que permitiese obtener respuestas en fase con pendientes más constantes y sensibilidades similares a las proporcionadas por los parches cuadrados utilizados en el diseño previo.



**Figura 5.22:** Estructura híbrida anilla-parche con anilla de 0.6mm de anchura y 0.5mm de separación con el parche para diferentes celdas unidad (10GHz): (a) Curvas de diseño, (b) sensibilidad. (25N)



**Figura 5.23:** Estructura híbrida anilla-parche con diferentes anchuras de anilla y separaciones con el parche con celda unidad de 12mm (10GHz): (a) Curvas de diseño, (b) sensibilidad. (25N)



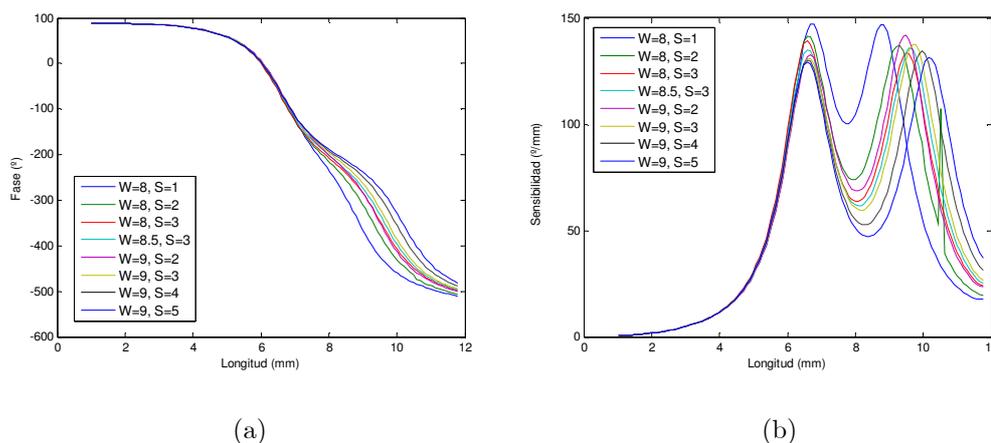
**Figura 5.24:** Estructura híbrida anilla-parche con anilla de 0.9 mm de anchura y 0.5 mm de separación con el parche para diferentes celdas unidad (10GHz): (a) Curvas de diseño, (b) sensibilidad. (25N)

Tras analizar distintas posibilidades, se ha seleccionado otro material de la casa *ARLON*, concretamente el DiCLAD 800 con un espesor de 3.175 mm y constante dieléctrica de 2.17.

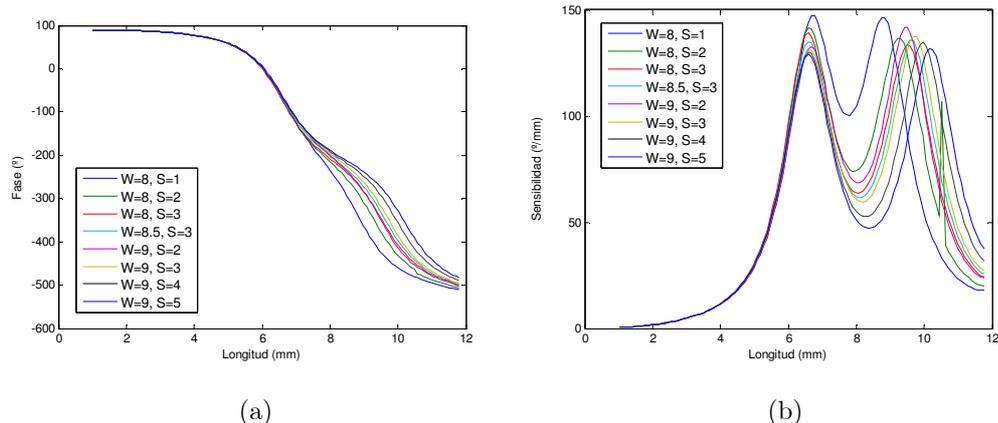
Para ilustrar su buen comportamiento, en las Figuras 5.25-5.29 se muestran las curvas de diseño para distintas configuraciones de ancho de línea, separación entre ésta y el parche, ángulo de incidencia y frecuencia.

Resulta evidente que estas curvas son sensiblemente mejores que las obtenidas con el sustrato anterior. Proporcionan sensibilidades incluso mejores a las obtenidas con los parches cuadrados dado que mantienen los picos de sensibilidad por debajo de  $160^\circ/\text{mm}$ . Además proporcionan rangos de fase muy superiores a los  $360^\circ$  permitiendo un mapeo de la fase sin truncamientos y con la posibilidad de seleccionar el rango de variación más apropiado.

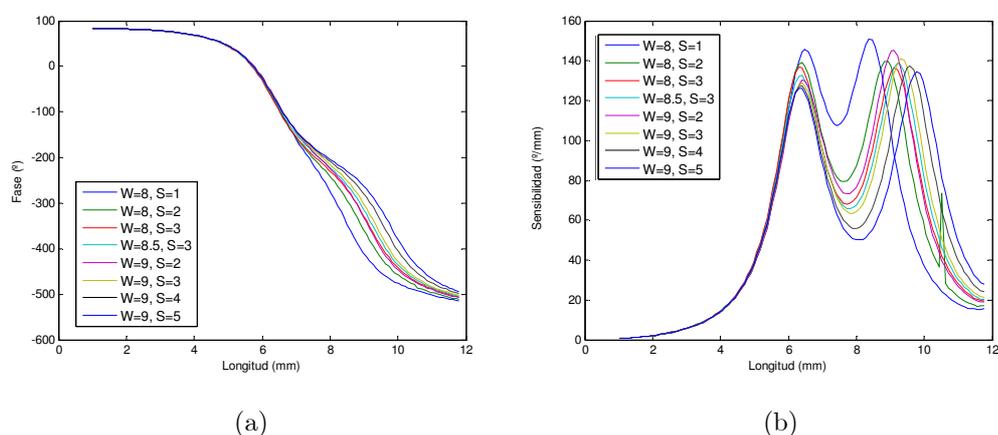
Tras analizar los resultados, se ha seleccionado una configuración que, a pesar de no ser la que presenta la pendiente más constante en su curva de diseño, es la que proporciona el mejor compromiso entre sensibilidad, uniformidad de la pendiente y viabilidad física: anilla externa de 0.9 mm de anchura con una separación de 0.5 mm con el parche interno. Sus buenas prestaciones justifican su empleo tanto en el diseño de este prototipo como en el de los dos posteriores.



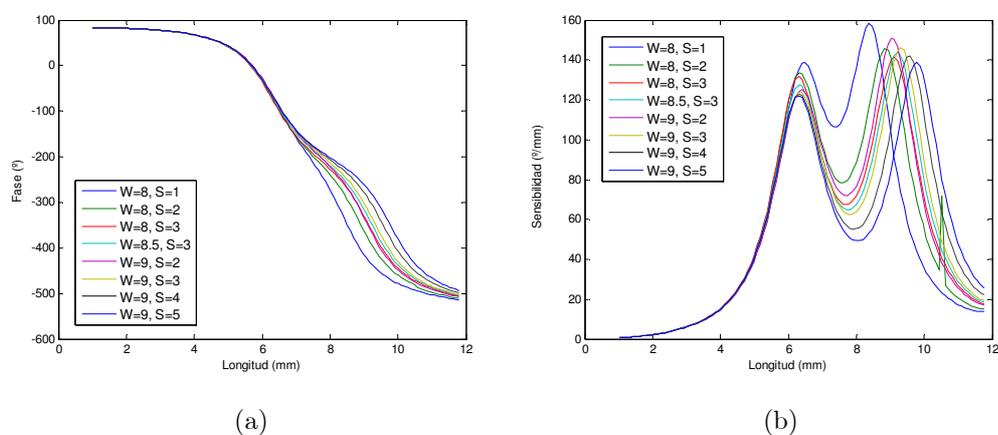
**Figura 5.25:** Estructura híbrida anilla-parche con anillas de 0.8, 0.85 y 0.9 mm de anchura (W) y separaciones (S) de 0.1 a 0.5 mm con el parche con celda unidad de 12 mm (10GHz): (a) Curvas de diseño, (b) sensibilidad. (DiCLAD 800) Incidencia:  $\theta=15^\circ$ ,  $\varphi=75^\circ$



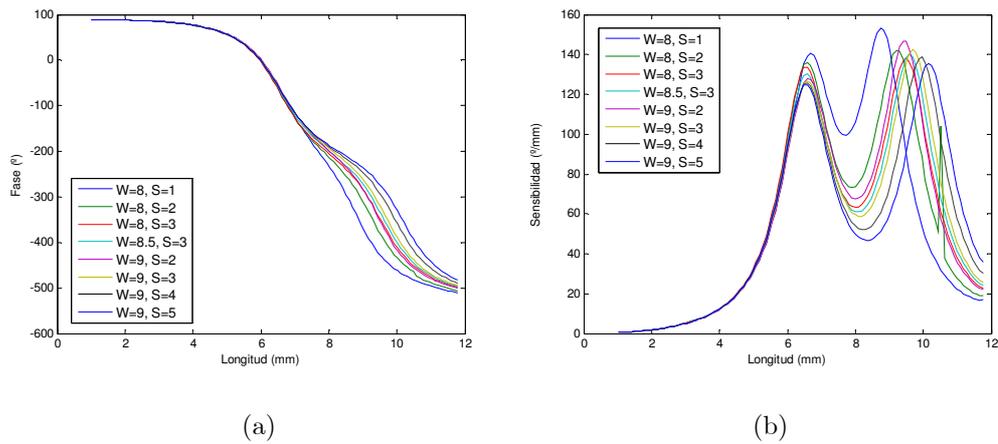
**Figura 5.26:** Estructura híbrida anilla-parche con anillas de 0.8, 0.85 y 0.9 mm de anchura (W) y separaciones (S) de 0.1 a 0.5 mm con el parche con celda unidad de 12 mm (10GHz): (a) Curvas de diseño, (b) sensibilidad. (DiCLAD 800) Incidencia:  $\theta=15^\circ$ ,  $\phi=90^\circ$ .



**Figura 5.27:** Estructura híbrida anilla-parche con anillas de 0.8, 0.85 y 0.9 mm de anchura (W) y separaciones (S) de 0.1 a 0.5 mm con el parche con celda unidad de 12 mm (10.5GHz): (a) Curvas de diseño, (b) sensibilidad. (DiCLAD 800) Incidencia:  $\theta=15^\circ$ ,  $\phi=90^\circ$ .



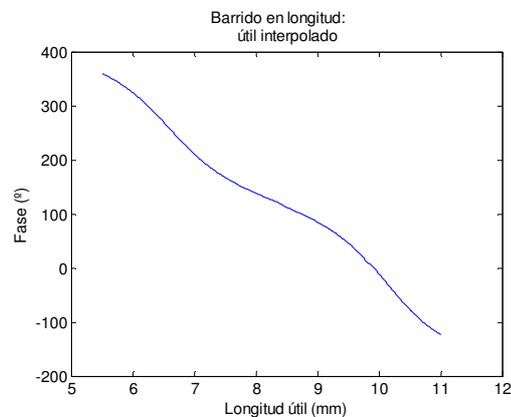
**Figura 5.28:** Estructura híbrida anilla-parche con anillas de 0.8, 0.85 y 0.9 mm de anchura (W) y separaciones (S) de 0.1 a 0.5 mm con el parche con celda unidad de 12 mm (10.5GHz): (a) Curvas de diseño, (b) sensibilidad. (DiCLAD 800) Incidencia:  $\theta=0^\circ$ ,  $\phi=90^\circ$ .



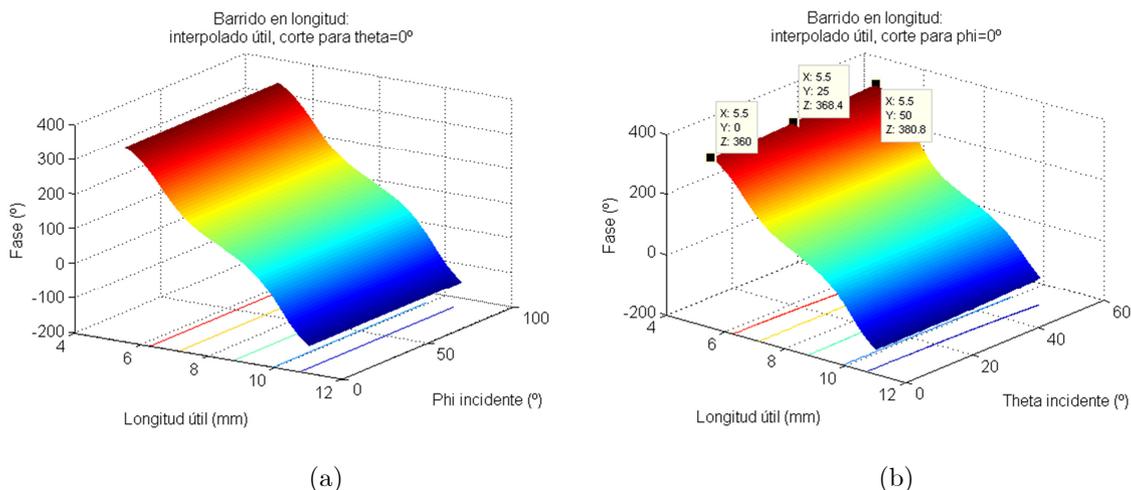
**Figura 5.29:** Estructura híbrida anilla-parche con anillas de 0.8, 0.85 y 0.9 mm de anchura (W) y separaciones (S) de 0.1 a 0.5 mm con el parche con celda unidad de 12 mm (10GHz): (a) Curvas de diseño, (b) sensibilidad. (DiCLAD 800) Incidencia:  $\theta=0^\circ$ ,  $\varphi=90^\circ$ .

### 5.3.2 Diseño y resultados teóricos

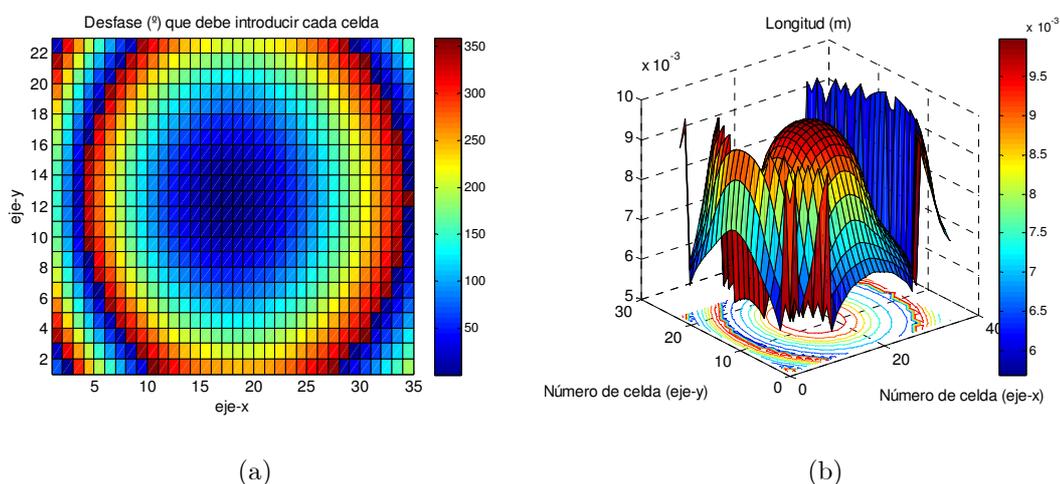
Para efectuar este diseño nuevamente se recurre a la interpolación con los mismos 6 puntos en  $\theta$  y 10 puntos en  $\varphi$  que en el prototipo anterior. El punto de inicio del barrido en longitud útil de la estructura se fija en 5.5 mm, el punto final máximo se establece en 11 mm (Figura 5.30) aunque rondará los 10 mm en función del ángulo de incidencia (Figura 5.31). El rango de fase que ofrece esta configuración cubre ampliamente los  $360^\circ$ .



**Figura 5.30:** curva de diseño de la anilla-parche en el tramo útil [5.5, 11] mm.

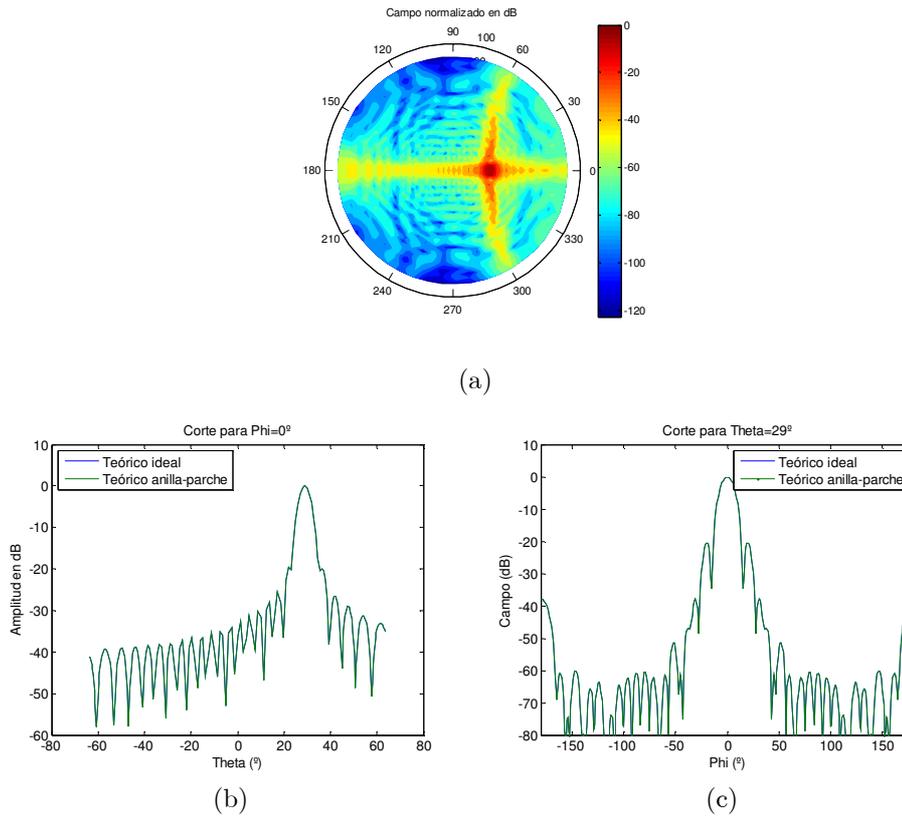


**Figura 5.31:** Curvas de diseño en 3 dimensiones para los parches rectangulares en función del ángulo de incidencia, (a)  $\theta=0^\circ$ , barrido en  $\phi$ , (b)  $\phi=0^\circ$ , barrido en  $\theta$ .

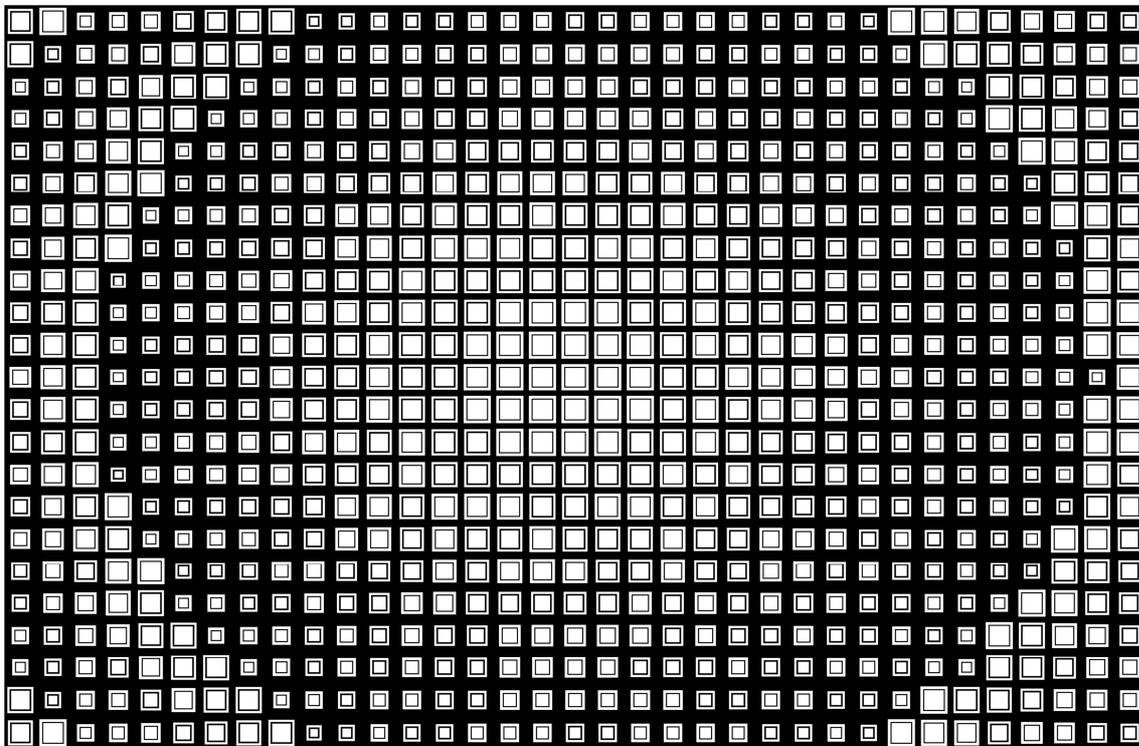


**Figura 5.32:** (a) Desfase final a introducir por cada celda, (b) longitud externa de la anilla de cada una de las celdas.

En relación al ajuste enfocado a minimizar el efecto de los errores en el mapeo de las fases, se realiza en este caso únicamente un ajuste de primer tipo en la matriz de fases y se desplaza  $-319^\circ$ , quedando el conjunto de fases que se muestra en la Figura 5.32. En esta situación no se produce truncamiento de fase dado que la implementación del prototipo con híbridos anilla-parche cubre por completo el rango de  $360^\circ$ , por lo que el resultado teórico ideal coincide el teórico implementado con el híbrido como elemento de fase tal y como puede observarse en la Figura 5.33. Este diseño se ha implementado en un prototipo cuya máscara se muestra en la Figura 5.34 sobre el sustrato DiCLAD 800 previamente descrito.



**Figura 5.33:** Diagrama de radiación teórico del reflectarray implementado con anilla-parche, (a) normalizado en dB, (b) corte  $\phi=0^\circ$ , (c) corte  $\theta=29^\circ$ .

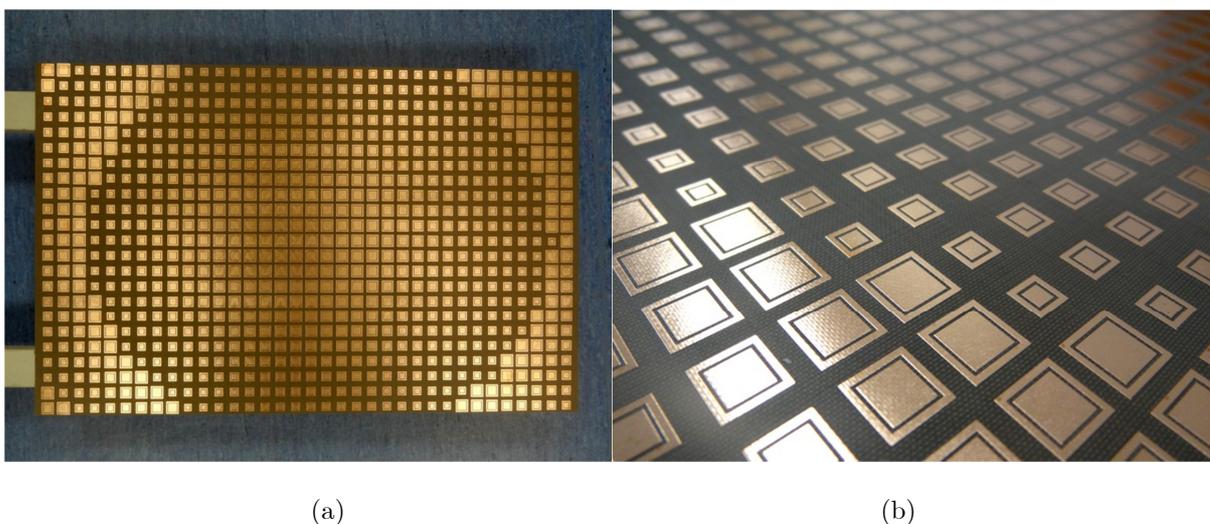


**Figura 5.34:** Máscara resultante del mapeo de las longitudes de las anillas descrita en el texto que se empleó para la fabricación del segundo prototipo.

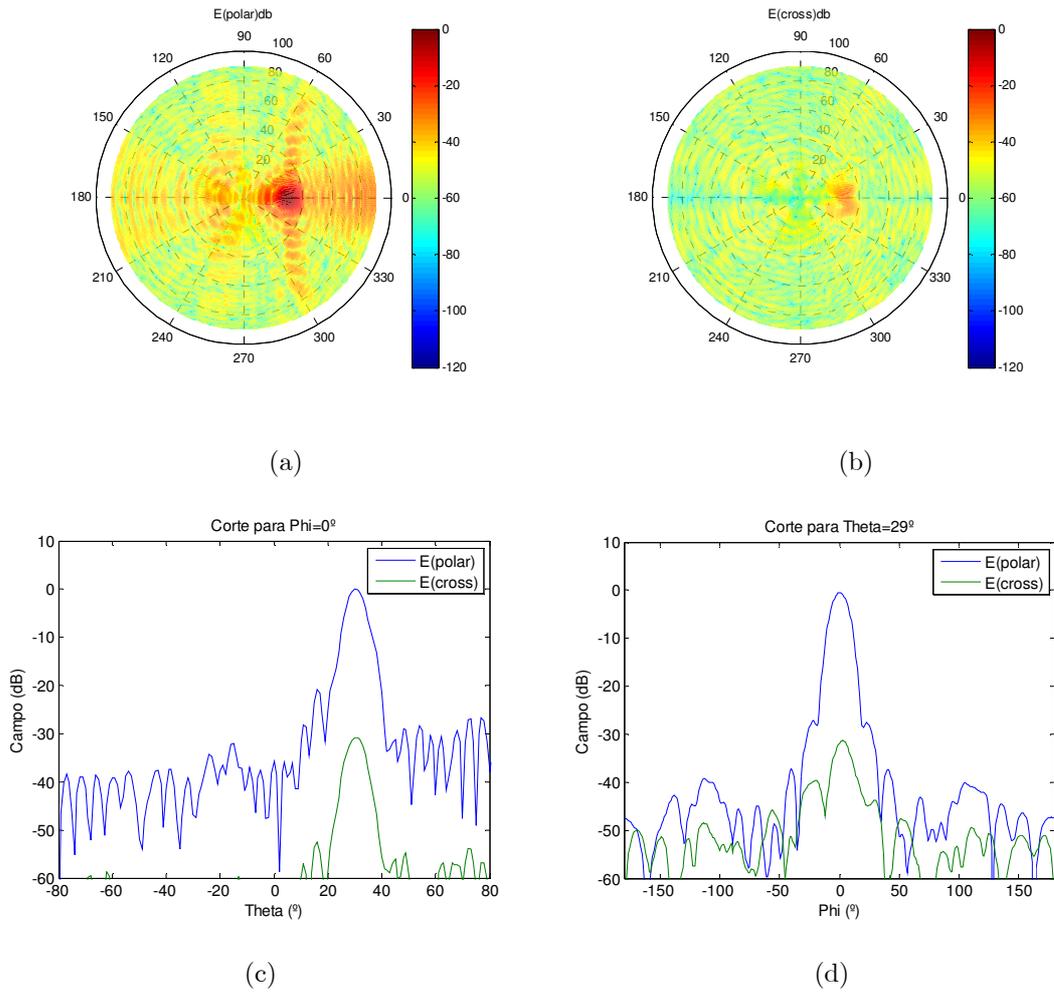
### 5.3.3 Medida y resultados

El reflector construido para este prototipo se muestra, ya montado en el soporte, en la Figura 5.35(a) junto con un detalle del mismo (Figura 5.35(b)). Este prototipo se ha medido en la cámara anecoica y aquí se presenta un extracto de los resultados obtenidos.

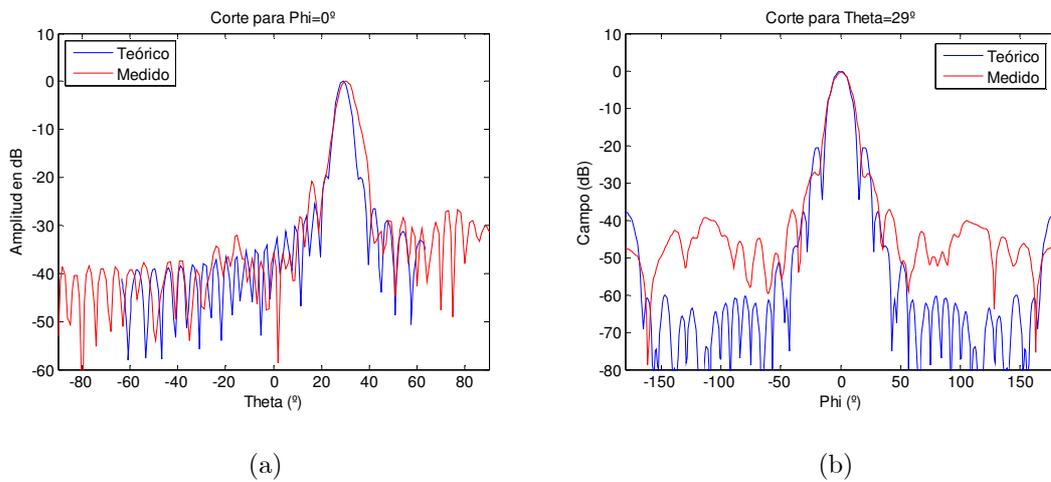
En la Figura 5.36 se presentan los resultados de la medida del diagrama de radiación normalizado a la frecuencia de diseño (10GHz). Resulta evidente el correcto apuntamiento en la dirección predefinida  $\theta=29^\circ$ ,  $\varphi=0^\circ$ , con un lóbulo principal mejor definido que en el prototipo anterior, así como el nivel promedio más reducido de radiación fuera del haz principal (tonos más verdosos) que en el caso anterior tanto para la componente copolar como para la contrapolar si se comparan las Figuras 5.36(a) y (b) y las Figuras 5.16(a) y (b). Si se observan los cortes principales  $\varphi=0^\circ$  y  $\theta=29^\circ$  (Figuras 5.36(c) y (d), respectivamente), se comprueba el menor nivel de lóbulos secundarios. Sin embargo la mejoría respecto al reflectarray implementado con parches es muy sutil debido a que el primer prototipo se ha diseñado optimizando el truncamiento de fases por lo que su rendimiento se aproxima, a la frecuencia central de 10 GHz, al mostrado por este segundo prototipo. Si se comparan las respuestas teórica y experimental en los cortes  $\varphi=0^\circ$  y  $\theta=29^\circ$  (Figura 5.37), se observa un ligero ensanchamiento del lóbulo principal y lóbulos secundarios de mayor nivel (similar al obtenido con el prototipo previo). El apuntamiento del haz colimado es bastante preciso con una desviación inapreciable en  $\varphi$  e inferior a  $1^\circ$  en  $\theta$ .



**Figura 5.35:** (a) prototipo de reflectarray implementado con la estructura híbrida anilla-parche, (b) detalle de los elementos de fase anilla-parche.

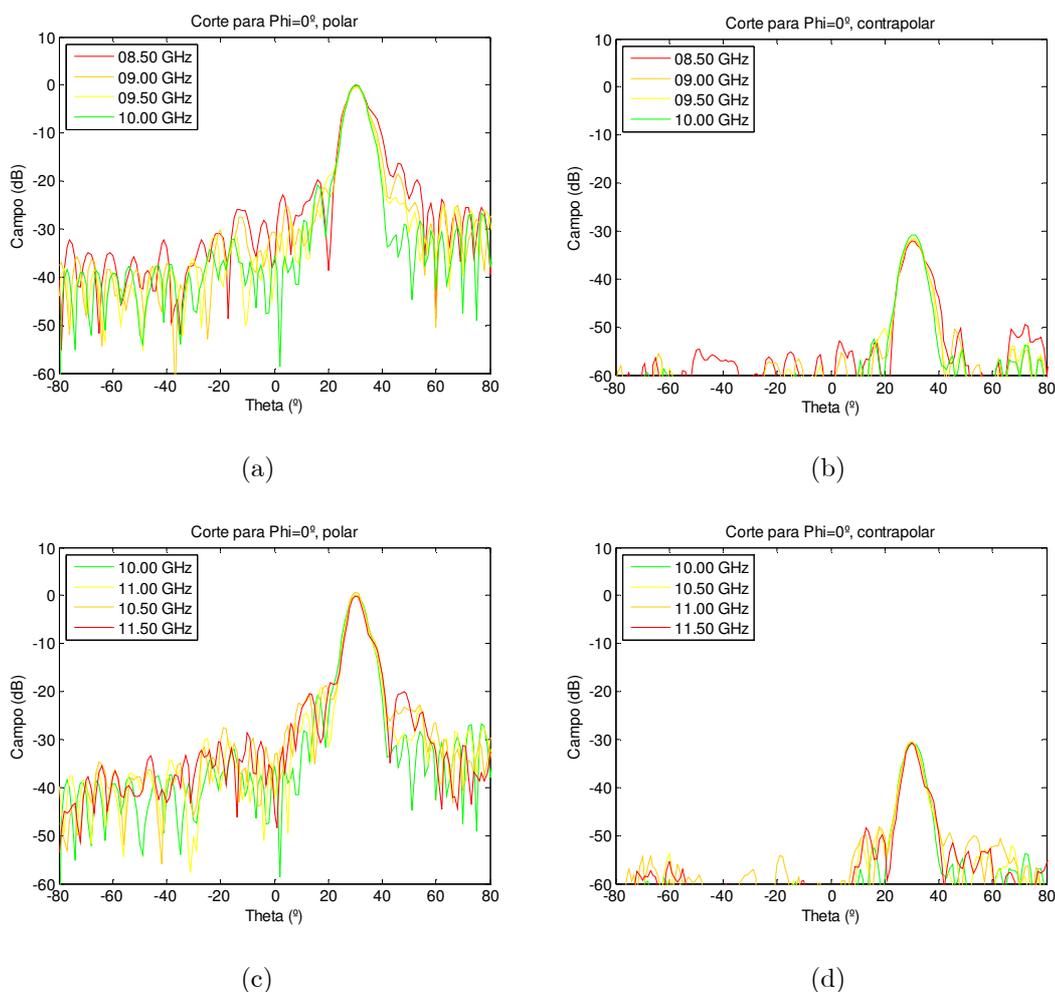


**Figura 5.36:** Resultados de la medida del diagrama de radiación normalizado (dB): (a) componente copolar, (b) componente contrapolar, (c) corte  $\varphi=0^\circ$ , (d) corte  $\theta=29^\circ$ .

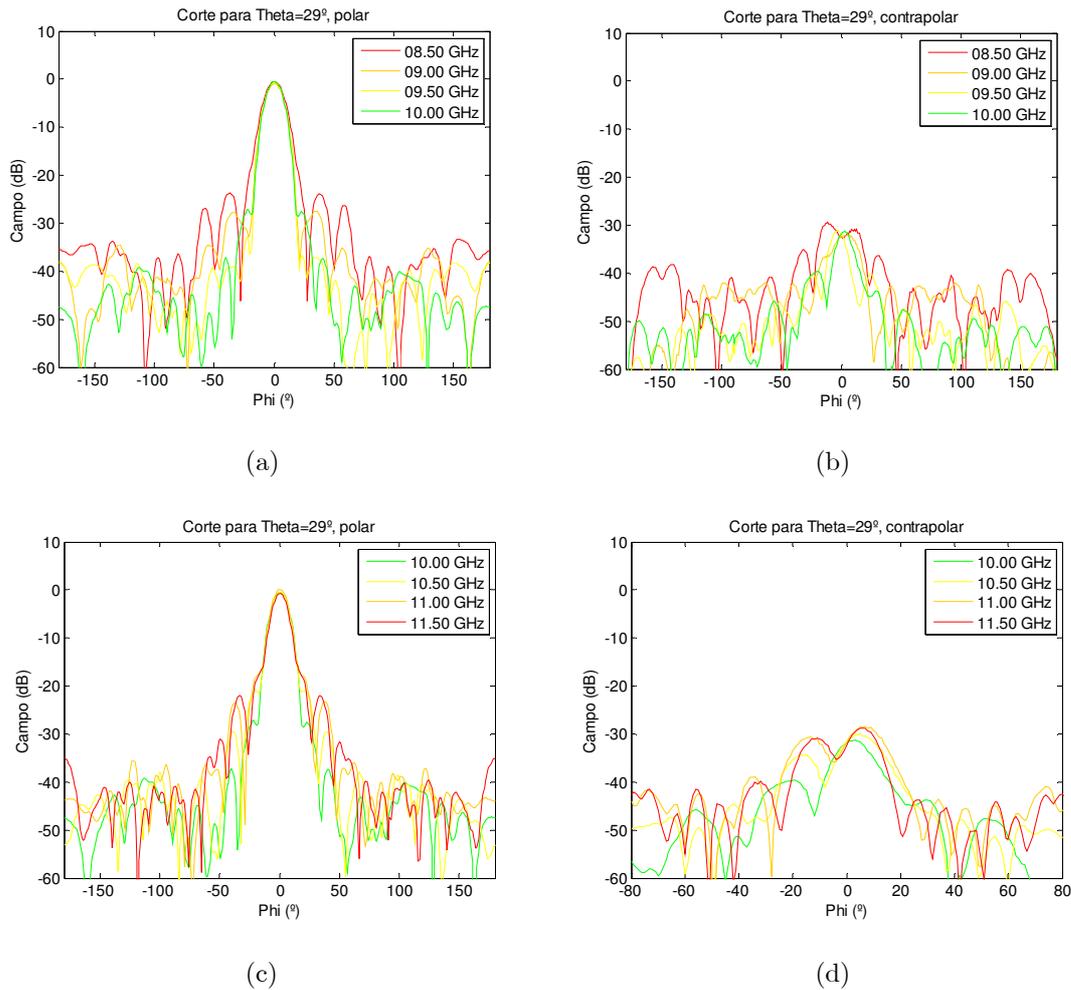


**Figura 5.37:** Comparación de las respuestas copolar teórica y medida: (a) corte  $\varphi=0^\circ$ , (b) corte  $\theta=29^\circ$ .

Tras verificar las mejores prestaciones de este prototipo a la frecuencia de diseño, falta comprobar la mejora en la respuesta en frecuencia, dado que ésta es la clara ventaja teórica del empleo del híbrido anilla-parche como elemento de fase. Las Figuras 5.38 y 5.39 muestran los cortes principales  $\phi=0^\circ$  y  $\theta=29^\circ$  del diagrama a distintas frecuencias entorno a la de diseño (10 GHz). A simple vista, se aprecia una muy leve caída de la ganancia, un ligero ensanchamiento del lóbulo principal y un incremento del nivel de los lóbulos secundarios para la componente copolar al desviarse 1.5 GHz de la frecuencia de diseño. Sin embargo, si se compara con los resultados del primer prototipo (Figuras 5.19 y 5.20), resulta evidente la superioridad de este diseño sobre el anterior: dentro de los 3 GHz de banda considerados, la caída en la ganancia del lóbulo principal es en todo momento inferior a 0.5 dB frente a los 4.2 dB de variación que se producían con el diseño previo.



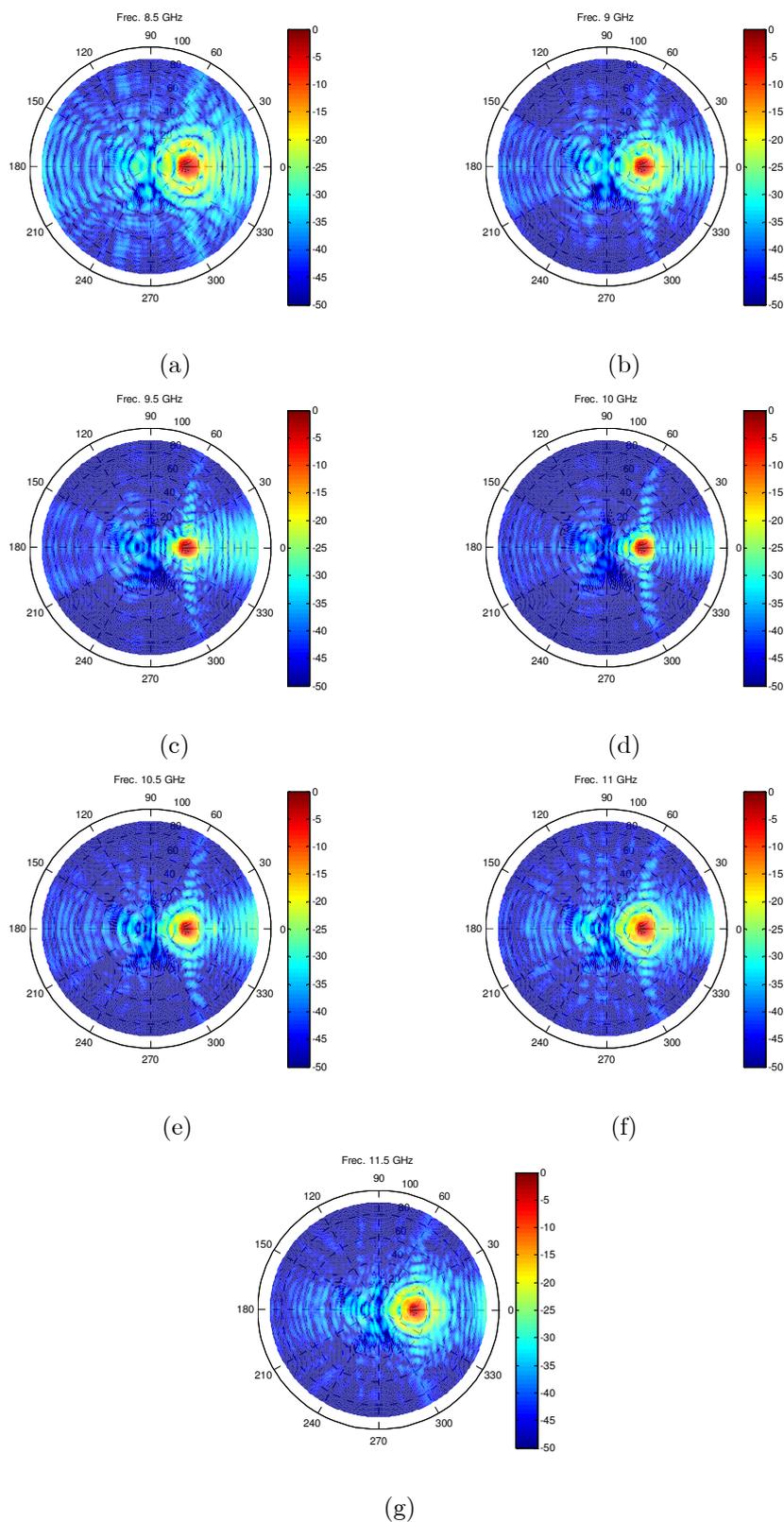
**Figura 5.38:** Cortes  $\phi=0^\circ$  a varias frecuencias normalizados respecto al máximo a 10 GHz: (a) y (c) componente copolar, (b) y (d) componente contrapolar.



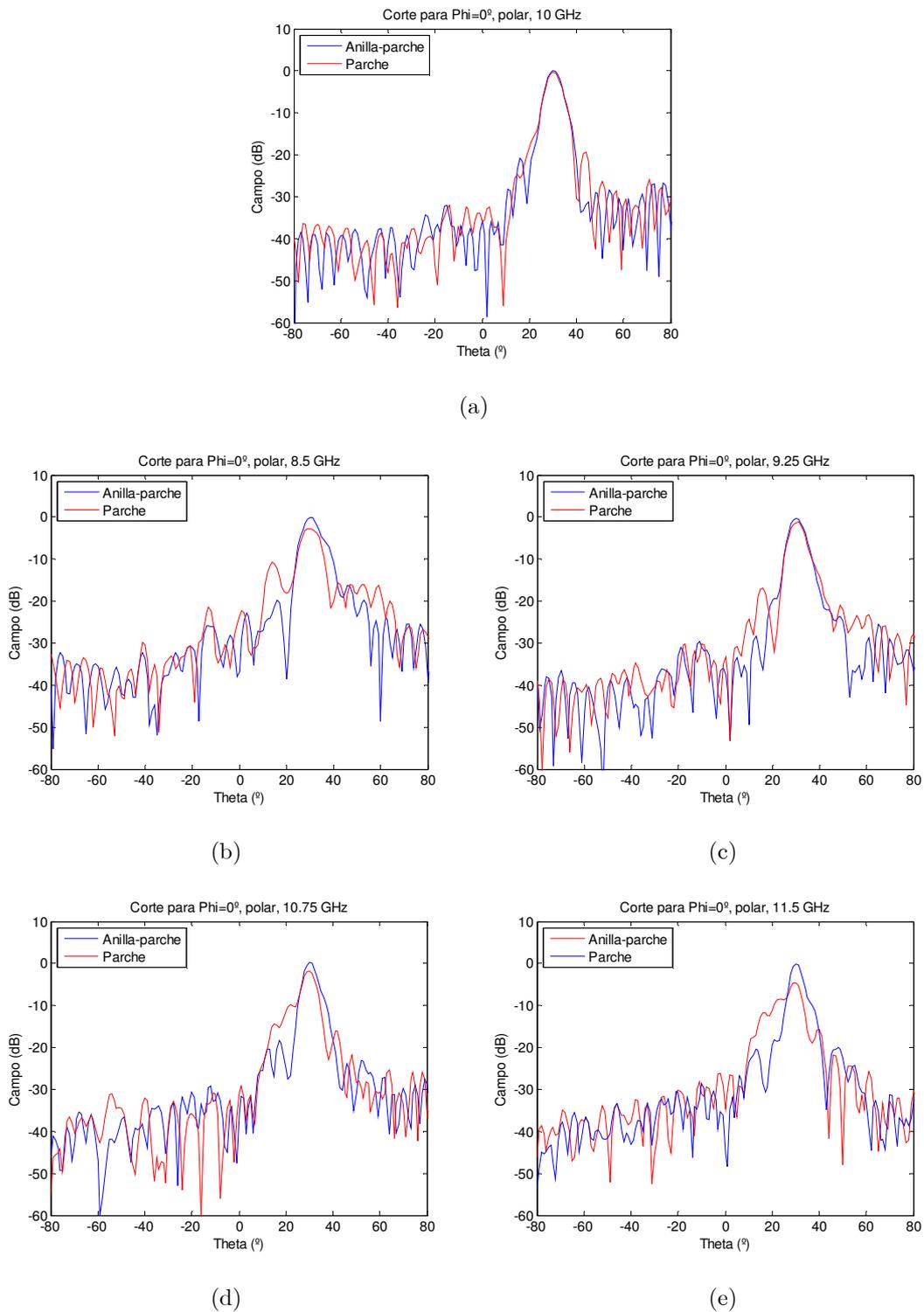
**Figura 5.39:** Cortes  $\theta=29^\circ$  a varias frecuencias normalizados respecto al máximo a 10 GHz: (a) y (c) componente copolar, (b) y (d) componente contrapolar.

Nuevamente, para obtener una imagen global de la degradación del diagrama de radiación, la Figura 5.40 muestra los diagramas normalizados respecto al máximo a 10GHz para la componente copolar a frecuencias entre 8.5 y 11.5 GHz. Aunque se aprecia la degradación de los lóbulos secundarios al alejarse de la frecuencia de diseño, el efecto es mucho menos marcado que en el prototipo previo y, por otra parte, el lóbulo principal resulta mucho más estable. Resulta evidente la clara mejora en las prestaciones proporcionada por los híbridos anilla-parche.

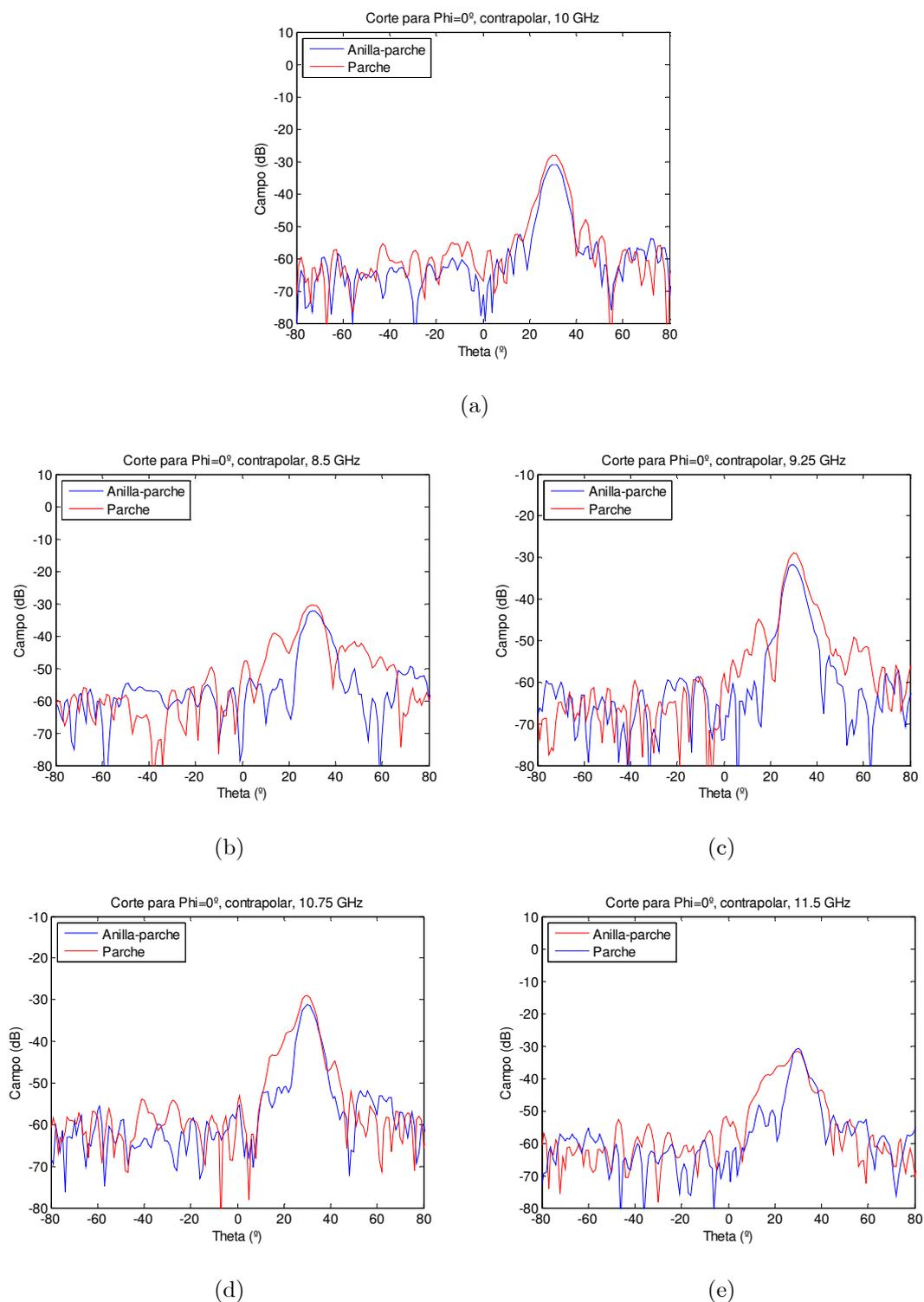
Estas afirmaciones resultan evidentes si se comparan los resultados de ambos prototipos para las componentes copolar y contrapolar que se presentan en las Figuras 5.41 y 5.42, respectivamente, para el corte  $\phi=0^\circ$  a distintas frecuencias. Cabe mencionar que el mejor comportamiento se reproduce en la componente contrapolar a la que no se había hecho referencia hasta el momento.



**Figura 5.40:** Diagrama de radiación para la componente copolar normalizado respecto al valor de la ganancia a la frecuencia de diseño de 10 GHz, (a) 8.5 GHz, (b) 9 GHz, (c) 9.5 GHz, (d) 10 GHz, (e) 10.5 GHz, (f) 11 GHz, (g) 11.5 GHz.



**Figura 5.41:** Comparación de los cortes  $\phi=0^\circ$  de la componente copolar del prototipo implementado con parches y con híbridos anilla-parche a varias frecuencias: (a) 10 GHz, (b) a 8.5 GHz, (c) a 9.25 GHz, (d) a 10.75 GHz, (e) a 11.5 GHz.



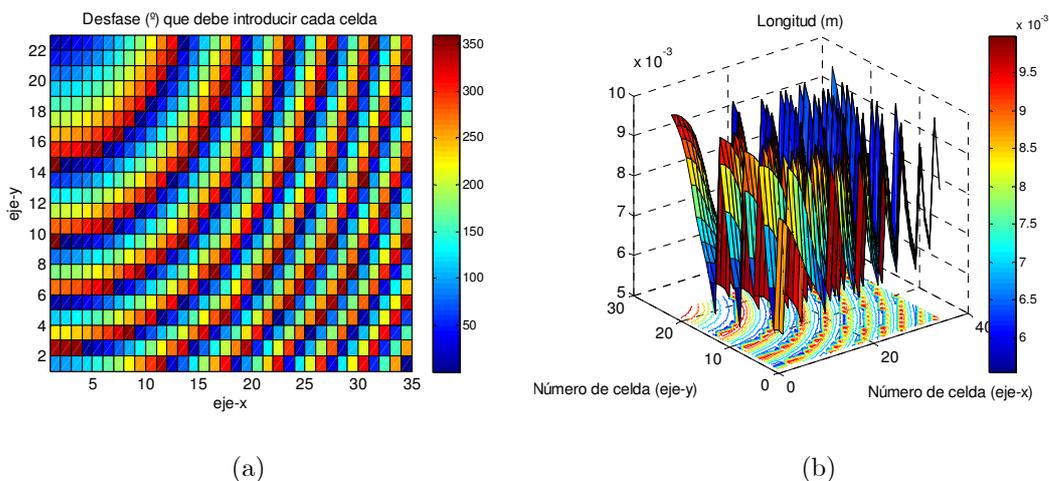
**Figura 5.42:** Comparación de los cortes  $\phi=0^\circ$  de la componente contrapolar del prototipo implementado con parches y con híbridos anilla-parche a varias frecuencias: (a) 10 GHz, (b) a 8.5 GHz, (c) a 9.25 GHz, (d) a 10.75 GHz, (e) a 11.5 GHz.

## 5.4 Diseño de haz colimado en dirección alejada de la especular

Una vez comprobado el correcto funcionamiento de la anilla-parche, en este tercer prototipo se aborda un diseño colimado con apuntamiento en una dirección alejada de la de reflexión especular. En concreto se pretende apuntar el haz en la dirección  $\theta=29^\circ$ ,  $\varphi=90^\circ$ . Para el diseño se empleará como sustrato el DiCLAD 880 de *ARLON Microwave* de espesor 3.175mm y constante dieléctrica 2.17 y como elementos de fase anillas-parche con 0.9 mm de anchura de anilla y 0.5 mm de separación de éstas con el parche utilizadas en el prototipo previo, por lo que las curvas de diseño son las mismas.

### 5.4.1 Diseño y resultados teóricos

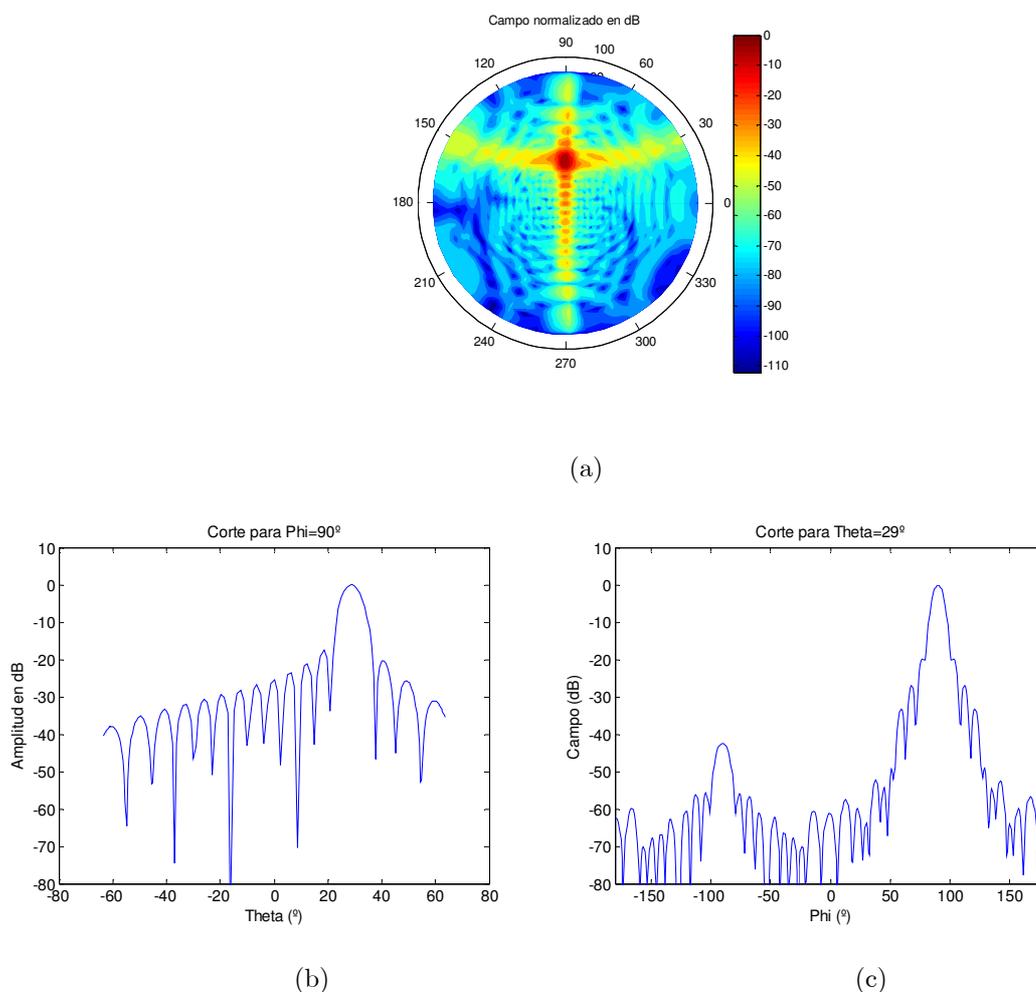
El proceso de diseño para este prototipo comienza con la obtención mediante cálculos trigonométricos del desfase a introducir por cada una de las celdas del reflectarray. Empleando un ajuste de  $-233^\circ$  para optimizar la respuesta, se obtienen los desfases que deben introducir cada uno de los elementos de fase. Estos desfases son los mostrados en la Figura 5.43(a). Haciendo uso de las curvas de diseño se obtienen las dimensiones de estructura anilla-parche para cada celda que se presentan en la Figura 5.43(b).



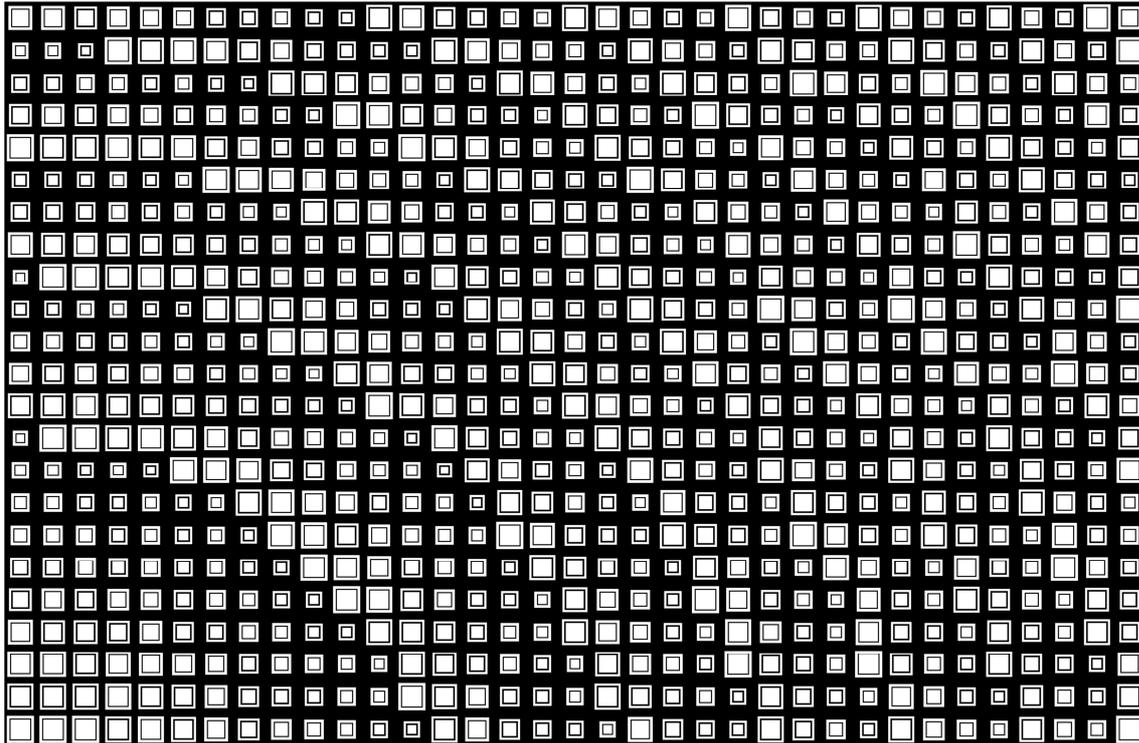
**Figura 5.43:** (a) Desfase final a introducir por cada celda, (b) longitud externa de la anilla de cada una de las celdas.

Utilizando estas dimensiones para los elementos de fase, se puede efectuar la simulación teórica y evaluar el diagrama teórico resultante puesto que no es necesario el truncamiento de fase. Los resultados de esta simulación se recogen en la Figura 5.44 de forma global (a) y en los cortes principales (b) y (c). Se observa que se consigue el apuntamiento deseado con una respuesta teórica similar a las obtenidas con los prototipos previos en cuanto a niveles de lóbulos secundarios. A priori es de esperar que en este caso la respuesta del prototipo empeore con respecto a los casos anteriores en esta zona dado que se trata de una situación mucho más desfavorable.

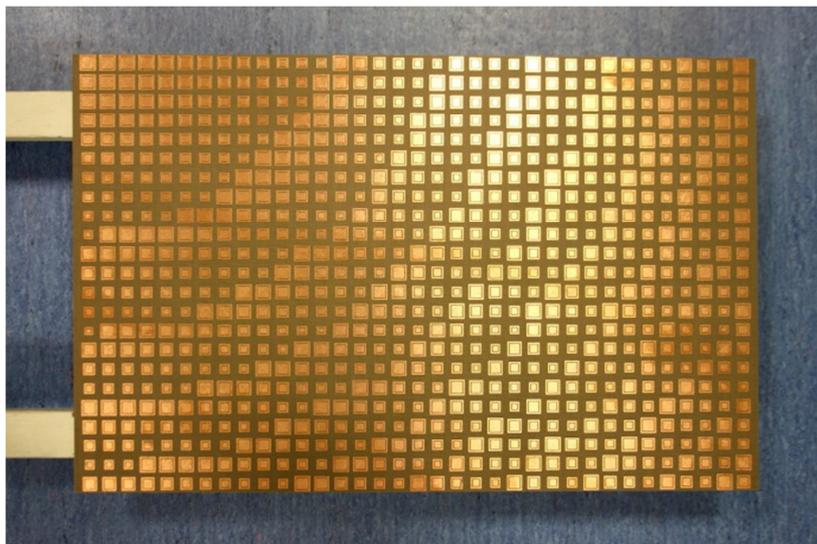
Este diseño de reflector, cuya máscara se muestra en la Figura 5.45, se ha implementado sobre el sustrato DiCLAD 800 previamente descrito para su posterior utilización en el tercer prototipo.



**Figura 5.44:** Diagrama de radiación teórico del prototipo con apuntamiento en la dirección  $\theta=29^\circ$ ,  $\varphi=90^\circ$ . (a) normalizado en dB, (b) corte  $\varphi=90^\circ$ , (d) corte  $\theta=29^\circ$ .



**Figura 5.45:** Máscara resultante del mapeo de las longitudes de las anillas descrita en el texto que se empleó para la fabricación del tercer prototipo (Rotado  $180^\circ$  en torno al eje longitudinal).



**Figura 5.46:** Prototipo con apuntamiento alejado de la dirección especular implementado con la estructura híbrida anilla-parche

### 5.4.2 Medida y resultados

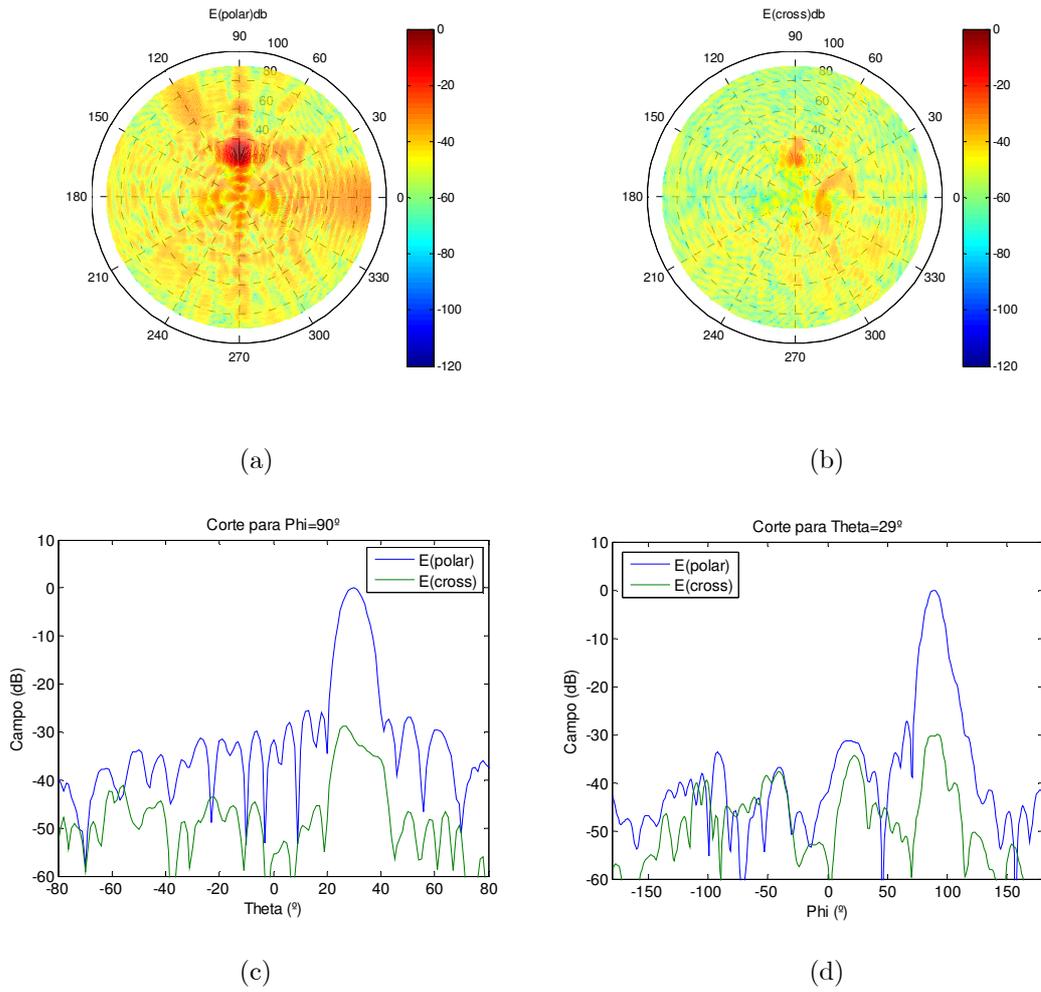
A priori cabe esperar que la respuesta en frecuencia de este prototipo sufra una mayor degradación que los previos, dado que el apuntamiento del haz colimado se produce en una dirección muy alejada de la dirección especular y, como en los casos anteriores, no se ha impuesto ninguna restricción frecuencial adicional. Además sería razonable encontrarse niveles relativamente elevados de radiación residual entorno a la dirección especular.

Tras la fabricación del reflector y su montaje en el soporte (Figura 5.46), se realizaron las medidas del mismo en la cámara anecoica.

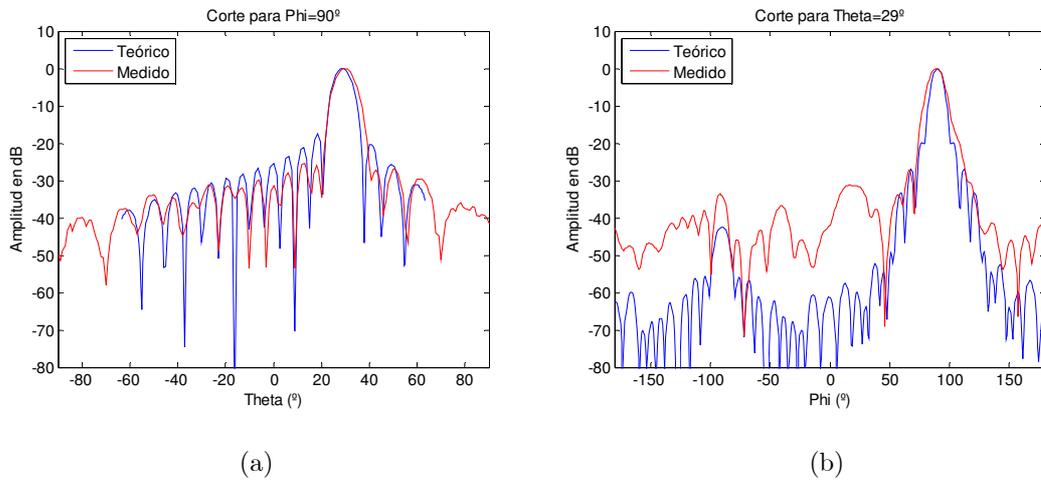
Los resultados de la medida del diagrama de radiación y de los cortes principales ( $\theta=29^\circ$  y  $\varphi=90^\circ$  en este caso) se presentan en la Figura 4.47 para la frecuencia de diseño de 10GHz. En la Figura 4.47(a), con el apoyo de las Figuras 5.47(c) y (d), se observa como el haz principal está apuntado en la dirección deseada ( $\theta=29^\circ$  y  $\varphi=90^\circ$ ) así como la presencia de radiación residual en la dirección especular (entorno al eje  $\varphi=0^\circ$ ) y la dirección  $\varphi=120^\circ$  que coincide aproximadamente con la dirección normal a las curvas que definen la geometría del reflector. Además, si se compara con los prototipos anteriores, se observa un mayor predominio del color naranja que indica un mayor nivel de radiación en los lóbulos secundarios, tal y como se esperaba. Este efecto se hace más evidente en la componente contrapolar (Figura 5.47(b)) en la que la desviación de los tonos hacia el naranja es más marcada. Además se observan dos máximos de contrapolar: uno en la dirección de apuntamiento y otro en el entorno de la dirección especular.

Analizando los cortes principales, representados en las Figuras 4.47 (c) y (d), y comparando los niveles de lóbulos secundarios y de componente contrapolar con los obtenidos en los dos prototipos previos se observa un incremento de aproximadamente 10dB, aunque en la zona del lóbulo principal los niveles de contrapolar son similares.

En la Figura 5.48 se comparan los resultados teóricos y las medidas en los cortes principales. Se observa una desviación en el apuntamiento es de  $1.4^\circ$  en  $\theta$  y de  $1.1^\circ$  en  $\varphi$ . En el corte  $\varphi=90^\circ$ , salvo un ligero ensanchamiento del lóbulo principal, no se aprecian diferencias significativas. En el corte  $\theta=29^\circ$  resulta mucho más evidente la degradación de la respuesta fuera del lóbulo principal y el claro incremento en torno a  $\varphi=0^\circ$  atribuido a la radiación residual en torno a la dirección especular.



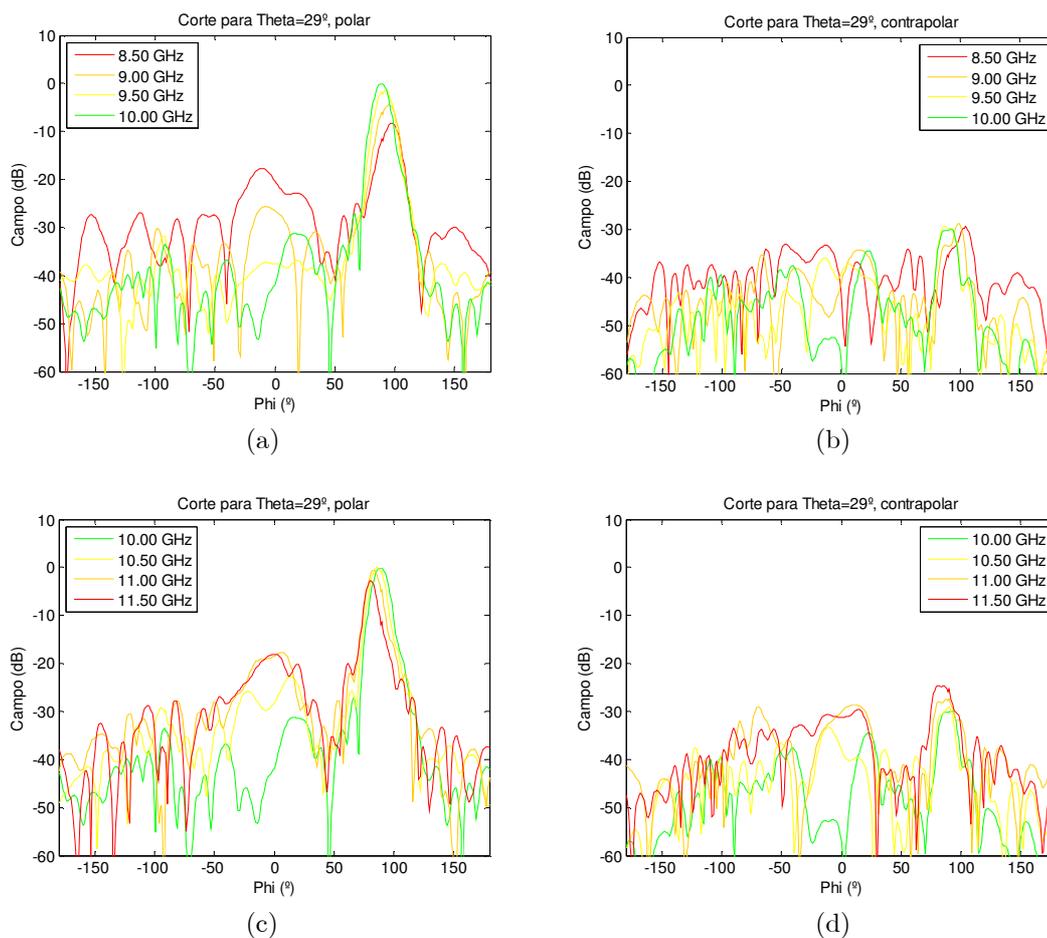
**Figura 5.47:** Resultados de la medida del diagrama de radiación normalizado (dB): (a) componente copolar, (b) componente contrapolar, (c) corte  $\varphi=90^\circ$ , (d) corte  $\theta=29^\circ$ .



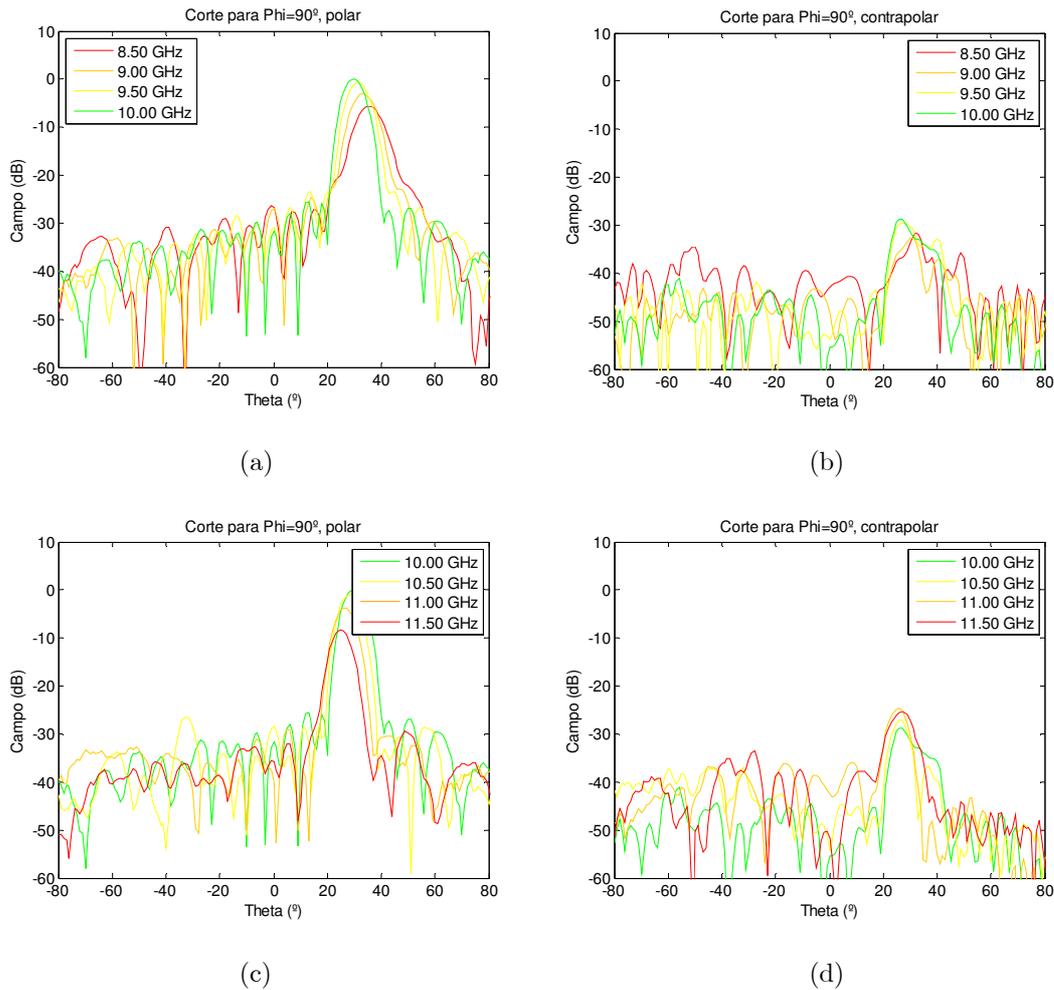
**Figura 5.48:** Comparación de las respuestas copolar teórica y medida: (a) corte  $\varphi=90^\circ$ , (b) corte  $\theta=29^\circ$ .

Para analizar la respuesta en frecuencia del prototipo, se va utilizar el comportamiento del diagrama en los cortes principales para ambas polarizaciones, que se presentan en las Figuras 5.49 y 5.50.

Si se analiza el comportamiento en el corte  $\theta=29^\circ$  (Figura 4.49), en primer lugar se aprecia una degradación de la ganancia de la componente copolar mucho más acusada que en los prototipos anteriores que alcanza los 10 dB a 8.5 GHz. Esta degradación se combina con una clara variación en la dirección de apuntamiento del máximo explicable por el mayor efecto que sobre la diferencia de caminos eléctricos provoca la variación de frecuencia cuando el diseño se realiza para una dirección alejada de la especular. La radiación residual en torno a la dirección especular se incrementa notablemente (en el entorno de  $\varphi=0^\circ$ ) al alejarse de la frecuencia de diseño. La polarización cruzada presenta una respuesta bastante estable, incrementándose en la dirección especular al alejarse de la frecuencia de diseño.



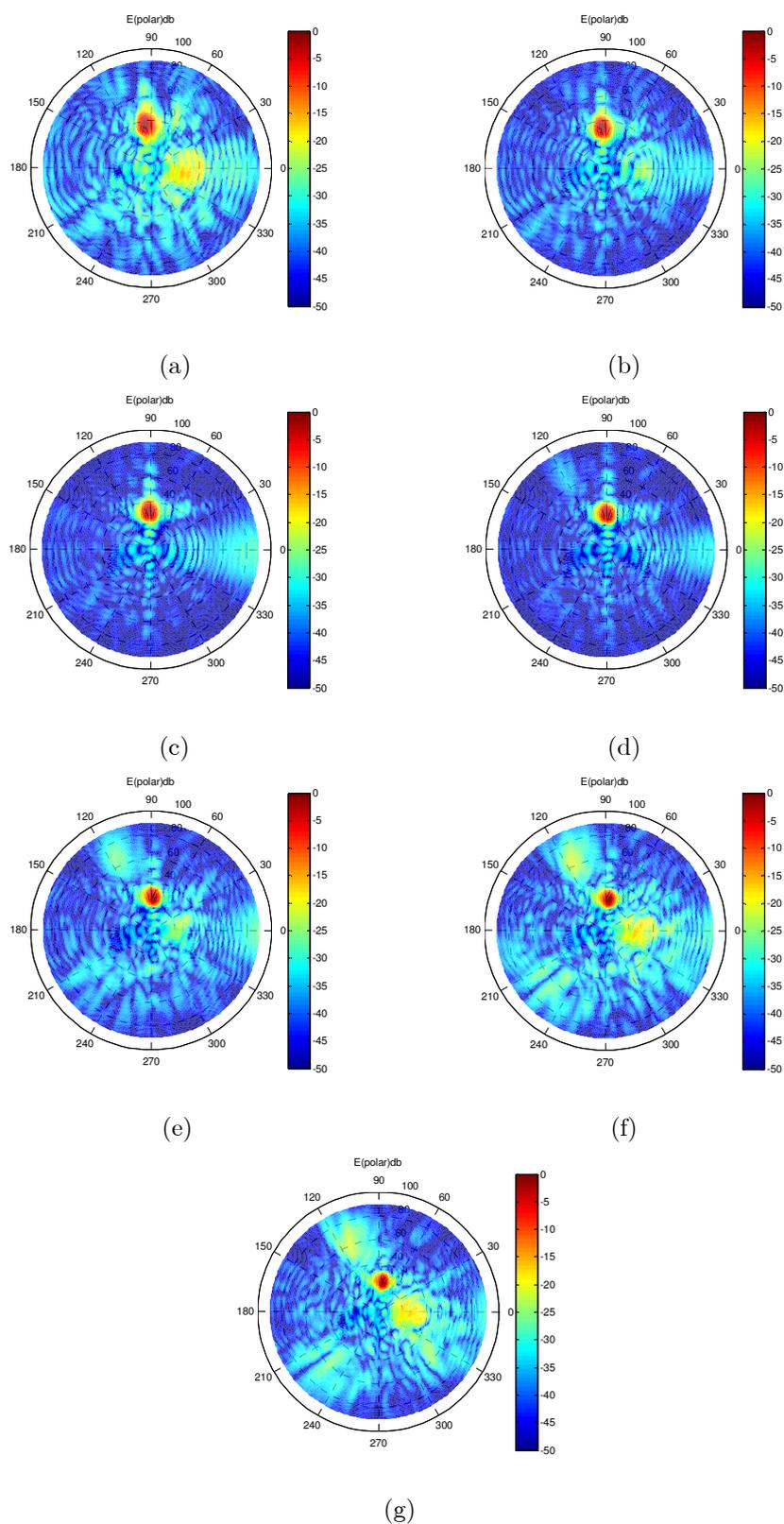
**Figura 5.49:** Cortes  $\theta=29^\circ$  a varias frecuencias normalizados respecto al máximo a 10 GHz: (a) y (c) componente copolar, (b) y (d) componente contrapolar.



**Figura 5.50:** Cortes  $\varphi=90^\circ$  a varias frecuencias normalizados respecto al máximo a 10 GHz: (a) y (c) componente copolar, (b) y (d) componente contrapolar.

Si se analiza la respuesta en el corte  $\varphi=90^\circ$  (Figura 5.50), se observa una variación de la ganancia copolar y del apuntamiento mucho más acusada. En la componente contrapolar únicamente se aprecia la degradación de niveles con la frecuencia dado que este corte no incluye la dirección especular.

Este comportamiento con la frecuencia resulta más evidente si se observan los diagramas de la componente copolar mostrados en la Figura 5.51 a diferentes frecuencias. En ellas queda patente el desplazamiento de la dirección de apuntamiento al alejarse de la frecuencia de diseño y, aunque no se aprecia con claridad en las Figuras, la caída del nivel en la dirección del máximo. Además, resulta evidente el incremento de la radiación en la dirección especular y la aparición de direcciones en que se produce una mayor concentración de radiación ( $120^\circ$  y  $240^\circ$ ), relacionadas con la configuración geométrica del reflector diseñado.

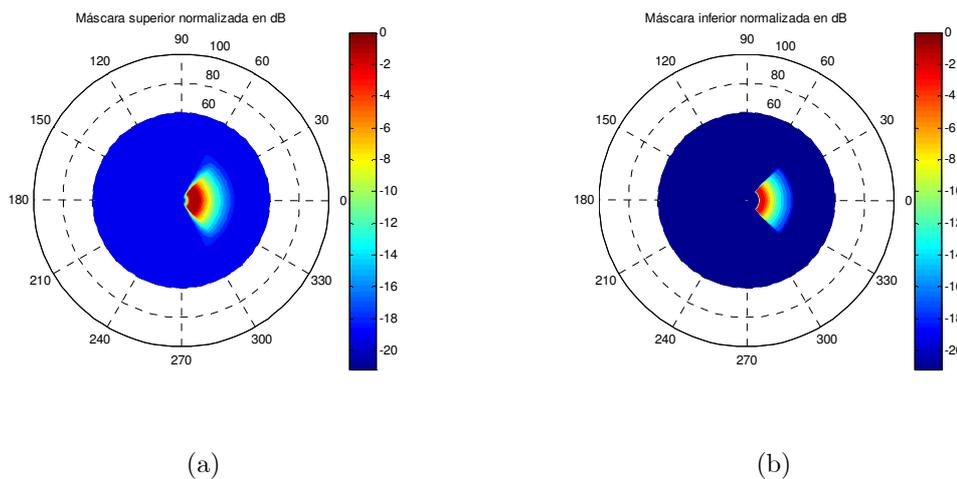


**Figura 5.51:** Diagrama de radiación para la componente copolar normalizado respecto al valor de la ganancia a la frecuencia de diseño de 10 GHz, (a) 8.5 GHz, (b) 9 GHz, (c) 9.5 GHz, (d) 10 GHz, (e) 10.5 GHz, (f) 11 GHz, (g) 11.5 GHz.

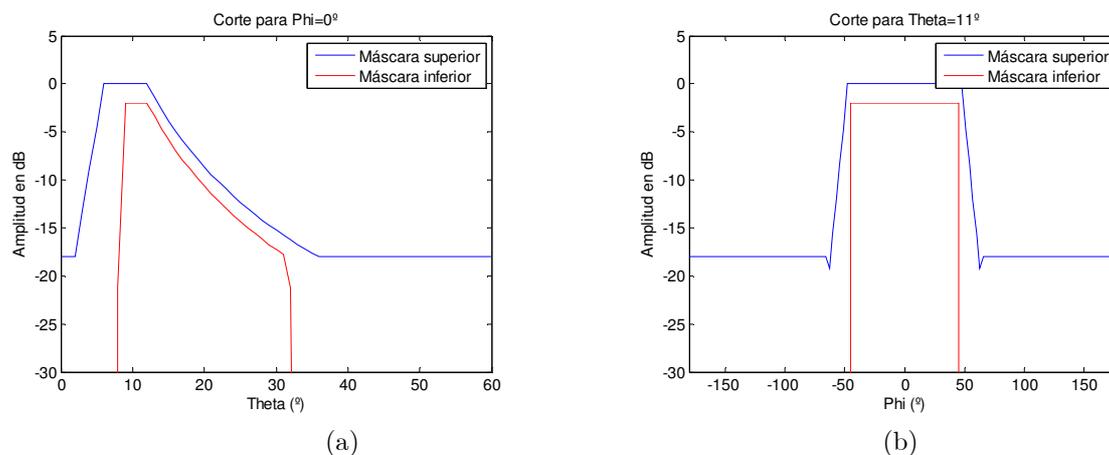
## 5.5 Diseño con haz conformado

El cuarto y último prototipo implementado en esta tesis tiene por objeto validar la metodología de diseño para un reflectarray de haz conformado. A diferencia de los tres prototipos previos de haz colimado, para los que los desfases que deben introducir los elementos de fase se obtiene mediante cálculos trigonométricos, en este caso es preciso recurrir a métodos de síntesis de fase. La configuración básica del prototipo es la misma, salvo por el reflector que, manteniendo el tamaño global y de celda unidad, se implementará con elementos de fase de tipo anilla-parche a partir de la solución obtenida para la síntesis de fase del problema que se describe a continuación.

El objetivo propuesto es conseguir un diseño que proporcione una respuesta en el diagrama copolar que cumpla las restricciones mostradas en la Figura 5.52. Básicamente se trata de un diagrama con un sector de  $90^\circ$  que presenta una inclinación del haz principal de aproximadamente  $10^\circ$  respecto a la horizontal (con el reflector montado en vertical), y un diagrama de tipo cosecante cuadrado. Para conseguirlo se emplea una máscara superior con respuesta recortada a 18 dB por debajo del máximo y otra inferior que limita las caídas en la zona del lóbulo principal. En las Figuras 5.52(a) y (b) se muestran vistas globales de estas máscaras y en las Figuras 5.53(a) y (b) los cortes de las mismas en los planos  $\varphi=0^\circ$  y  $\theta=11^\circ$ .



**Figura 5.52:** Máscaras superior (a) e inferior (b) empleadas en el proceso de síntesis de fase para delimitar el diagrama de radiación deseado.



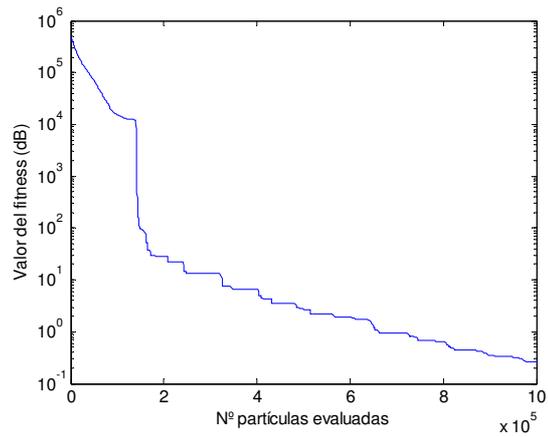
**Figura 5.53:** Cortes  $\varphi=0^\circ$  (a) y  $\theta=11^\circ$  (b) mostrando ambas máscaras.

### 5.5.1 Diseño y resultados teóricos

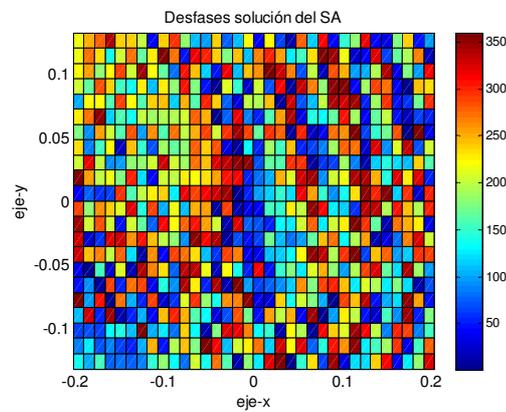
La solución del problema de síntesis se ha abordado con el SA configurado con los parámetros mostrados en la Tabla 5.1. La Figura 5.54 muestra la evolución de la convergencia, que se considera alcanzada tras  $10^6$  evaluaciones de la función de fitness, durante el proceso de simulación. El tiempo invertido resultó de 13:54 en un ordenador equipado con un procesador de 2.2 GHz. La Figura 5.55 muestra los desfases resultantes para cada elemento de fase que dan lugar al mapeo de longitudes para las anillas externas mostrada en la Figura 5.56, dado que no se realiza ningún ajuste sobre las fases.

|                |     |
|----------------|-----|
| Nº dimensiones | 805 |
| T              | 5   |
| RT             | 0.5 |
| NS             | 20  |
| NT             | 5   |
| C              | 2   |
| VM             | 1   |

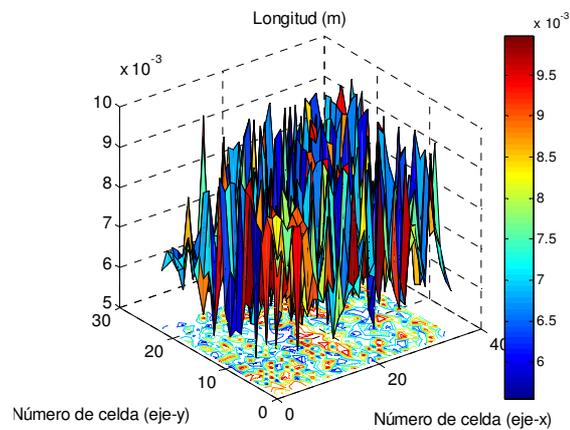
**Tabla 5.1:** Configuración del algoritmo de optimización SA.



**Figura 5.54:** Evolución del fitness durante el proceso de optimización.



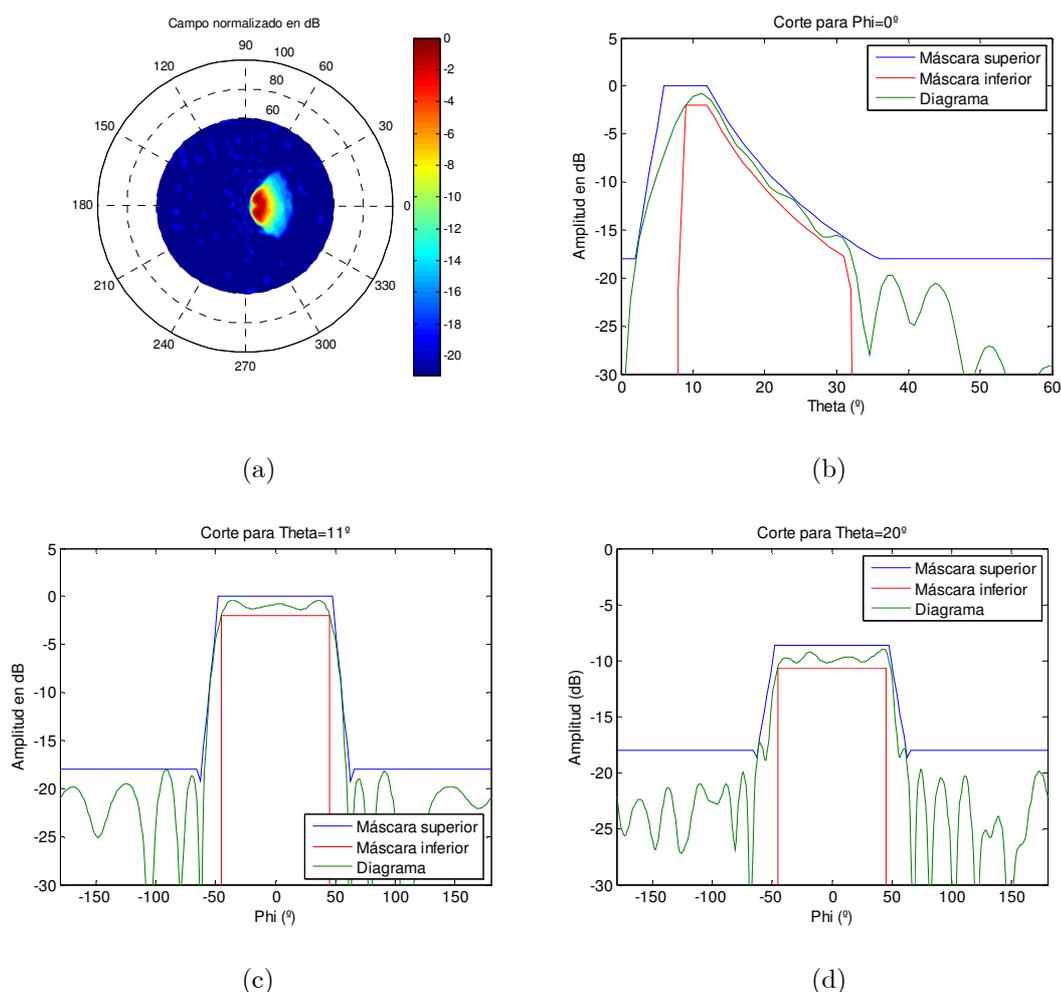
**Figura 5.55:** Solución del SA para los desfases que debe introducir cada una de las celdas en el prototipo 4.



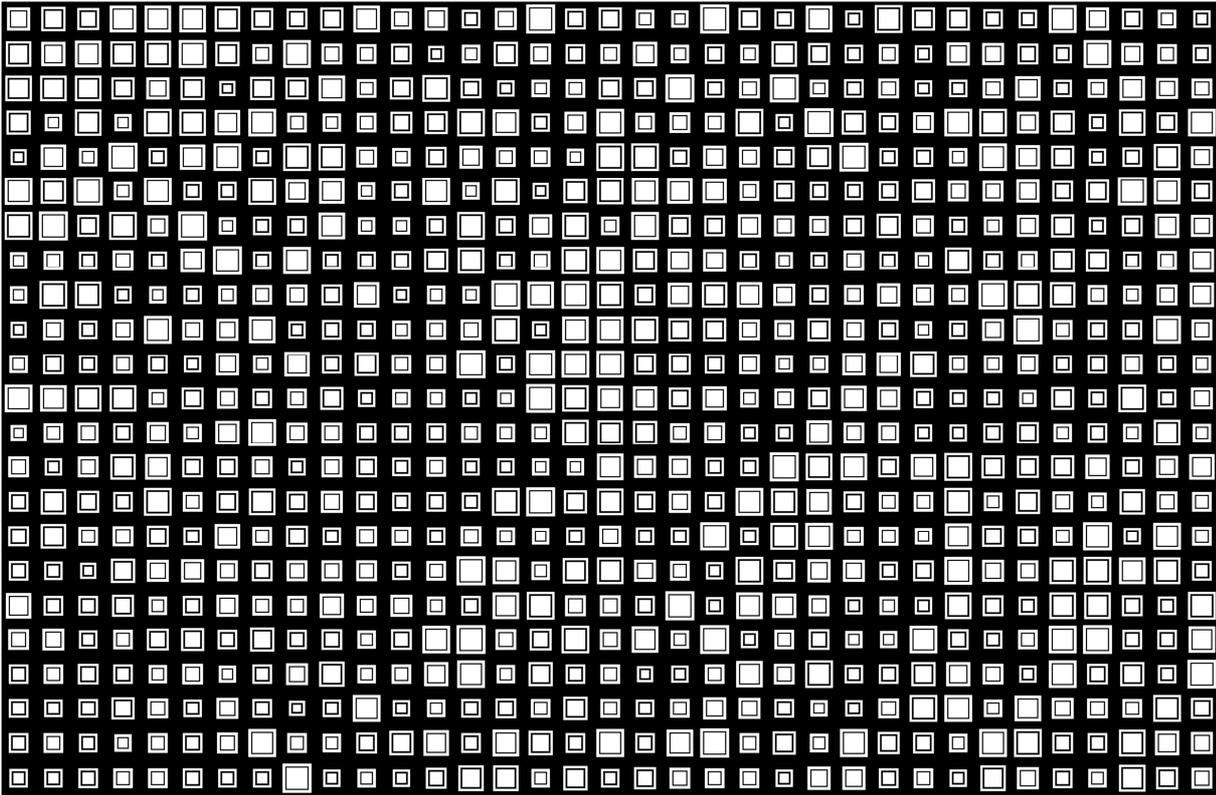
**Figura 5.56:** Longitud externa de la anilla de cada una de las celdas que componen el reflectarray.

Los resultados teóricos para la componente copolar de esta implementación se muestran en la Figura 5.57. La Figura 5.57(a) muestra la vista global de diagrama normalizado en dB y las Figuras 5.57(b), (c) y (d) muestran los cortes  $\varphi=0^\circ$ ,  $\theta=11^\circ$  y  $\theta=20^\circ$  incluyendo las máscaras utilizadas. que resultan de calcular el campo de forma ideal con las fases solución ofrecidas por el algoritmo de optimización. Puede comprobarse que le diseño teórico cumple claramente las restricciones impuestas, aunque en base a los resultados obtenidos con los prototipos cabe esperar que la respuesta del prototipo se degrade con la frecuencia de forma significativa y que la respuesta en polarización cruzada no resulte demasiado buena.

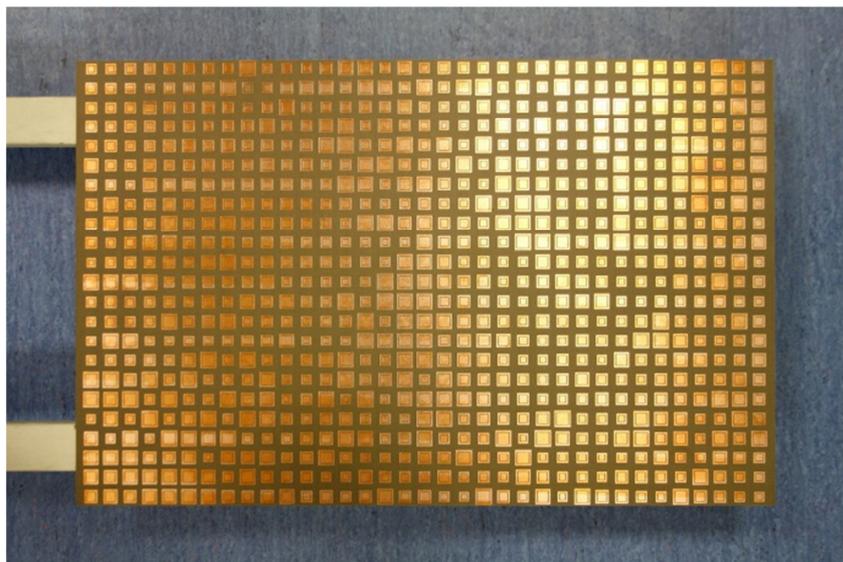
Este diseño de reflector, cuya máscara girada  $180^\circ$  en torno al eje longitudinal, se muestra en la Figura 5.58, se ha implementado sobre el sustrato DiCLAD 800 para su posterior utilización en el último prototipo (Figura 5.59).



**Figura 5.57:** Diagrama de radiación teórico: (a) normalizado en dB vista global, (b) corte  $\varphi=0^\circ$ , (c) corte  $\theta=11^\circ$ , (d) corte  $\theta=20^\circ$ .



**Figura 5.58:** Máscara resultante del mapeo de las longitudes de las anillas descrita en el texto que se empleó para la fabricación del último prototipo (Rotado  $180^\circ$  en torno al eje longitudinal).



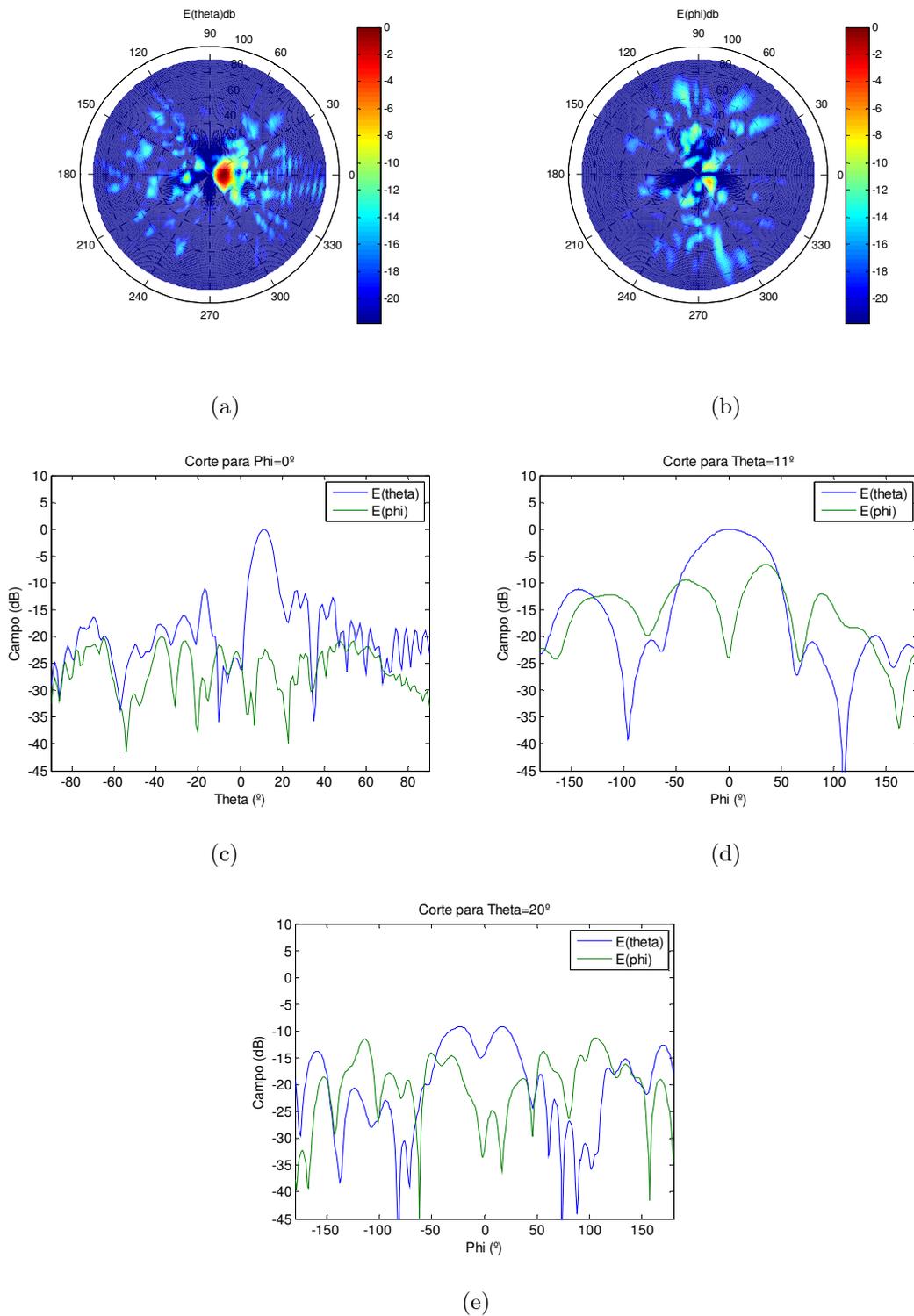
**Figura 5.59:** Prototipo con haz conformado implementado con la estructura híbrida anilla-parche

### 5.5.2 Medida y resultados

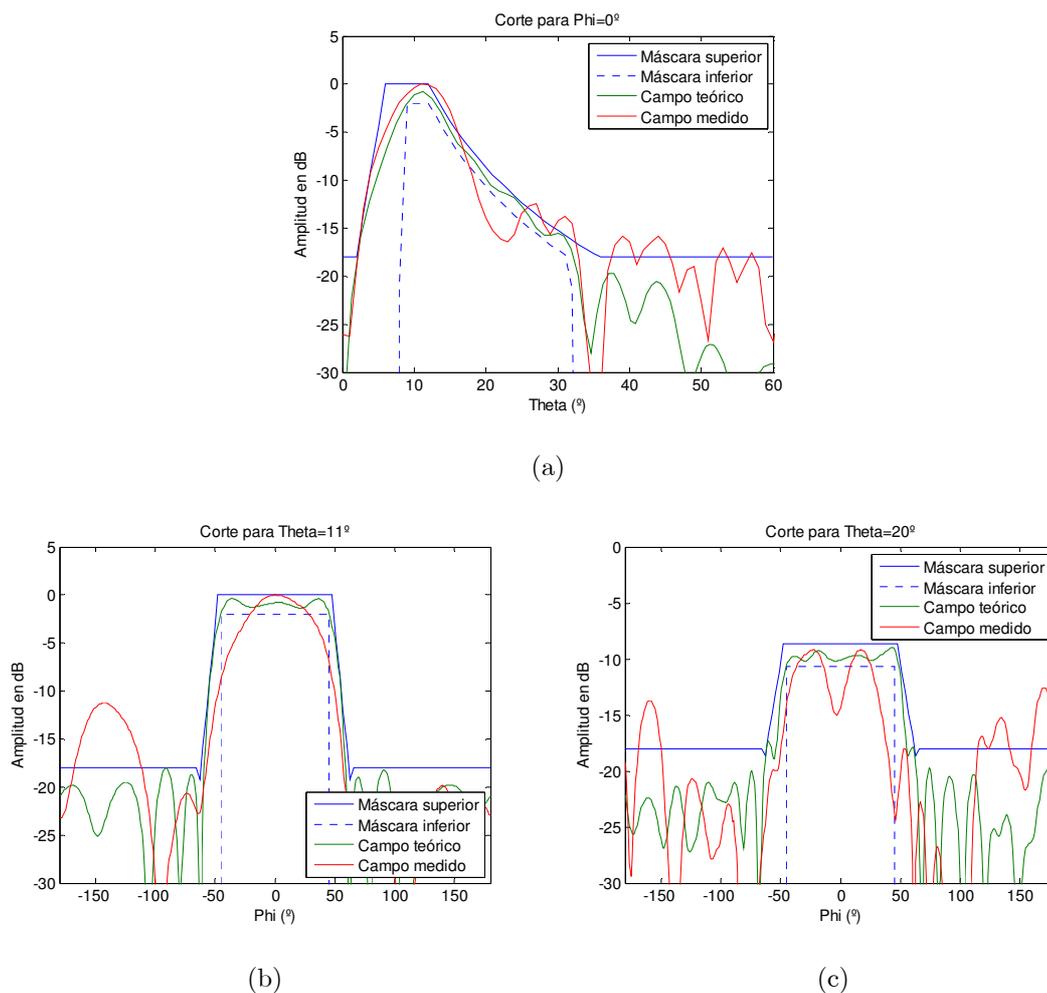
Una vez fabricado el reflector y montado en el soporte, se realizaron las correspondientes medidas del diagrama de radiación.

En la Figura 5.60 se muestran los resultados de estas medidas. En las Figuras 5.60(a) y (b) se muestra una visión global de los diagramas de radiación normalizados de las componentes  $\theta$  y  $\phi$ , respectivamente. En líneas generales se puede intuir que la respuesta obtenida para la componente  $\theta$  se aproxima a la deseada aunque con niveles fuera del haz principal por encima de lo buscado y con presencia de nulos en el mismo. Además, la componente  $\phi$  presenta un claro nulo en  $\phi=0^\circ$  que se degrada rápidamente al alejarse del mismo así como niveles relativamente elevados fuera del haz principal. Comparando los niveles resultantes fuera de la zona del haz principal con los de los casos previos, se intuye que no se pueden atribuir las discrepancias exclusivamente a los errores de fase. Los cortes  $\phi=0^\circ$ ,  $\theta=11^\circ$  y  $\theta=20^\circ$ , representados en las Figuras 5.60(c), (d) y (e), confirman esta sospecha.

Se aprecia un rizado que excede en direcciones aisladas, tanto en el corte  $\phi=0^\circ$  como en  $\theta=20^\circ$ , los valores de las máscaras como consecuencia de la dificultad de mantener la intensidad de campo exigida. Aun así el resultado es satisfactorio, más teniendo en cuenta que en haces de tipo conformado el modelado de la bocina es crítico. En haces conformados no se trata de conseguir un frente de fase plano independientemente de la amplitud del campo que incide en cada celda como ocurría en haces colimados, sino que el campo modelado en cada celda en módulo y fase es usado por el optimizador SA para componer el diagrama de cobertura. El alimentador disponible en el laboratorio es una antena de tipo bocina cuyo modelado se ha llevado a cabo a partir de sus dimensiones físicas por lo que la amplitud real del campo que incide en cada celda puede diferir ligeramente con la amplitud del campo que se ha modelado. La localización del centro de fase de la bocina se ha llevado a cabo de un modo similar mediante cálculos geométricos sobre la estructura física de la bocina por lo que es susceptible de presentar una ligera desviación. No obstante los buenos resultados obtenidos con los anteriores prototipos de haz colimado confirman que la posición del centro de fase es correcta y, por tanto, la degradación en el diagrama de este cuarto prototipo se debe al modelado de la amplitud del campo.



**Figura 5.60:** Resultados de la medida del diagrama de radiación normalizado en dB a 10GHz: (a) componente  $\theta$ , (b) componente  $\phi$ , (c) corte  $\phi=0^\circ$ , (d) corte  $\theta=11^\circ$ , (e) corte  $\theta=20^\circ$ .

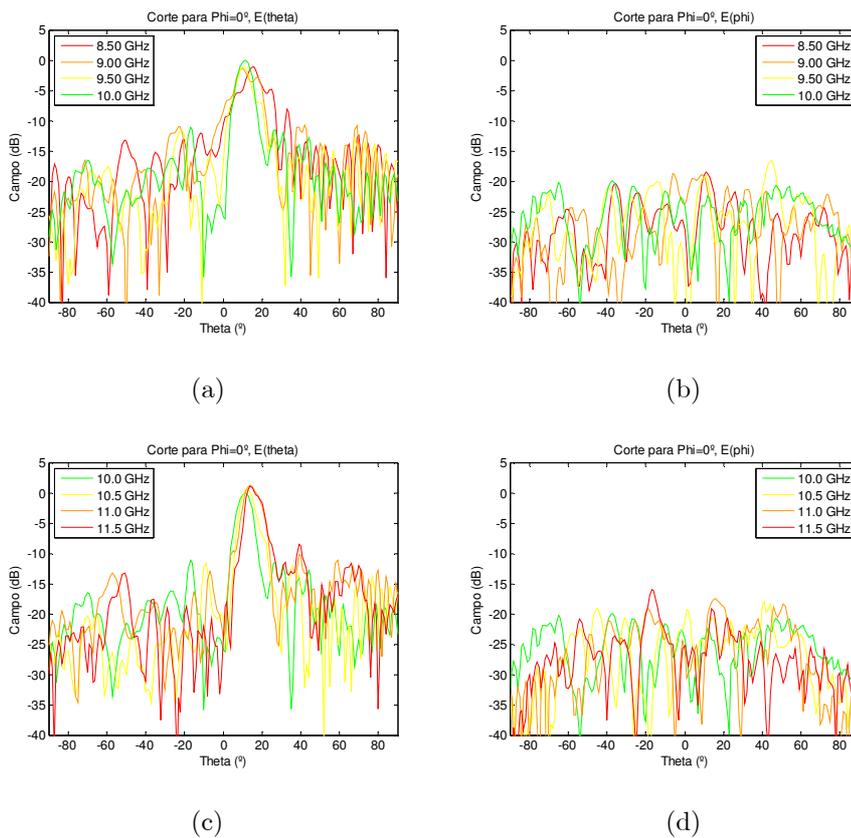


**Figura 5.61:** Comparación de las respuestas copolar teórica y medida: (a) corte  $\varphi=0^\circ$ , (b) corte  $\theta=11^\circ$ , (c) corte  $\theta=20^\circ$ .

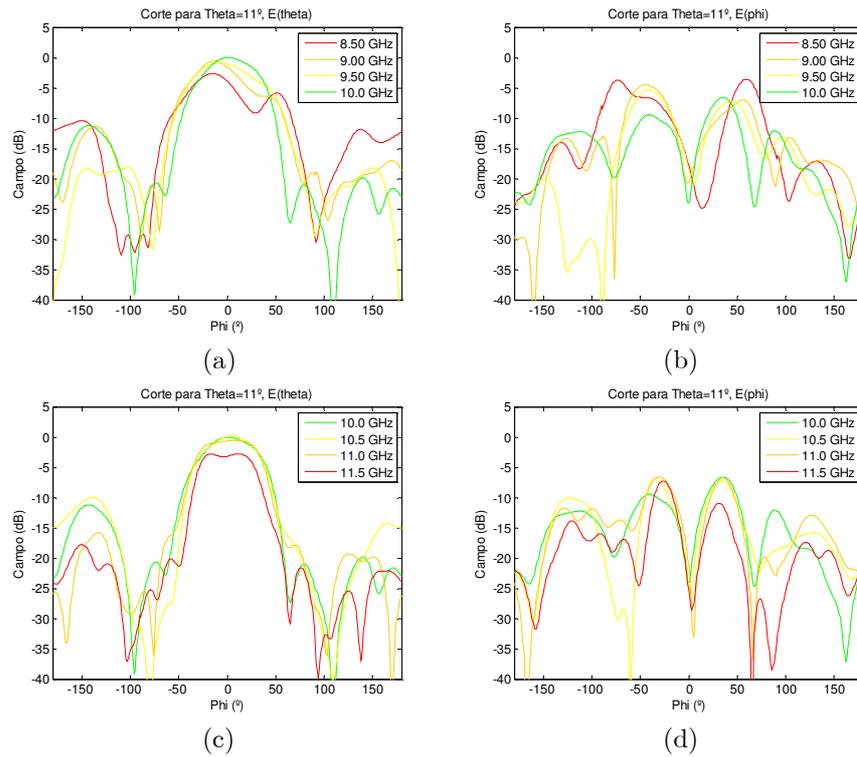
En la Figura 5.61 se superponen, para los cortes  $\varphi=0^\circ$ ,  $\theta=11^\circ$  y  $\theta=20^\circ$ , la respuesta teórica y medida del reflectarray junto con las máscaras de diseño a la frecuencia central. En ellas se aprecia como el rizado de la zona de cobertura, excede hasta en 4.39 dB los límites definidos por las máscaras. Por otro lado, en las áreas próximas a los límites de la región de cobertura ( $\varphi=\pm 45^\circ$ ), el ascenso o descenso de potencia no es tan brusco como se exige. Por el contrario, la respuesta teórica se encuentra por completo dentro del margen permitido, la explicación está en el modelado de la bocina como se comenta en líneas anteriores.

Para completar el análisis de este prototipo, se procede a realizar el estudio en frecuencia que se muestra mediante los cortes  $\varphi=0^\circ$  (Figuras 5.62),  $\theta=11^\circ$  (Figuras 5.63) y  $\theta=20^\circ$  (Figuras 5.64), y mediante los diagramas de cobertura (Figuras 5.65) para cada una de las frecuencias. En dichas gráficas se aprecia una degradación

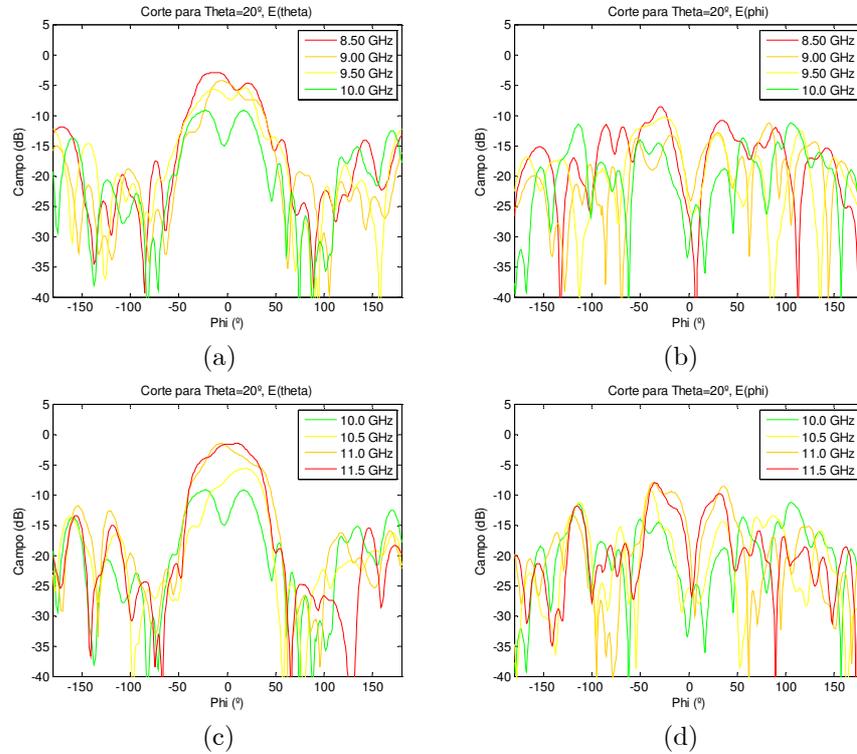
moderada a medida que la frecuencia se aleja de la frecuencia central de 10 GHz. Esta degradación consiste, no en una caída en dB del lóbulo principal como ocurría en prototipos anteriores sino en un desplazamiento y/o ensanchamiento de la región de cobertura junto con un aumento del rizado en dicha zona y un aumento de los lóbulos secundarios en algunas zonas fuera de ella. Los cortes  $\varphi=0^\circ$  revelan que, para frecuencias inferiores, se produce un ensanchamiento de la región de cobertura junto a un desvío del haz principal hacia la dirección de la reflexión especular natural (Figuras 5.62(a)). Para frecuencias superiores el efecto principal es el desvío hacia la dirección de la reflexión especular (Figuras 5.62(c)). En los cortes  $\theta=11^\circ$  predomina el ensanchamiento de la región de cobertura para frecuencias inferiores a la frecuencia central (Figuras 5.63(a)). Por otro lado, los cortes  $\theta=20^\circ$  presentan un aumento de la intensidad de campo en la región de cobertura fruto de la desviación del haz principal hacia la dirección de la reflexión especular (Figuras 5.64 (a) y (c)).



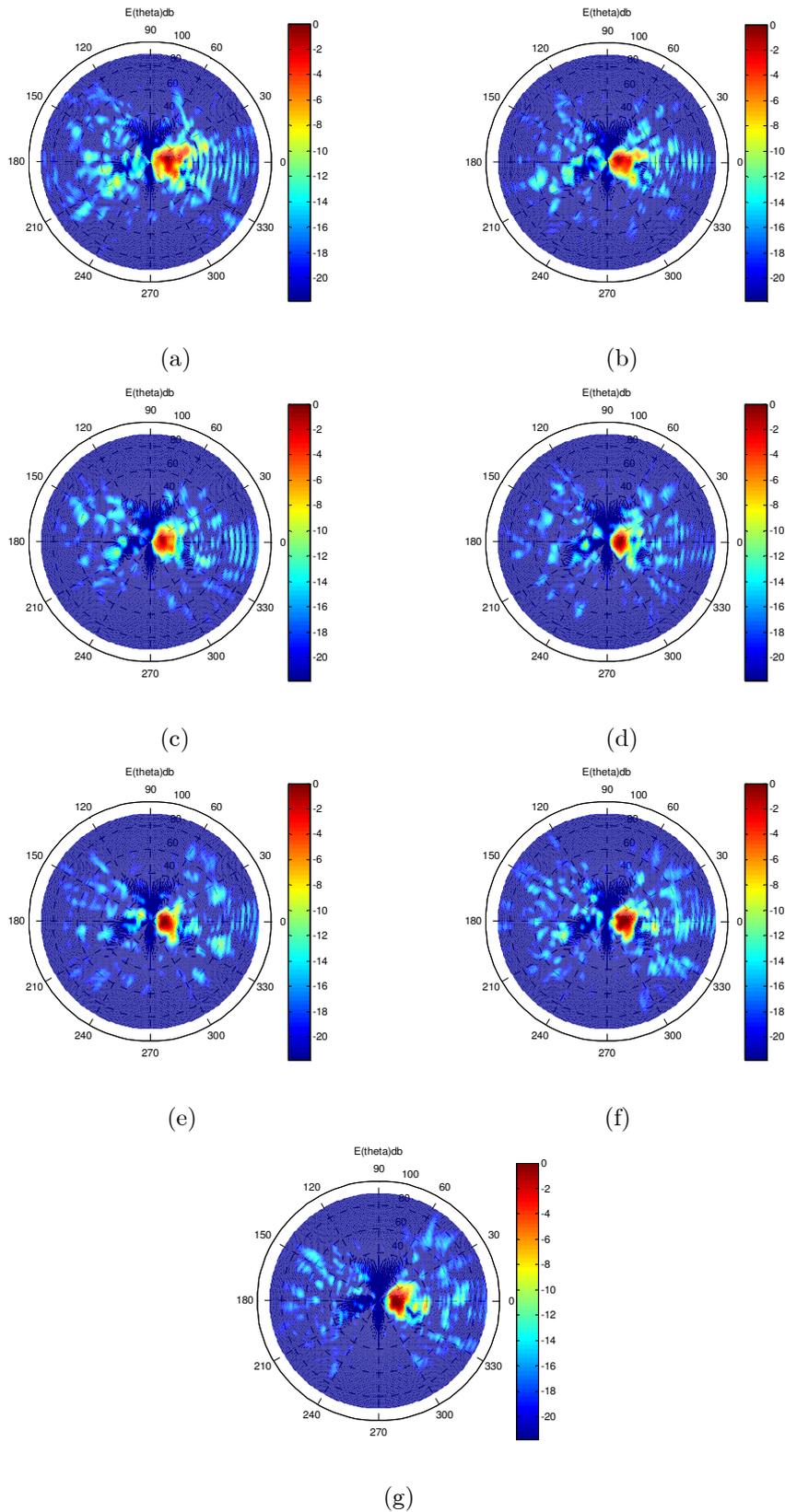
**Figura 5.62:** Cortes  $\varphi=0^\circ$  a varias frecuencias normalizados respecto al máximo a 10 GHz: (a) y (c) componente  $\theta$ , (b) y (d) componente  $\varphi$ .



**Figura 5.63:** Cortes  $\theta=11^\circ$  a varias frecuencias normalizados respecto al máximo a 10 GHz: (a) y (c) componente  $\theta$ , (b) y (d) componente  $\phi$ .



**Figura 5.64:** Cortes  $\theta=20^\circ$  a varias frecuencias normalizados respecto al máximo a 10 GHz: (a) y (c) componente  $\theta$ , (b) y (d) componente  $\phi$ .



**Figura 5.65:** Diagrama de radiación para la componente theta del reflectarray medido en la cámara anecoica normalizado respecto al diagrama a la frecuencia central de 10 GHz, (a) 8.5 GHz, (b) 9 GHz, (c) 9.5 GHz, (d) 10 GHz, (e) 10.5 GHz, (f) 11 GHz, (g) 11.5 GHz.

Considerando que el ancho de banda analizado es de 3 GHz y que el mapeo de la síntesis de fase presenta una desviación de partida a la frecuencia central debido al modelado de la bocina, se obtiene un rendimiento aceptable también para este último prototipo.

## 5.6 Conclusiones

Para validar experimentalmente la metodología expuesta y las herramientas de diseño asociadas, se han diseñado y fabricado cuatro prototipos de reflectarray, cada uno de ellos ideado para comprobar el correcto funcionamiento de los distintos módulos del proceso de diseño, así como la geometría empleada para los elementos de fase. Las medidas obtenidas en la cámara anecoica del primer prototipo muestran una buena concordancia con los resultados teóricos para un tipo de elemento de fase clásico de gran difusión como son los parches rectangulares. El segundo reflectarray, implementado con la estructura híbrida anilla-parche propuesta, ha permitido validar las ventajas teóricas descritas en el capítulo 4 sobre las geometrías clásicas. A la frecuencia central, hay una ligera mejora en el comportamiento del reflectarray implementado con la estructura anilla-parche, pero es a medida que se aumenta el ancho de banda cuando esta mejora cobra mayor importancia. El tercer prototipo trabaja con un haz colimado desviándolo de su trayectoria natural según las especificaciones de diseño y el cuarto es capaz de generar un diagrama conformado que se ajusta, de forma que puede considerarse aceptable dadas las restricciones impuestas por el modelo de alimentador utilizado, para cumplir las restricciones impuestas por unas máscaras previamente definidas.



# Capítulo 6

## Conclusiones y líneas futuras

---

### 6.1 Conclusiones

En esta tesis se ha propuesto una metodología para el diseño de reflectarrays basada en dos estrategias claramente diferenciadas: el empleo de métodos heurísticos de optimización para llevar a cabo la síntesis de fase y la utilización de un método de eficiente, basado en CG-FFT, para realizar el cálculo de las curvas de diseño de los elementos de fase con vistas a la implementación física de la estructura mediante la selección de los parámetros geométricos a utilizar en cada uno de los elementos de fase para conseguir la respuesta requerida por la síntesis de fase.

Se ha recurrido a la utilización de métodos heurísticos para resolver el problema de síntesis de fase dado que son capaces de adaptarse y resolver problemas de muy diversos ámbitos. Su mayor inconveniente es su naturaleza de búsqueda intensiva que dificulta su aplicación a problemas con un número de incógnitas elevado y requiere la selección del más adecuado para cada problema específico de forma que se mantenga una eficacia aceptable.

Tras su adaptación al problema de la síntesis de fase en reflectarrays, se han analizado las prestaciones de diversos métodos heurísticos como el PSO, los Algoritmos Genéticos (GA) y Microgenéticos ( $\mu$ GA), la Búsqueda Libre – Evolución Diferencial (FSDE), la Optimización con Colonia de Hormigas (ACO), etc., llegando a la conclusión de que las prestaciones del PSO y el SA tanto en la síntesis de fase de reflectarrays pequeños (100-1000 elementos) como de reflectarrays de grandes dimensiones (hasta 10000 elementos) son claramente superiores a las de los restantes métodos considerados tanto desde el punto de vista de la velocidad de convergencia como desde el de la calidad final de la solución alcanzada. La diferente naturaleza de ambos métodos, el primero hace evolucionar una población de partículas para encontrar la solución mientras que el segundo solamente emplea una partícula para explorar el espacio de soluciones, provoca que el SA presente una mayor variabilidad en la calidad de la solución final mientras que la respuesta del PSO es más estable. Esto provoca que, si se efectúan diferentes realizaciones independientes del mismo problema de síntesis, exista una mayor probabilidad de que la mejor de las soluciones sea alcanzada por el SA (también la peor) aunque la calidad media de las soluciones obtenidas sea similar. Este aspecto se acentúa para reflectarrays de grandes dimensiones.

Con la intención de mejorar las prestaciones se han ensayado sin éxito tanto hibridaciones de varios algoritmos, como técnicas de inicialización de población, probablemente debido al elevado número de incógnitas asociado al problema de la síntesis de fase.

Se puede concluir, por tanto, que la Optimización con Enjambre de Partículas (PSO) y el Recocido Simulado (SA) son los métodos heurísticos más adecuados para abordar el problema de la síntesis de fase en reflectarrays.

El segundo aspecto fundamental en la metodología propuesta es el análisis de los elementos de fase para obtener sus curvas de diseño. Se ha optado por el método CG-FFT que aprovecha la naturaleza discreta del problema en el dominio transformado, lo que le hace especialmente eficiente, y utiliza una aproximación en

---

escalera a la geometría que le proporciona bastante flexibilidad en el modelado de las geometrías. Una vez adaptado para su aplicación a cálculo de las curvas de diseño, se han investigado distintas configuraciones de elementos de fase intentando encontrar configuraciones que mejoren la respuesta de los elementos de fase más tradicionales.

Esta búsqueda se ha realizado con dos objetivos diferenciados: la búsqueda de elementos con curvas de diseño con pendientes lo más constante posible para mejorar la respuesta en frecuencia y la búsqueda de rangos de fase amplios capaces de cubrir varias longitudes de onda. Las soluciones tradicionales hacen uso de varias capas de elementos formando estructuras multi-resonantes que ofrecen buenos resultados a costa de encarecer el proceso de fabricación por del delicado apilado de capas. Las alternativas consideradas en este trabajo se basan en estructuras multi-resonantes monocapa que presenten similares prestaciones con mayor simplicidad de fabricación.

Las anillas concéntricas dobles descritas por varios autores contienen dos elementos resonantes, lo que permite obtener con facilidad rangos de fase superiores a  $360^\circ$  y suponen el punto de partida de las estructuras presentadas en este trabajo. Se introduce el concepto de anilla múltiple que permite de forma secuencial introducir tantas anillas como permita el espacio disponible. Con esta estructura se logran rangos de fase capaces de compensar retardos de fase espacial de varias longitudes de onda con el inconveniente de presentar picos de sensibilidad excesivamente altos que hacen más delicado el proceso de fabricación. Una mejora propuesta sobre estas estructuras pasa por independizar el barrido de cada uno de los elementos que componen la celda para dar lugar a la estructura denominada parche-anilla evolutivo. Esta estructura se postula como una alternativa interesante frente a las estructuras multicapa cuando la prioridad consista en compensar el retardo de fase espacial. No obstante, es conveniente limitar su empleo a reflectarrays con el alimentador centrado y suficientemente alejado para evitar ángulos de incidencia grandes que den lugar a resonancias no deseadas que dificultan el mapeo.

En lo referente a la búsqueda de elementos con curvas de diseño con pendiente lo más constante posible y que superen el rango de fase mínimo de  $360^\circ$ , se han introducido estructuras tales como las anillas dobles con barrido independiente o la estructura híbrida anilla-parche con ambos tipos de barrido. En este sentido destaca la anilla-parche con barrido independiente, capaz de obtener curvas de diseño con una pendiente tan constante como la que ofrecen las estructuras multicapa pero con un coste económico menor.

Se han desarrollado una serie de herramientas de ordenador que, además de proporcionar los datos necesarios para la fabricación del reflectarray diseñado, permiten analizar efectos tales como el truncamiento de fases debido a un rango de fases inferior a  $360^\circ$  en los elementos de fase, el efecto de las tolerancias de fabricación o la degradación del diagrama con la frecuencia.

Para validar estos desarrollos y determinar sus posibilidades de mejora, se han diseñado, fabricado y medido cuatro prototipos. Los tres primeros se han empleado para validar el elemento de fase propuesto y la metodología de diseño para haz colimado. El último ha permitido una validación parcial de la metodología de síntesis de fase poniendo de manifiesto problemas no previstos a priori.

El primero se ha implementado con parches cuadrados cuya respuesta está suficientemente contrastada en la literatura prototipo y se ha empleado para validar la metodología de diseño para haces de tipo colimado. El segundo prototipo es una implementación del anterior utilizando un sustrato diferente y el híbrido anilla-parche como elemento de fase. Los resultados obtenidos evidencian el mejor comportamiento de este elemento de fase frente a los parches tradicionales sobre todo en lo concerniente a la respuesta en frecuencia. El tercer prototipo se diseña con anilla-parche para enviar el haz colimado en una dirección alejada de la de reflexión especular natural con el consiguiente aumento de su dificultad. Los resultados obtenidos confirman el correcto funcionamiento del prototipo en estas condiciones desfavorables, aunque presenta una radiación residual en la dirección especular que se degrada al alejarse de la frecuencia de diseño.

El último prototipo, implementado también con el híbrido anilla-parche, pretendía un diseño de tipo sectorial con respuesta en elevación de tipo  $\text{cosec}^2$ . Para ello se realizó una síntesis de fase utilizando SA y se construyó y midió la estructura resultante. En este caso, las medidas llevadas a cabo en la cámara anecoica no presentan la concordancia esperada con los resultados teóricos. La explicación de esta discrepancia tiene dos motivos cuya influencia no ha sido cuantificada en este trabajo. En primer lugar, se está empleando un modelo simplificado del alimentador que no proporciona estimaciones correctas de los niveles de campo incidente sobre el reflectarray, aspecto que para la síntesis de fase resulta crítico. En segundo lugar, el tamaño eléctrico de la bocina utilizada como alimentador es demasiado grande (se trata de una bocina piramidal de 20 dB de ganancia) lo que provoca que el reflectarray se encuentre en el campo cercano de la misma haciendo preciso efectuar un análisis en campo cercano. En el futuro será necesario un rediseño basado en un

alimentador de menor ganancia que permita validar el diseño utilizando campo lejano.

## 6.2 Líneas futuras

Los problemas encontrados tras la caracterización del último prototipo apuntan directamente dos aspectos que han demostrado su importancia y que no se han abordado en este trabajo: la incorporación de la respuesta en frecuencia en el proceso de diseño y la validación de la metodología de diseño para haz conformado sin las limitaciones impuestas por el alimentador utilizado.

El primer aspecto, que podría abordarse mediante la incorporación de un número reducido de puntos frecuenciales (extremos de la banda considerada y algún punto intermedio adicional) tanto al proceso de diseño de haz colimado como en la síntesis de haz conformado, puede mejorar significativamente la respuesta de los diseños resultantes a costa de ralentizar el proceso de síntesis.

La realización de uno o dos diseños adicionales con alimentadores de dimensiones tales que el reflectarray se encuentre en condiciones de campo lejano y con un modelado más exacto de su respuesta permitirían verificar la metodología propuesta. La incorporación de modelos en campo cercano del alimentador complicaría excesivamente el proceso de cálculo y, por otra parte, tendría poco interés en la mayor parte de las situaciones prácticas.

Dado el coste computacional asociado a los métodos heurísticos, queda abierta la posibilidad de utilizar éstos en una fase inicial para localizar zonas prometedoras del espacio de soluciones para lanzar a continuación optimizadores locales que realicen la exploración en dichas zonas. No se descarta la posibilidad de incorporar optimizadores locales desde el instante inicial utilizando técnicas que estimen puntos iniciales adecuados como las empleadas por otros autores.

Finalmente, en línea con las propuestas de algunos autores, sería posible recurrir a técnicas que reduzcan el tamaño del espacio de soluciones representando la distribución de fases sobre el reflectarray mediante la suma ponderada de un conjunto de funciones base. De esta forma, en lugar de optimizar directamente la fase de cada elemento, se abordaría la optimización de los pesos con la consecuente reducción de la dimensión del problema y, por tanto del tiempo de cálculo asociado.