



Desarrollo, análisis y diseño de antenas tipo *reflectarray*

E. Carrasco-Yépez, M. Arrebola-Baena y J.A. Encinar-Garcinuño
Departamento de Electromagnetismo y Teoría de Circuitos
Universidad Politécnica de Madrid
E-mails: carrasco@etc.upm.es, arrebola@etc.upm.es, encinar@etc.upm.es

(recibido: enero de 2005; aceptado: abril de 2005)

Resumen

En este artículo se presenta una tecnología poco difundida y relativamente nueva: antenas *reflectarray* impresas, caracterizadas por un arreglo de elementos desfasadores fotograbado sobre una superficie plana que se ilumina mediante una antena de tipo bocina. La primera parte del texto ha sido escrita a manera de introducción para estudiantes de telecomunicaciones y como resumen para los especialistas en el tema, describiéndose las ventajas de estas antenas y sus limitaciones, principalmente en ancho de banda. Posteriormente, se muestra un método de análisis y diseño para *reflectarrays* multicapa, donde el coeficiente de reflexión en la superficie de un elemento del arreglo se obtiene a través del Método de Momentos en el dominio espectral y asumiendo periodicidad local. La técnica se ha aplicado para dos configuraciones distintas de elemento desfasador: una celda periódica formada por un parche acoplado por apertura a una línea de longitud variable y una celda multicapa formada por parches rectangulares de tamaño variable. Para este último caso, se ha construido un prototipo de *reflectarray* para haz tipo pincel. Finalmente, se presenta una técnica de síntesis de patrones de radiación que se aplica al diseño de *reflectarrays* de haz conformado, incluyendo ejemplos reales de aplicación espacial (DBS) y terrestre (LMDS).

Descriptores: *Reflectarray* multicapa, celda periódica, fase del coeficiente de reflexión, método de momentos, síntesis de patrones, DBS, LMDS.

Abstract

This paper shows the most important features of a barely known and relatively new technology: microstrip reflectarray antennas, which are characterized by a microstrip array printed on a flat structure illuminated by a feed horn. The first part, is written as an introduction for the undergraduate and graduate telecommunications students and as a review for the antenna specialists. Advantages of these antennas are discussed as well as their limitations, mainly bandwidth. In the second part, a method of analysis and design for multilayer printed reflectarrays is presented. The phase of the reflection coefficient at each array element (defined as a periodic cell) is computed by the Moments Method in the spectral domain and assuming local periodicity. Two phase-shifter examples are shown: an aperture coupled unit cell and a multilayer cell with variable-size rectangular patches. A reflectarray with this last unit cell is used for a pencil beam application. Finally, a pattern synthesis technique to obtain contoured beams is detailed, including two examples for space (DBS) and terrestrial (LMDS) applications.

Keywords: *Multilayer reflectarray, periodic cell, phase of the reflection coefficient, method of moments, pattern synthesis, DBS, LMDS.*

Introducción

Una antena tipo *reflectarray* consiste en un alimentador primario que ilumina a un reflector,

generalmente plano, formado por un arreglo de elementos desfasadores (celdas periódicas), permitiendo reflejar un campo electromagnético con distribución de fase progresiva. Este concepto de antenas no es nuevo y fue sugerido por primera vez en los años 60, utilizando guías de onda como elementos de reflexión del campo electromagnético incidente (Berry, 1963). Debido al tipo de tecnología utilizado inicialmente, estas antenas presentaban el inconveniente de tener peso y volumen considerables. Con la evolución de la tecnología de antenas impresas, los elementos que componen el arreglo de la superficie reflectora se han implementado mediante una o más capas de parches conductores microcinta sobre un sustrato dieléctrico que se obtienen por fotograbado. El cambio de fase necesario en cada elemento del arreglo se consigue variando algún parámetro geométrico. Aquí se presentará el diseño de un parche cuadrado acoplado mediante una apertura a una línea de longitud variable que se usa como elemento desfasador; así como el diseño de un *reflectarray* multicapa con parches rectangulares de tamaño variable. De esta manera, se puede generar un haz tipo pincel en una determinada dirección. También es posible obtener haces conformados mediante el empleo de técnicas de síntesis de solo fase. En este artículo se muestran dos aplicaciones de *reflectarray* de haz conformado, una para antenas DBS (Digital Broadcast Satellite) embarcadas en satélite y otra para antenas de estación base para LMDS (Local Multipoint Distribution System) a 25.5 Ghz.

Geometría de una antena tipo *reflectarray*

Las antenas *reflectarray* impresas, combinan las características principales de los arreglos planos y los platos parabólicos.

El alimentador primario es una antena de tipo bocina y generalmente está alejado lo suficiente del reflector de manera que, la onda incidente pueda considerarse localmente como una onda plana. Además, con el fin de disminuir el bloqueo producido por el propio alimentador, suele utilizarse una configuración tipo offset. De igual forma que en los reflectores parabólicos, se presentan pérdidas debidas al spillover y a la no uniformidad de la intensidad de campo en la superficie del reflector (Figura 1).

La superficie reflectora está formada por un conjunto de celdas periódicas con elementos radiantes que constituyen un arreglo, dispuesto en una retícula. Dichos elementos son metalizaciones fotograbadas sobre un dieléctrico y pueden apilarse en capas. Además, se incluye un plano de tierra en la parte inferior para evitar radiación hacia atrás de la antena

La onda plana incidente se refleja en cada elemento radiante que introduce además el desfasamiento apropiado. El desfasamiento normalmente se ajusta en cada celda periódica para producir un haz, tipo pincel, orientado hacia la dirección (θ, ϕ) deseada, lo que equivale a un campo reflejado con fase progresiva.

Se han desarrollado distintas versiones de elementos desfasadores para *reflectarrays*, incluyendo parches con línea de longitud variable (Huang,

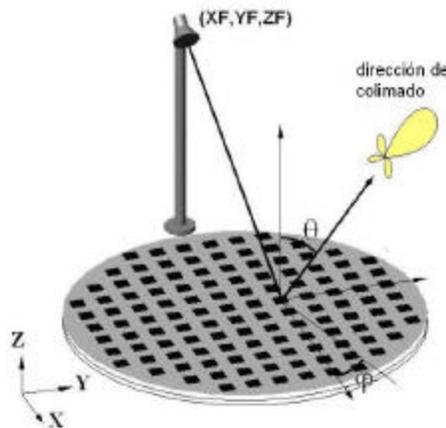


Figura 1. Geometría de una antena *reflectarray* típica

1995), parches de tamaño variable (Encinar, 2001) dipolos con longitud variable acoplados por apertura (Carrasco *et al.*, 2004), aperturas de longitud variable sobre plano de tierra (Chaharmir *et al.*, 2003), parches con ángulo de rotación secuencial (Huang, 1998), resonadores con cargas reactivas (Martynyuk *et al.*, 2004), entre otras configuraciones.

Ventajas y desventajas

Entre las principales ventajas que presentan las antenas tipo *reflectarray*, pueden destacarse las siguientes:

- Peso y volumen reducidos.- El cuerpo principal de la antena es delgado y presenta un perfil plano que permite colocarla en paredes de edificios o vehículos, sin necesidad de estructuras adicionales. Esto tiene como consecuencia la disminución de peso y volumen en comparación con platos parabólicos o conformados. Ambas, características importantes en aplicaciones espaciales.
- Bajo nivel de pérdidas.- Debido a que se elimina la compleja red de alimentación de un arreglo de parches convencional, las pérdidas de alimentación desaparecen.
- Robustez mecánica.- Presentan buen comportamiento mecánico. Debido al perfil plano y a que los elementos no requieren conexión eléctrica, es posible doblar la estructura para transportarla de manera compacta y desplegarla en el sitio de operación. Algunos autores también han realizado investigaciones con estructuras que se inflan (Huang *et al.*, 2001).
- Facilidad de fabricación y bajo coste relativo.- Con los avances en la tecnología de fotograbado los pasos de fabricación son relativamente sencillos y muy precisos, reduciendo los costos de producción. El costo es independiente del tipo de haz (pincel o conformado) que se quiera generar.
- Integración con paneles solares.- Un *reflectarray* y un arreglo de celdas solares pueden convivir ahorrando espacio y peso.

Hay dos posibles configuraciones. Para frecuencias bajas, el parche es lo suficientemente grande para colocar la celda solar arriba de éste; la energía de RF no se ve afectada por la celda, ya que en este caso la radiación se produce desde el borde. Para frecuencias mayores, los parches son pequeños y se puede utilizar, por ejemplo, una malla de parches situada sobre el panel solar (Zawadzki *et al.*, 2000).

- Compatibilidad con dispositivos activos.- La tecnología microcinta permite integrar elementos activos que mejoran las prestaciones del *reflectarray*, por ejemplo, diodos PIN, MMIC (Micro wave Mono lithic Integrated Circuits) y MEMS (Micro-Electro Mechanical System). Estos elementos permiten amplificar la señal o reconfigurar electrónicamente los patrones de radiación (Rebeiz *et al.*, 2001).

Sin embargo, este tipo de tecnología también presenta algunas limitaciones, siendo la principal el ancho de banda. A continuación, se mencionan algunas desventajas de las antenas *reflectarray*:

- Reducido ancho de banda del elemento radiante.- El elemento radiante es una antena tipo microcinta. Es sabido que este tipo de antenas presentan banda estrecha y alto Q, siendo de tipo resonante. El ancho de banda típico de una antena microcinta es del 3%. El ancho de banda puede mejorar sustancialmente al utilizar estructuras multicapa, obteniéndose valores de hasta el 15% (Huang, 1995).
- Control de fase.- Dificultad de conseguir un control de la fase en un margen $\geq 360^\circ$. Se ha visto que el ancho de banda mejora con el aumento de vueltas en fase conseguidas (Encinar *et al.*, 2003).
- Volumen.- Aunque ya se dijo que el perfil del reflector es plano, la estructura completa ocupa mayor volumen que un arreglo plano convencional. Esto, debido a la presencia del alimentador.

– Limitaciones de potencia.- La potencia máxima a la que un *reflectarray* puede trabajar viene dada por el campo de ruptura del dieléctrico.

Fase objetivo

Para que cada celda periódica introduzca el desfaseamiento correcto, de manera que se produzca un frente de onda colimado en una cierta dirección, es necesario modificar de manera adecuada alguno de los parámetros geométricos. Así, se introduce un pequeño salto en la frecuencia de resonancia del elemento, cuyo efecto modifica la fase del campo reflejado.

Tomando como base el sistema coordenado de la figura 1 y asumiendo que el centro de fase del alimentador se sitúa en el punto espacial definido por el vector de posición (X_F, Y_F, Z_F) , para radiar un frente de onda plano en una determinada dirección (θ_k, ϕ_k) es necesario conseguir una distribución de fase progresiva en la superficie plana del *reflectarray* dada por la siguiente expresión:

$$\phi(x_i, y_j) = -k_0 \text{sen } \theta_k \cos \phi_k x_i - k_0 \text{sen } \theta_k \text{sen } \phi_k y_j \quad (1)$$

siendo k_0 la constante de propagación en el vacío. Además, la fase del campo reflejado en el *reflectarray* y proveniente de la antena de tipo bocina que lo alimenta es igual al desfaseamiento dado por la trayectoria que recorre la onda, más la

fase del coeficiente de reflexión dada por cada elemento o celda. Esto es:

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

$\phi_p(x_i, y_j)$ es la fase del coeficiente de reflexión del elemento radiante situado en (x_i, y_j) , d es la distancia que recorre la onda incidente del alimentador al parche. Para este caso, se está considerando el alimentador como una fuente puntual.

De la igualdad de (1) y (2) se obtiene el valor que debe tener la fase del coeficiente de reflexión para cada uno de los elementos del *reflectarray* y que se convertirá en la fase objetivo a conseguir mediante alguna de las configuraciones mencionadas previamente.

$$\phi_p(x_i, y_j) = k_0 (d - (x_i \cos \phi_k + y_j \text{sen } \phi_k) \text{sen } \theta_k) \quad (3)$$

En la figura 2 se muestra la distribución de fase necesaria sobre la superficie de un *reflectarray* circular con el foco centrado que produce un haz colimado en dirección normal a la superficie.

Para el análisis del *reflectarray*, la fase del coeficiente de reflexión se calcula de manera independiente para cada celda elemental, asumiendo

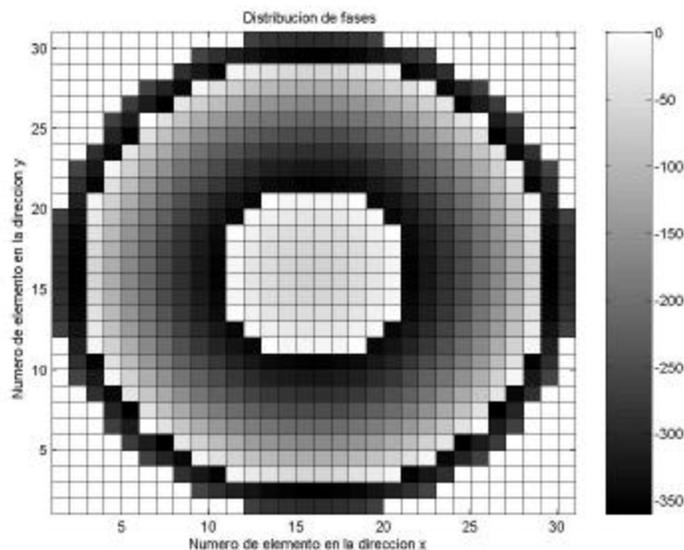


Figura 2. Ejemplo de distribución de fase requerida en un *reflectarray* circular

periodicidad local. La estructura periódica multicapa compuesta por arreglos de parches, y en su caso aperturas, apilados con interfaces dieléctricas, se analiza mediante una técnica modular que se explicará más adelante.

Ancho de banda

La principal limitación del ancho de banda en *reflectarrays* se debe al reducido ancho de banda del elemento, que ya ha sido comentado anteriormente. Si se tienen las curvas de fase del coeficiente de reflexión del elemento radiante, en función del parámetro geométrico que se usa para conseguir el desfaseamiento, la pendiente de la curva resultante es una medida del ancho de banda del *reflectarray*. Una curva suave es la que presenta menos errores de fase cuando la longitud eléctrica del elemento desfaseador cambia con la frecuencia. Se ha comprobado que estas curvas mejoran notablemente empleando dos capas de parches apilados (Encinar, 2001). Sin embargo, para *reflectarrays* de grandes dimensiones, como es el caso en aplicaciones espaciales, existe otro factor que limita el ancho de banda. La ganancia es dependiente de la frecuencia y, por tanto, el ancho de banda es reducido, limitándose principalmente por la diferencia del retardo de fase espacial entre los elementos del arreglo (Huang, 1995).

De acuerdo con la figura 3 la diferencia de retardo de fase espacial, Δr , es igual a la diferencia que hay entre la trayectoria eléctrica r_1 y r_2 . Dicha Δr puede ser un factor de la longitud de onda central, de tal forma que puede escribirse como:

$$\Delta r = N\lambda_0 \quad (4)$$

N representa un número con parte entera y parte fraccional. Para cada elemento del arreglo N es un número distinto. Con el propósito de alcanzar una fase constante en la apertura para la onda reflejada, la parte fraccional en cada elemento se compensa con el elemento desfaseador. Sin embargo, conforme la frecuencia cambia, N también cambiará. Suponiendo que la fase producida por el elemento desfaseador es fija, se irán produciendo errores con los cambios de frecuencia. Los errores de fase aparecen debido a que la fase del coefi-

ciente de reflexión no es una función lineal de la longitud eléctrica de cada elemento periódico. Es decir, si se hace un barrido en frecuencia, Δr se convierte en:

$$\Delta r = N(\lambda_0 + \Delta\lambda_0) \quad (5)$$

Donde $\Delta\lambda_0$ es directamente proporcional al cambio de frecuencia. El error es menor al reducir el número N , lo que se consigue aumentando la relación F/D o disminuyendo el diámetro del reflector. Este error solo es dominante en *reflectarrays* de dimensiones eléctricas muy grandes. En ese caso, hay dos formas de disminuir el error. La primera consiste en implementar el desfaseamiento con líneas de retardo que compensen el retardo de la onda en la longitud Δr . La segunda consiste en ajustar el desfaseamiento requerido a varias frecuencias con los elementos radiantes (Encinar *et al.*, 2003).

Técnica modular para el análisis de

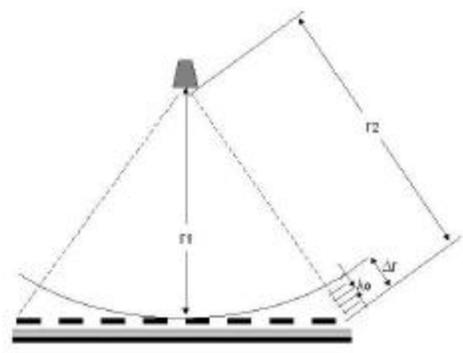


Figura 3. Representación del retardo de fase espacial

estructuras multicapa

Se pueden utilizar básicamente dos técnicas para analizar estructuras periódicas multicapa: formulando y haciendo los cálculos para la estructura completa o mediante la Matriz de Dispersión Generalizada (MDG) de cada capa con metalizaciones y su posterior tratamiento en cascada que conduzca a la obtención de la MDG de la estructura completa (Mitra *et al.*, 1988). Esta última técnica presenta la particularidad de que cada capa puede resolverse de manera independiente, por lo tanto, ofrece mayor flexibilidad al realizar el cómputo.

Cada capa con metalizaciones (o aperturas) periódicas, ver figura 4, se analiza mediante el Método de Momentos (MoM) en el dominio espectral, asumiendo un campo incidente arbitrario en la estructura periódica, que se expresa como sumatoria de armónicos de Floquet (Collin, 1991). Cuando las metalizaciones tienen forma canónica (rectangular, circular, etcétera), la distribución de corriente puede expandirse mediante la sumatoria de las funciones base correspondientes a la geometría. En otro caso, para geometrías no canónicas, la superficie metálica es discretizada expresando las componentes de la distribución de corriente también como una sumatoria, pero esta vez de funciones base del subdominio.

En el esquema de la figura 6, la suma de funciones base que representan las corrientes se han escogido del tipo tejado (*roof-top*), como se ve

en la figura 5. \vec{E}^e representa el campo de excitación y \vec{E}^s el campo de dispersión. La impedancia Z_s toma en cuenta las pérdidas en los conductores.

El proceso en cascada consiste básicamente en obtener primero dos MDG correspondientes, cada una a capas distintas y concatenarlas mediante operaciones matriciales simples para formar una nueva MDG. Esta nueva MDG se enlaza con la MDG de la siguiente capa, y así sucesivamente hasta terminar con las n capas. Esto se ilustra en la figura 7. Esta técnica permite manejar siempre el mismo número de variables independientemente del número de capas presentes en el arreglo.

Diseño de un elemento desfaseador basado en parches acoplados por apertura

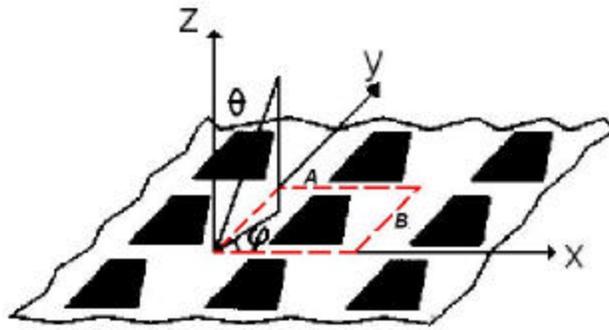


Figura 4. Geometría de la estructura periódica entre dos medios dieléctricos

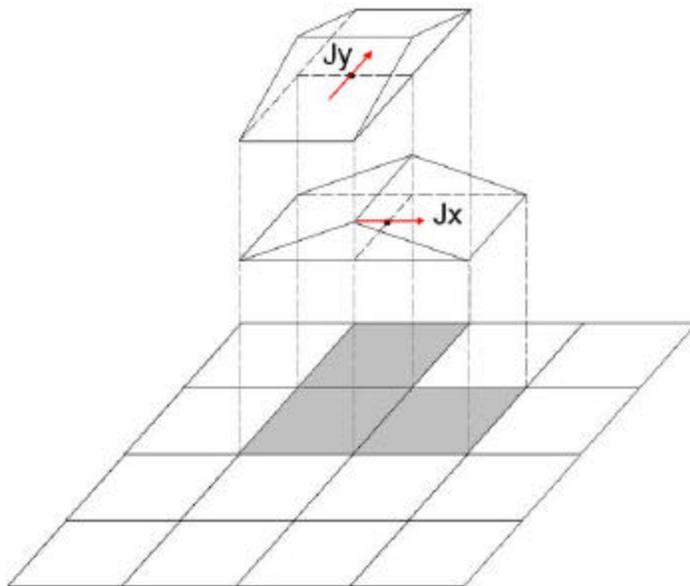


Figura 5. Corrientes J_x y J_y representadas mediante funciones base tipo tejado

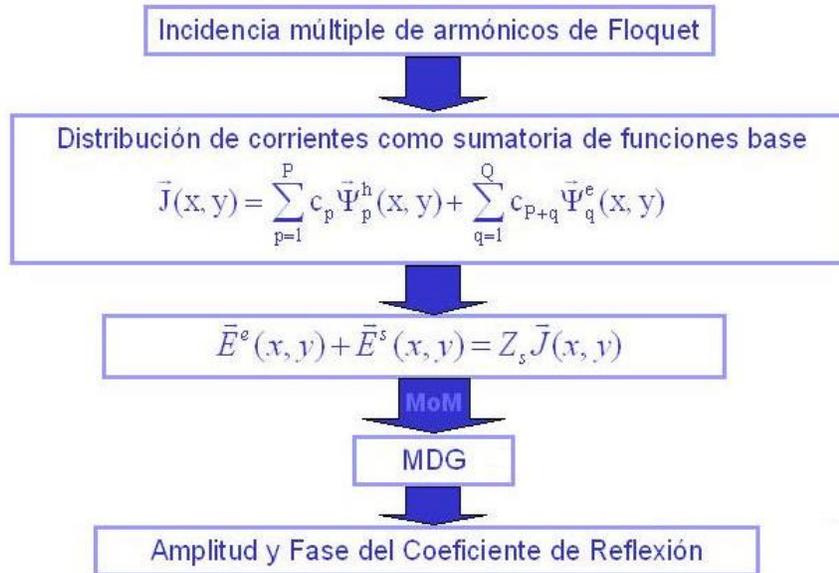


Figura 6. Diagrama a bloques de la técnica de análisis propuesta para estructuras periódicas multicapa

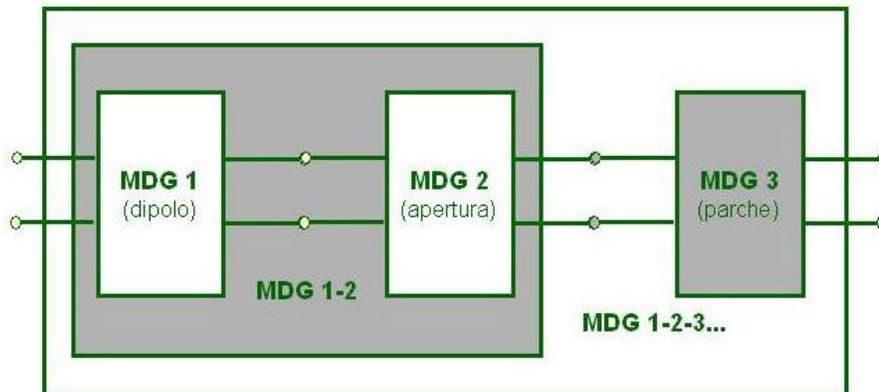


Figura 7. Representación esquemática del proceso de concatenación de las MDGs (proceso en cascada)

En esta sección se presenta el método general para el diseño de una celda periódica del *reflectarray* y se muestra un ejemplo práctico de diseño de un elemento desfasador con acoplo por apertura.

El primer paso en el diseño de un *reflectarray* consiste en elegir adecuadamente el tipo de elemento desfasador que constituirá la celda periódica. El objetivo fundamental es obtener una estructura que proporcione un rango de fase del coeficiente de reflexión amplio para el máximo ancho de banda posible. Además, la variación de fase debe ser lineal, con pendiente suave. Varia-

ciones abruptas de la fase, en función del parámetro geométrico que se varía, complican la construcción de la celda, ya que las tolerancias a errores de fabricación se vuelven muy críticas.

Debido a que el ángulo de incidencia de la onda plana no es constante (para celdas cercanas al alimentador la incidencia será cuasi-ortogonal y para celdas alejadas el ángulo de incidencia será mayor), es necesario que el elemento desfasador se comporte adecuadamente para ángulos de incidencia de 0° a 35° .

La geometría de la celda periódica propuesta es la de la figura 8. El diseño se divide en dos partes. Por un lado, se ajustan las dimensiones de la geo-

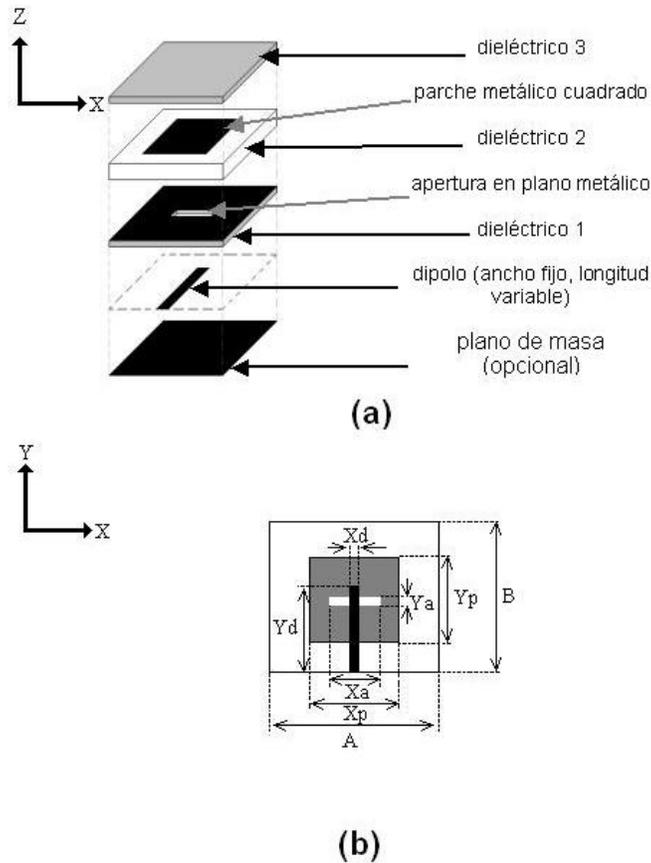


Figura 8. Celda periódica acoplada por apertura (a) vista lateral (b) vista superior

metría considerando un modelo de alimentación por línea microcinta adaptada con una impedancia de entrada de 50 Ω . En una segunda parte, la celda se analiza suponiendo que incide una onda plana sobre el elemento radiante y que la línea microcinta termina en circuito abierto. Esta consideración se hace tomando en cuenta el Teorema

de Reciprocidad y se ilustra en la figura 9. De esta manera, el desfase proporcionado por la estructura será proporcional a la longitud de la línea (en lo sucesivo, dipolo).

El elemento radiante de la figura 9(a) se supone en un arreglo infinito y se analiza mediante una técnica *mod u lar* como la descrita anteriormente, que utiliza

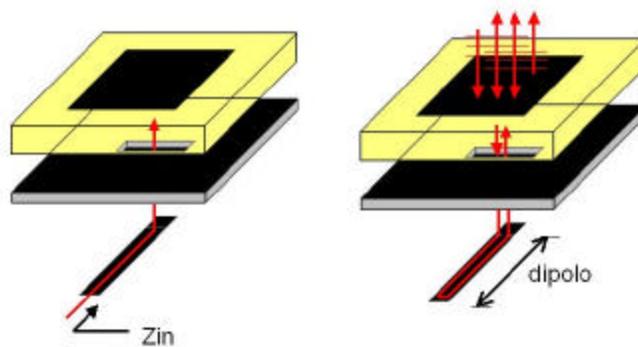


Figura 9. (a) Modelo de alimentación por línea microcinta. (b) Modelo de alimentación a través de una antena de tipo bocina (*reflectarray*)

el método desarrollado por (Poazar, 1986) para calcular la MDG de la línea microcinta con la apertura. Los parches cuadrados se ajustan de acuerdo con la frecuencia de resonancia, la apertura permite que la parte real de la impedancia de entrada sea del valor deseado, y finalmente, con la longitud del stub se compensa la parte imaginaria de dicha impedancia. Con la adaptación se busca que el coeficiente de reflexión visto a la entrada de la línea, figura 9(a), sea mejor que -20 dB.

En la figura 10 se muestra la adaptación y la impedancia de entrada de una estructura con los siguientes valores: celda periódica cuadrada de 20 mm, $X_p = Y_p = 10$ mm, $X_a = 6$ mm, $Y_a = 1$ mm, $X_d = 2$ mm, $Y_d = 2.7$ mm + segmento variable. Las características de los dieléctricos son los de la tabla 1 y la frecuencia central de trabajo 9.65 GHz.

El dipolo de la capa inferior está formado por dos segmentos. Un segmento de longitud fija o stub y un segmento de longitud variable, que sirve como elemento de desfaseamiento, ya que se espera que si la estructura se encuentra bien adaptada, la onda plana incidente resonará en la primera capa de parches cuadrados, pasará a través de la apertura y al encontrarse con la línea microstrip acoplada (dipolo) se propagará por el segmento variable hasta el extremo en circuito abierto, donde se reflejará por completo, tal y como se muestra en la figura 9(b). El retardo en fase con el que la onda regresa a la superficie es proporcional a la longitud eléctrica del segmento variable del dipolo, consiguiéndose así el rango de fases deseado.

Mediante el método de análisis descrito en el apartado anterior, se obtiene el coeficiente de

Tabla 1. Características de los dieléctricos

| Substrato | ϵ_r | $\tan \delta$ | Espesor [mm] |
|---------------|--------------|---------------|--------------|
| Dieléctrico 1 | 3.2 | 0.0030 | 0.79 |
| Dieléctrico 2 | 1.05 | 0.0002 | 2.00 |
| Dieléctrico 3 | 3.2 | 0.0030 | 0.79 |

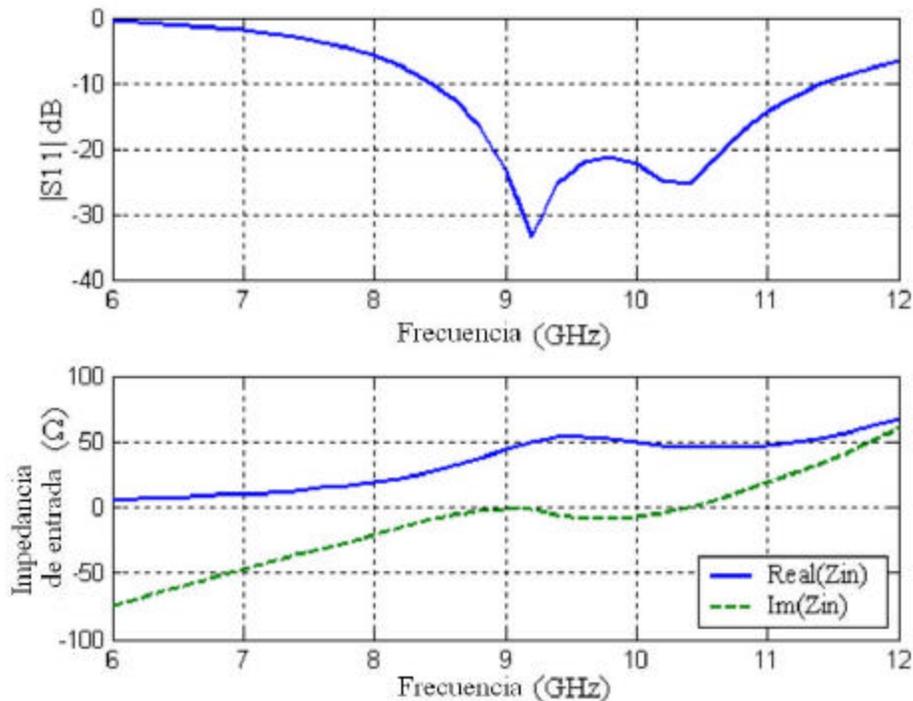


Figura 10. Módulo del coeficiente de reflexión e impedancia de entrada en el inicio de la línea de transmisión

reflexión (amplitud y fase) en la superficie de la celda periódica.

En la figura 11 pueden notarse dos resonancias. Si se centra la atención en el módulo, se aprecia que para dipolos cercanos a 6 mm hay algo de transmisión. Esto puede corregirse colocando un plano de tierra separado $\lambda/4$ de la celda. Este plano reflejará todo el campo sin afectar el valor de la fase. Por otro lado, se ve que la curva de fase no es lo suficientemente lineal.

Pueden obtenerse curvas más lineales incrementando el tamaño de la celda periódica, tal como se muestra en la figura 12. Sin embargo, está comprobado que no conviene utilizar celdas mayores a 0.6λ . La razón es que para celdas mayores los llamados *grating lobes* aparecen para ángulos de incidencia cada vez menores.

Así, para la celda periódica que se ha utilizado, de 20 mm (0.64λ), los *grating lobes* aparecen para

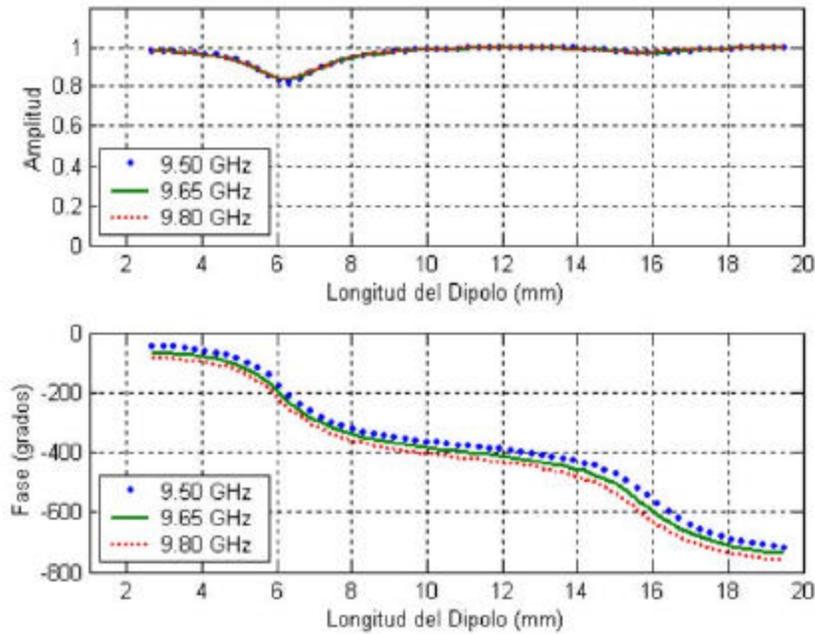


Figura 11. Módulo y fase del coeficiente de reflexión en la superficie de una celda periódica del reflectarray, en función de la longitud del dipolo

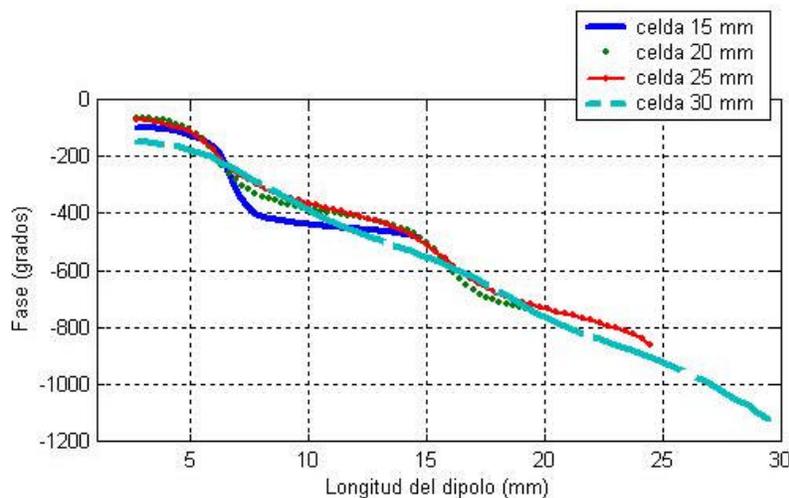


Figura 12. Fase del coeficiente de reflexión para varios tamaños de celda periódica

ángulos de incidencia mayores a 32° . Para celdas mayores, por ejemplo celdas de 30 mm (0.97λ), estos lóbulos indeseados aparecen a partir de ángulos de 2° . Queda claro que dependiendo de la posición de cada celda en el *reflectarray*, el ángulo de incidencia de la onda varía. Por tal motivo, es necesario que las celdas admitan un ángulo de incidencia lo más grande posible.

Diseño de *reflectarrays* multicapa con parches rectangulares de dimensión variable

En este apartado se emplea como elemento radiante una estructura de dos o más capas de parches rectangulares sobre plano de tierra, como se muestra en la figura 13, y el ajuste de fase se realiza modificando las dimensiones de los parches metálicos. Como dieléctrico separador se ha utilizado Rohacell de 3 mm de espesor. En

primer lugar, se analiza una estructura periódica formada por parches cuadrados apilados, mediante la técnica descrita previamente.

En la figura 14 se muestra la fase del coeficiente de reflexión en función del tamaño de los parches a tres frecuencias y para estructuras periódicas de dos y tres capas con un período de $14 \times 14 \text{ mm}$. En este caso, se ha considerado incidencia normal y la fase es igual en las dos polarizaciones. Para la estructura de dos capas puede verse cómo la variación de la fase es bastante lineal y el comportamiento es similar a las 3 frecuencias, lo que significa una importante mejora en el ancho de banda del elemento. Con la estructura de 3 capas se consigue un mayor margen de fases ($2 \times 360^\circ$), lo que proporciona una mayor flexibilidad para realizar optimizaciones a varias frecuencias, como se discutirá posteriormente.

En el *reflectarray*, la incidencia es oblicua en cada elemento y las fases para cada polarización serán

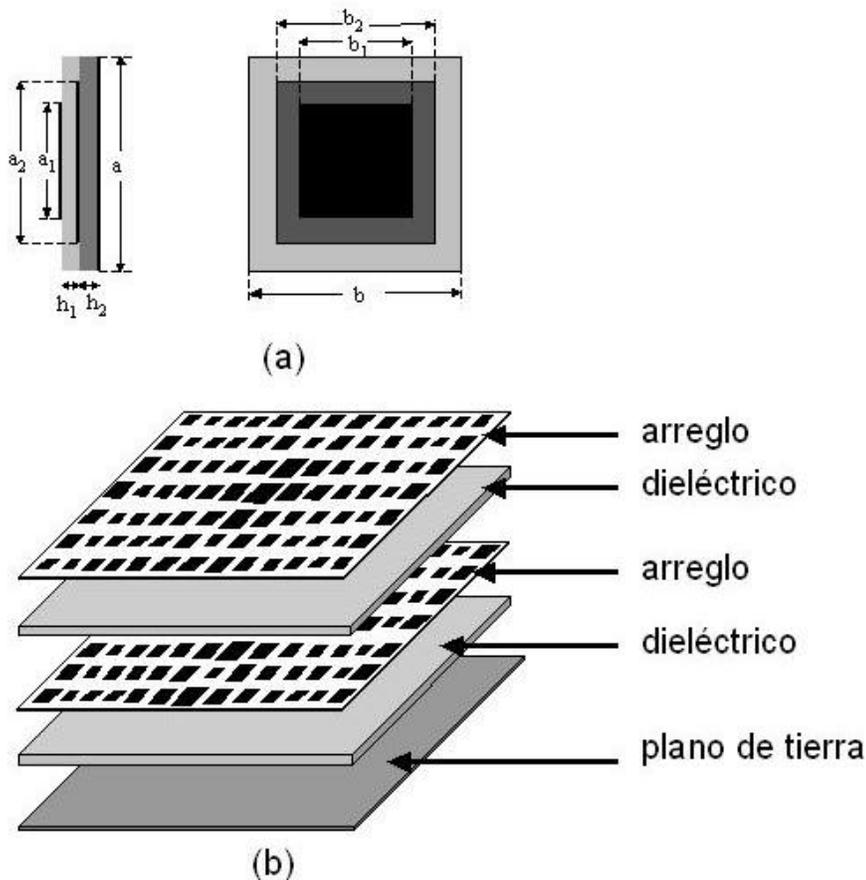
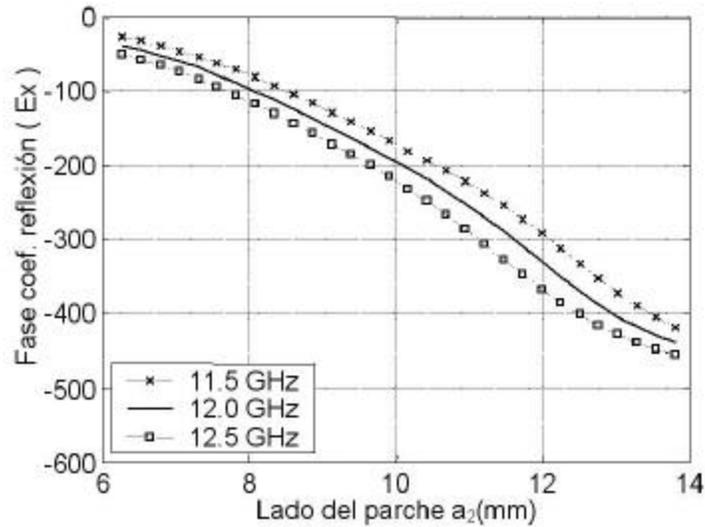
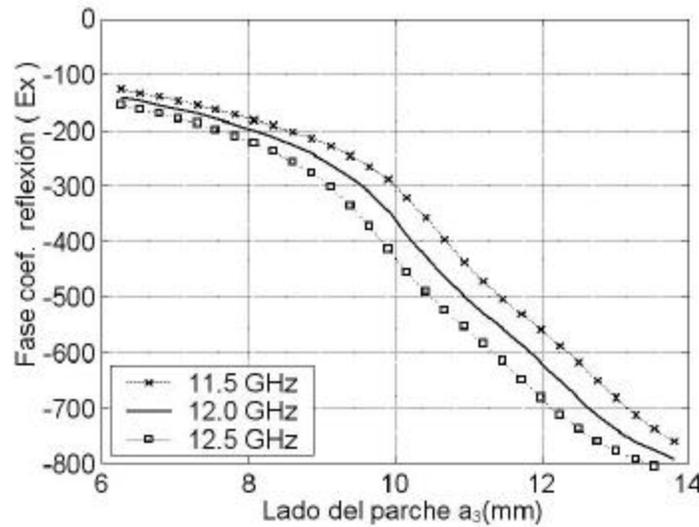


Figura 13. Reflectarray de 2 capas. (a) Celda periódica. (b) Estructura multicapa



(a)



(b)

Figura 14. Fase del coeficiente de reflexión para la estructura de la Fig. 13, en función del lado de los parches. (a) 2 capas ($a_1=0.7a_2$), (b) 3 capas ($a_1=0.7a_3$, $a_2=0.9a_3$)

distintas. Por lo tanto, para obtener la fase objetivo en las dos polarizaciones ortogonales, con campo eléctrico en las direcciones X e Y (E_x y E_y), se ajustan las dos dimensiones de cada parche. Para el análisis del *reflectarray*, se calcula la fase del coeficiente de reflexión para cada polarización en cada período suponiendo periodicidad local, es decir, analizando cada elemento con sus dimensiones en un entorno periódico; puesto que la fase para cada polarización prácticamente solo depende de las dimensiones resonantes, primero se

ajustan a_1 a_2 (suponiendo parches cuadrados) para obtener la fase deseada de E_x y después b_1 b_2 para la fase de E_y . Para determinar las dimensiones de cada parche se utiliza una rutina de búsqueda de ceros, que va ajustando las dimensiones de cada elemento y calculando la fase hasta que se consigue la fase deseada. El procedimiento se repite para cada polarización. Partiendo de las dimensiones obtenidas en la etapa anterior, mediante una rutina de optimización se realiza un nuevo ajuste de las dimensiones de los parches

conductores. En esta etapa se ajustan simultáneamente todas las dimensiones de los parches, con objeto de cumplir las especificaciones de desfaseamiento definidas previamente, para una o dos polarizaciones, a una o varias frecuencias dentro de la banda de trabajo del *reflectarray*.

Se ha diseñado, construido y medido un *reflectarray* para polarización dual basado en la estructura periódica de la figura 13 para que radie en la dirección $\theta_0=25^\circ$, $\phi_0=0^\circ$, a 11.95 GHz. El *reflectarray* es circular, inscrito en un cuadrado de 21x21 elementos. El alimentador está situado en las coordenadas $x_F=-150$, $y_F=0$, $z_F=300$ mm, respecto del centro del *reflectarray*. En la figura 15 se muestra el prototipo construido y en la figura 16 el diagrama co-polar medido a frecuencia central para polarización X. La figura 17 muestra una buena concordancia entre el patrón medido y el

teórico. Los resultados obtenidos para la polarización ortogonal son muy similares.

Las características del prototipo medido se comparan en la tabla 2 con los resultados medidos

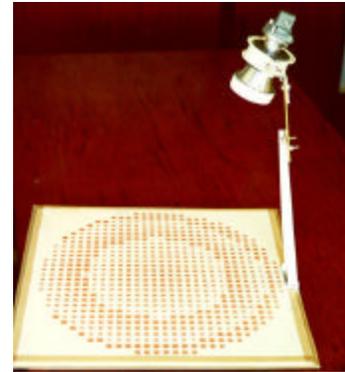


Figura 15. Prototipo construido. (Encinar, 2001) © 2001 IEEE. Reproducido con permiso

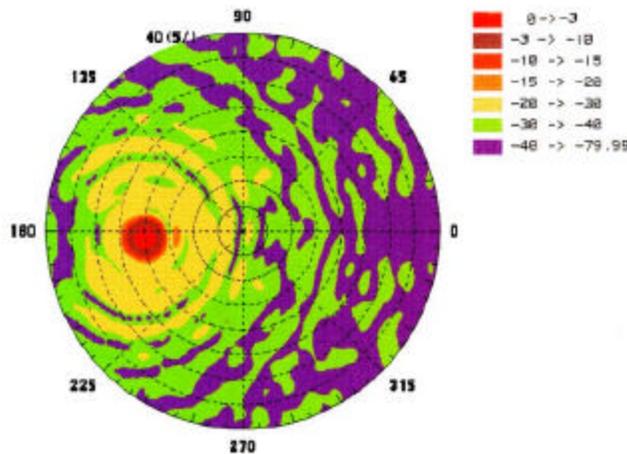


Figura 16. Patrón de radiación medido a 11.95 GHz. (Encinar, 2001) © 2001 IEEE. Reproducido con permiso

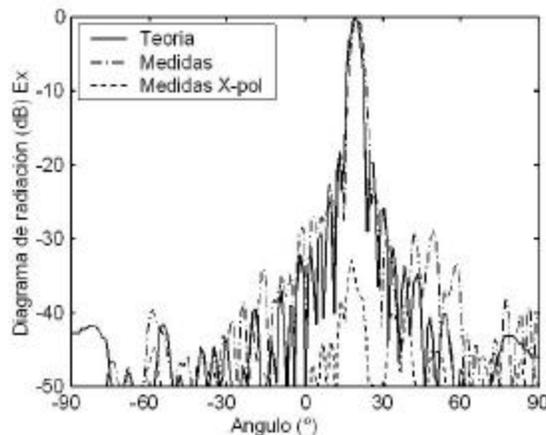


Figura 17. Comparación de patrones medidos y teóricos. (Encinar, 2001) © 2001 IEEE. Reproducido con permiso

para otros *reflectarrays* de una sola capa en banda X (Patel *et al.*, 1994), (Chang *et al.*, 1995). De la tabla se aprecia que el prototipo de dos capas presenta unas características muy superiores en ancho de banda, ganancia y polarización cruzada. Se ha conseguido un ancho de banda de 16.7% para variaciones de ganancia de 1.5dB (0.75dB), muy superior a los *reflectarrays* de una sola capa. Se ha comprobado que la máxima polarización cruzada medida (-26dB), se corresponde con la generada en el alimentador, por lo que los niveles de polarización cruzada generados por el *reflectarray* deben ser inferiores.

Reflectarray de haz conformado

Mediante un *reflectarray* se puede conseguir colimar un haz de tipo pincel en una determinada dirección tal y como se ha explicado anteriormente. No obstante, hay diversas aplicaciones que requieren de la síntesis de diagramas conformados, de forma que se puedan perfilar las zonas de cobertura y el patrón de radiación de un haz determinado. En estas aplicaciones los *reflectarrays* de haz conformado son especialmente interesantes, ya que los costes de construcción de los platos parabólicos perfilados son muy altos, mientras que el coste de fabricación de un *reflectarray* es independiente de si el haz es de tipo pincel o conformado.

En los *reflectarrays* microcinta, al contrario que en los arreglos convencionales, únicamente se tiene libertad para seleccionar la fase de cada elemento, ya que la amplitud viene impuesta por la iluminación del alimentador. Así, para conseguir diagramas conformados empleando *reflectarrays* se deberán encontrar los elementos que produzcan un desfase tal que el campo en la apertura de la antena proporcione un patrón con la forma y dirección deseada. En el caso de un *reflectarray* multicapa de parches rectangulares apilados, esto se traduce en determinar las dimensiones de cada uno de los parches. De esta manera, el proceso de diseño se puede realizar en dos etapas: en la primera se sintetizan las fases que debe introducir el coeficiente de reflexión para cada elemento del *reflectarray*; en la segunda se buscan las dimensiones de los elementos con las que se consiguen esos desfases.

El proceso de síntesis de las fases que debe proporcionar el coeficiente de reflexión para cada elemento tiene el problema del alto número de variables a optimizar. En este sentido, se ha mostrado efectivo el empleo de la técnica de síntesis de solo fase de la *Intersection Approach* (Bucci, 1990). Esta técnica se basa en ir proyectando alternativamente entre dos conjuntos de patrones de radiación, conjunto de patrones permitidos y conjunto de patrones realizables, de manera que se va

Tabla 2. Comparación de las características de *reflectarrays* de una y dos capas

| | Reflectarray (Patel <i>et al.</i> , 1994) | Reflectarray (Chang <i>et al.</i> , 1995) | Prototipo de 2 capas | |
|------------------------------|---|---|----------------------|------|
| Frecuencia central (GHz) | 9.75 | 9.075 | 11.95 | |
| Banda (GHz) | 9.5 – 10.0 | 8.85 – 9.5 | 11.5 – 12.4 | |
| Banda (%) | 5.1 | 7.2 | 11.5 – 12.4 | 16.7 |
| Polarización | lineal | dual lineal | dual lineal | |
| F/D | 0.9 | 0.87 | 0.84 | |
| Ángulo de radiación (°) | 25 | 30 | 19 | |
| Superficie / λ^2 | 261.6 | 383.0 | 205.5 | |
| Directividad máxima (dBi) | 34.7 | 36.2 | 33.8 | |
| Directividad medida (dBi) | - | - | 32.47 | |
| Ganancia medida (dBi) | 30.5 | 33 | 31 | |
| Variaciones de ganancia (dB) | 1.5 | 3 | 0.3 | 1.5 |
| Contra-polar (dB) | ≤ -17 | ≤ -25 | ≤ -26 | |

buscando la intersección entre ambos. Si bien, se han obtenido buenos resultados con este método de optimización, es muy dependiente de factores tales como el punto de partida que se tome, esto es, la distribución de fases inicial. Es por esto que se han implementado algunas modificaciones que han mejorado el comportamiento del método, como la reducción ficticia de variables o la restricción en la variación máxima de la fase (Zornoza *et al.*, 2004).

A continuación, se muestran dos ejemplos de *reflectarrays* de haces conformados. La primera de ellas se corresponde con una aplicación DBS (Direct Broadcast Satellite), mientras que la segunda es una antena de una estación base de LMDS (Local Multipoint Distribution System).

Aplicación DBS

Hasta el momento, se han diseñado y construido diversos casos de *reflectarrays* de haces conformados para aplicaciones DBS, como el que se trata en (Encinar *et al.*, 2004). Aquí se van a mostrar

los resultados de un *reflectarray* diseñado y construido recientemente dentro de un proyecto de la ESA (European Space Agency). Se trata de un *reflectarray* para aplicaciones DBS con doble haz conformado, asociado cada uno a un alimentador distinto. Con uno de los dos haces se pretende cubrir Europa, Norte de África y Oriente Próximo, mientras que el otro se empleará para dar cobertura a tres ciudades de América del Norte: Nueva York, Washington DC y Montreal (Figura 18). El haz americano debe funcionar en polarización vertical y presentar una ganancia mínima de 37 dBi. Por otro lado, el haz europeo empleará polarización horizontal y tendrá una forma como la que se muestra en la figura 19 con un nivel mínimo de 25.5 dBi y una zona central con al menos 28.5 dBi de ganancia. El resto de las características del *reflectarray* están recogidas en la tabla 3, en la que se ve que se está trabajando con un *reflectarray* de un metro aproximadamente de diámetro y más de 4000 elementos.

Las especificaciones para polarización V se consiguen con un haz pincel, y por tanto, se emplea

Tabla 3. Datos del *reflectarray* de dos haces para aplicación DBS

| | |
|--------------------------------|-----------------------|
| Número de elementos | 4068 |
| Dimensiones (mm) | 1036 × 980 (Elíptico) |
| Frecuencia de diseño (GHz) | 12.1 |
| Célula periódica (mm) | 14 |
| Nivel de iluminación en bordes | - 18.6 dB |

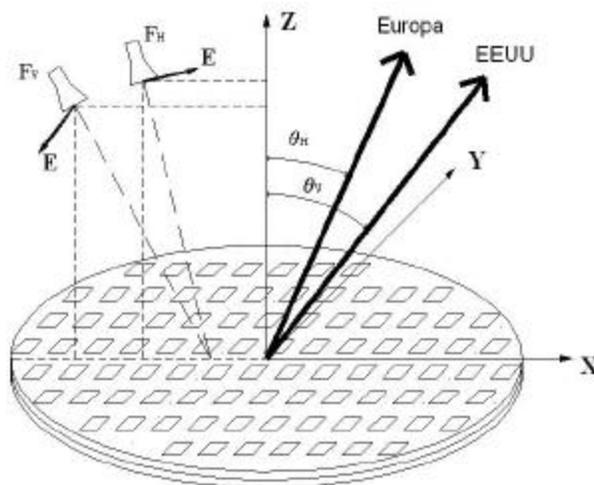
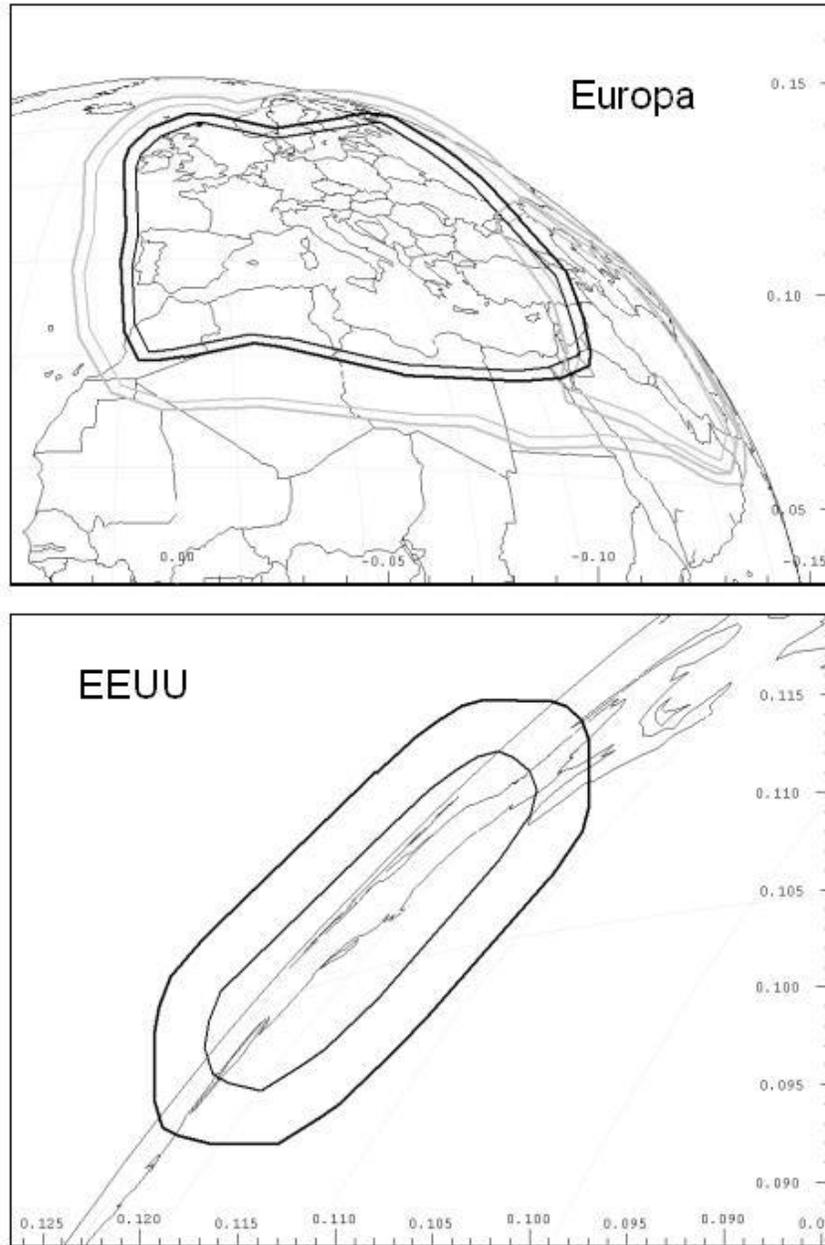


Figura 18. Configuración de *reflectarray* para dos coberturas en polarización dual



Figra 19. Coberturas para Europa y EEUU

una fase objetivo definida por la expresión (3). Para la cobertura Europea se emplea la técnica de síntesis de solo fase y se obtiene la fase objetivo a frecuencia cen tral mostrada en la figura 20. A partir de esta distribución de fase se obtienen las fases objetivo a las frecuencias extremas (11.45 y 12.75 GHz), primero suponiendo una variación de fase con la frecuencia igual al retardo espacial descrito previamente. Las fases obtenidas proporcionan

unos diagramas conformados aceptables, pero no cumplen totalmente las especificaciones.

Por ello, se realiza un refinamiento de las fases objetivo a frecuencias extremas, por lo que se parte de las distribuciones obtenidas y se realiza una nueva síntesis, pero limitando la variación de fase a $\pm 15^\circ$. De esta forma, se consigue cumplir las especificaciones de ganancia a frecuencias extremas.

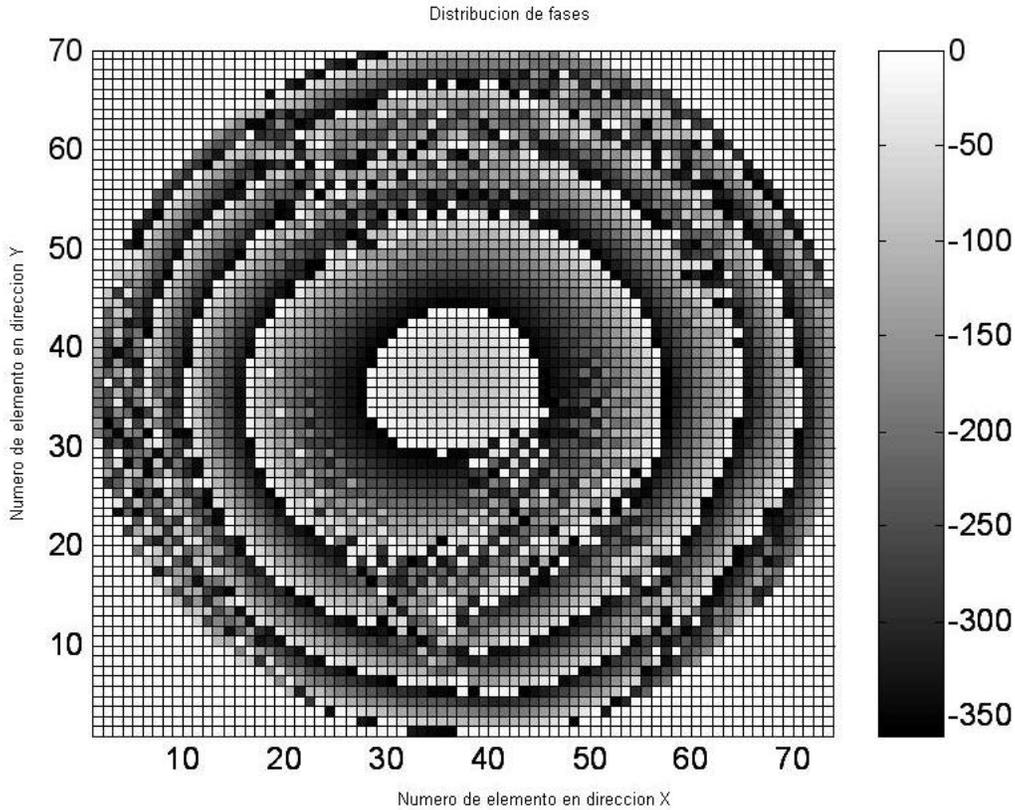


Figura 20. Fase objetivo para la cobertura de Europa

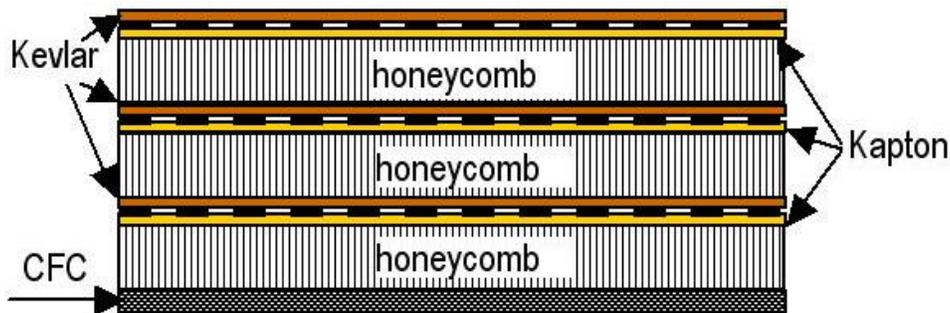


Figura 21. Configuración del reflectarray de 3 capas

Para conseguir en cada elemento la fase objetivo a las frecuencias cen tral y extremas, se propone una configuración de tres capas de parches apilados, como la mostrada en la figura 21, donde se han empleado materiales calificados para espacio. El diseño eléctrico se realiza en varias etapas. En primer lugar se supone un tamaño relativo fijo entre los parches de cada capa y se ajustan las dimensiones según X e Y de forma independiente para conseguir la distribución de fase objetivo a

frecuencia central para cada polarización. En la siguiente etapa, se parte de las dimensiones anteriores y se optimizan las dimensiones de los parches en las tres capas, con objeto de conseguir las fases objetivo definidas previamente a tres frecuencias (central y extremas). La optimización se realiza empleando una rutina basada en la técnica de Fletcher Powell que llama a la rutina de análisis y que minimiza el error de fase a las tres frecuencias.

El prototipo construido se muestra en la figura 22 y los patrones medidos en ganancia en la figura 23 a 12.1 GHz. En polarización V se cumplen las especificaciones en toda la banda de diseño (11.05–12.10 GHz), en polarización H, prácticamente se cumplen las especificaciones de cobertura en la banda de 11.7 a 13 GHz (11%), pero con una reducción de ganancia de 0.5 dB, que se debe a pérdidas ohmicas en las capas dieléctricas. Los patrones medidos en polarización H muestran un ligero desplazamiento en la banda de frecuencias y pequeñas variaciones en el contorneado, que se deben a errores de tolerancia en la fabricación, fundamentalmente en las dimensiones de los parches.

Aplicación LMDS

En este caso, se aplica la técnica de síntesis de diagramas conformados al diseño de antenas de

estaciones base para un sistema de comunicaciones punto-multipunto terrestre, LMDS. La polarización que se requiere es lineal y la banda en España va de los 24.5 GHz a los 26.5 GHz. Además, las antenas de las estaciones base de este sistema deben cubrir un sector en azimut, mientras que en elevación el diagrama debe ser del tipo cosecante cuadrado.

En este caso, es preferible utilizar como punto inicial del proceso de síntesis una distribución de fases, obtenida mediante una técnica de síntesis en una dimensión que se presenta en (Chakraborty *et al.*, 1982). Esto permite tener dos distribuciones de fase lineales (elevación y azimut) con las que, al combinarlas, se llega a una distribución de fases bidimensional. A partir de ellas, se optimiza el diagrama empleando el método de las proyecciones alternativas citado anteriormente (Zornoza *et al.*, 2003).



Figura 22. Prototipo construido

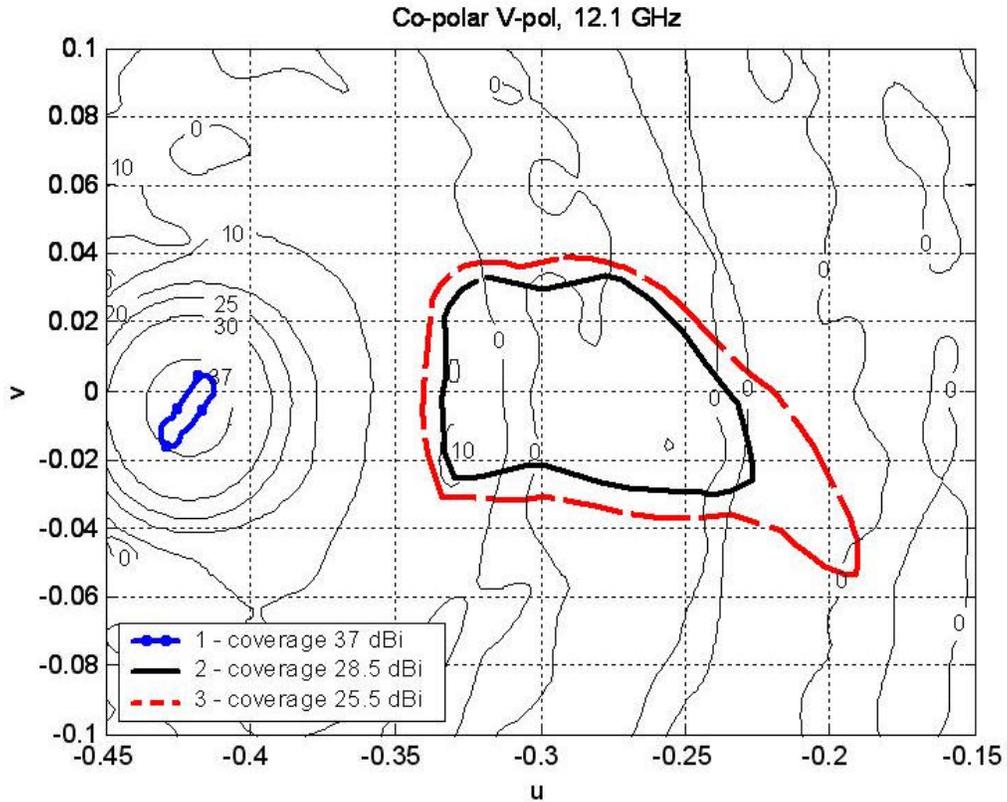
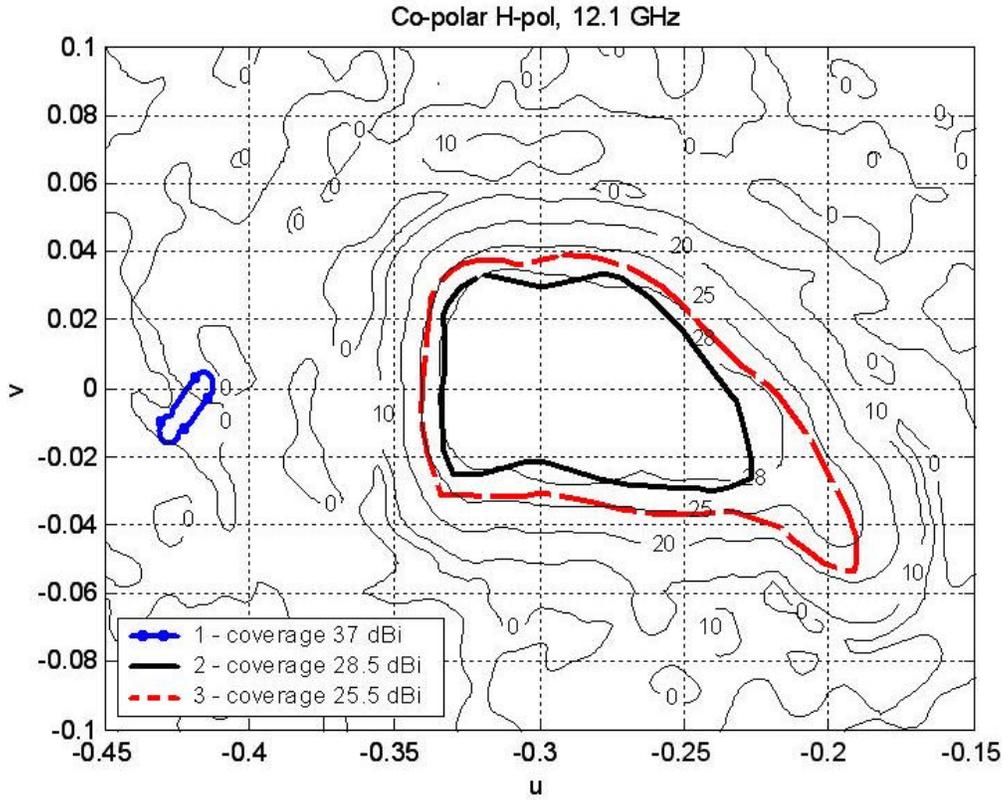


Figura 23. Diagramas medidos en ganancia (componente copolar) para polarizaciones H y V

Una forma de aumentar la capacidad del sistema y número de usuarios, es hacer reutilización de frecuencias, que se puede realizar de dos formas distintas: diseñando las celdas de cobertura de radio menor, lo que implica instalar más estaciones base, o especificando los haces sectoriales en azimut más estrechos. Esto último, a su vez, se puede conseguir con un aumento del número de antenas en la estación base o, de otra forma, diseñando antenas que tengan varios haces conformados en cuasi-cosecante cuadrado en elevación y sectoriales en azimut que cubran todo el ángulo inicialmente propuesto.

Siguiendo esta última opción, se puede diseñar un sistema de tres haces conformados tal y como se muestra en la figura 24, cuyos datos principales se muestran en la tabla 4. Debido a que el sistema

requiere polarización lineal y el *reflectarray* de parches microstrip ofrece dos polarizaciones lineales ortogonales con buenas características de aislamiento entre ellas, X e Y, se plantea utilizar una para los dos haces laterales, mientras que la otra quedaría para el haz central. De esta forma, se tiene un *reflectarray* con tres haces en la misma banda y polarizaciones alternadas en ellos.

En este caso, el problema se puede separar en dos, según las polarizaciones: haz central y haces laterales. De esta forma, se optimiza el haz central para polarización Y y se llega a distribución de fases del coeficiente de reflexión que se muestran en la figura 25. Esta distribución de fases da lugar al haz cuyo diagrama se representa en la figura 26.

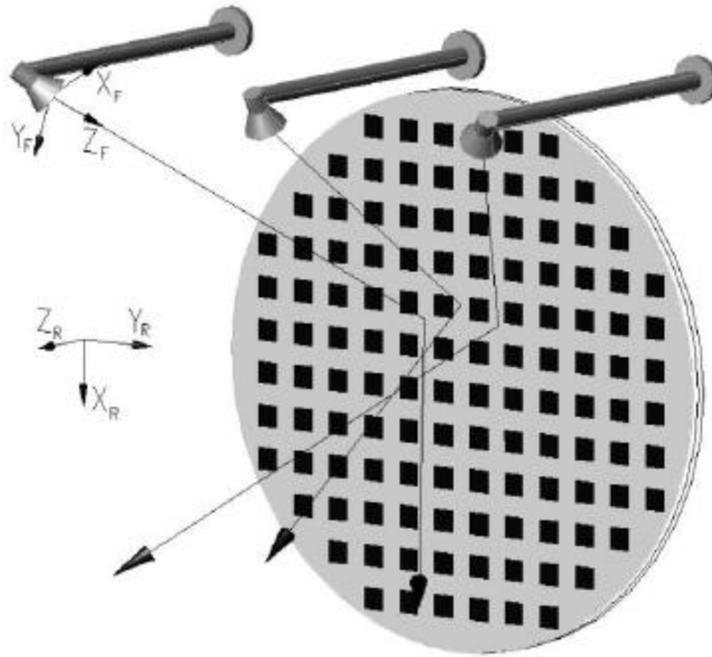


Figura 24. Configuración de reflectarray de tres haces para LMDS

Tabla 4. Datos del reflectarray de tres haces para LMDS

| | |
|--------------------------------|------------------|
| Número de elementos | 716 |
| Diámetro del reflectarray (mm) | 175.2 (circular) |
| Frecuencia de diseño (GHz) | 25.5 |
| Célula periódica (mm) | 5.84 |
| Nivel de iluminación en bordes | - 13 dB |

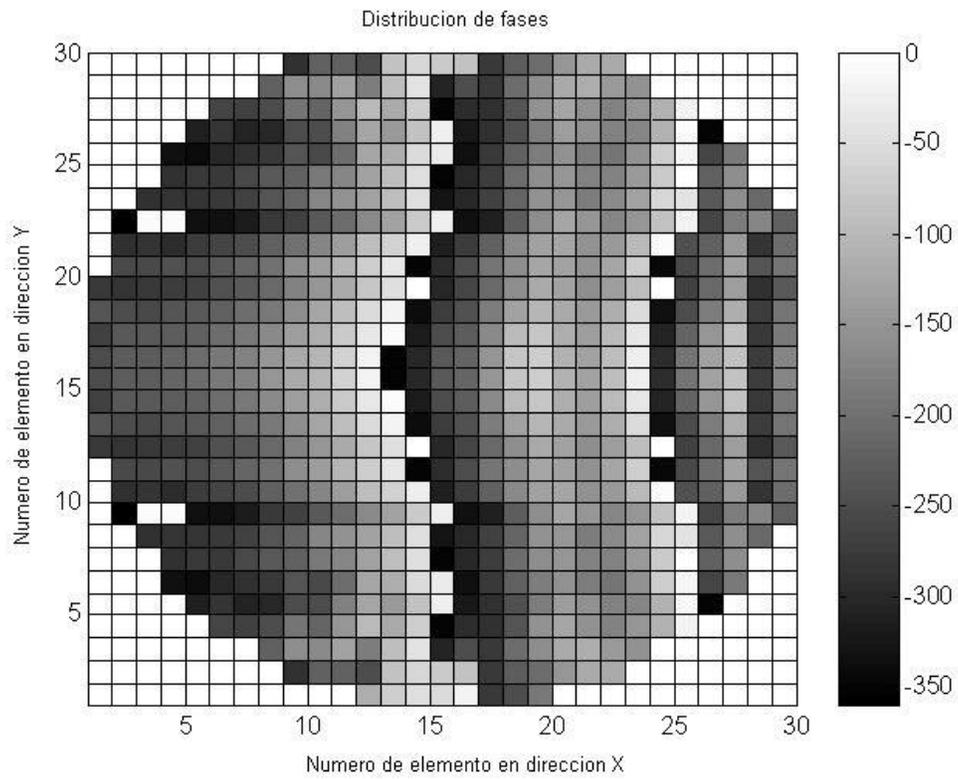


Figura 25. Distribución de fases para el haz central

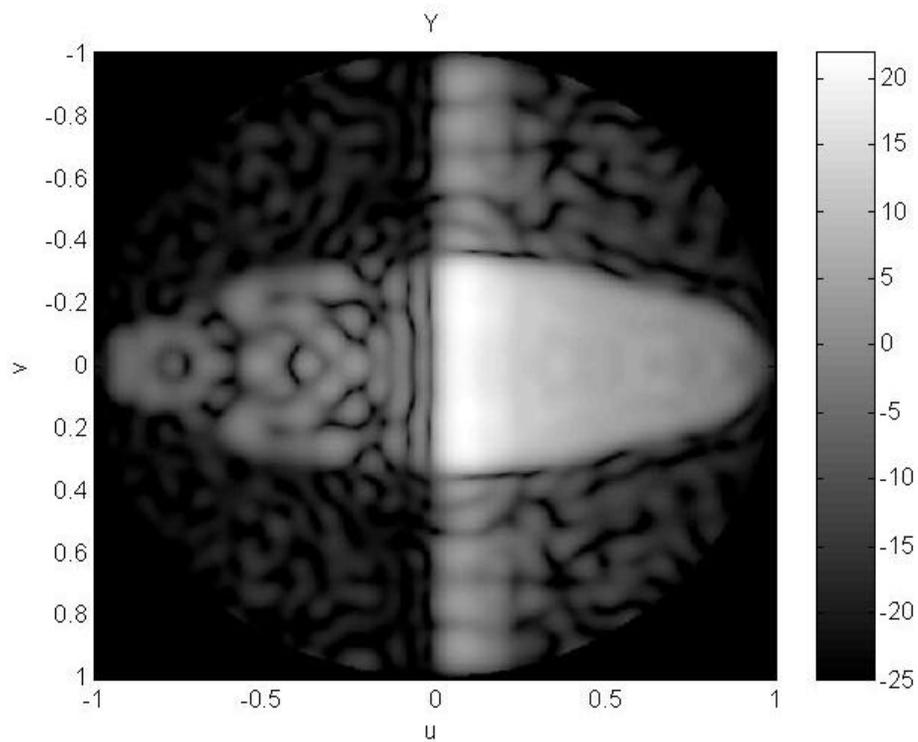


Figura 26. Patrón de radiación del haz central

Al optimizar el haz lateral, se obtiene la distribución de fases de la figura 27, que corresponde con el patrón de la figura 28. Se ha tenido en cuenta que los dos haces son imágenes especulares entre sí y, por lo tanto, en la optimización se ha introducido la restricción de que la distribución de fases objetivo se mantenga simétrica respecto al eje X. Con ello, al calcular el patrón de radiación del otro haz lateral con esta misma distribución de

fases se obtendrá una figura simétrica a la mostrada. Esta condición se ha podido incluir porque se ha comprobado previamente que la fase del coeficiente de reflexión que introducen los elementos varía muy poco cuando se modifica el ángulo de incidencia. De esta forma, se obtendrá una distribución de parches casi simétrica respecto al eje X que dará lugar a dos haces laterales muy similares.

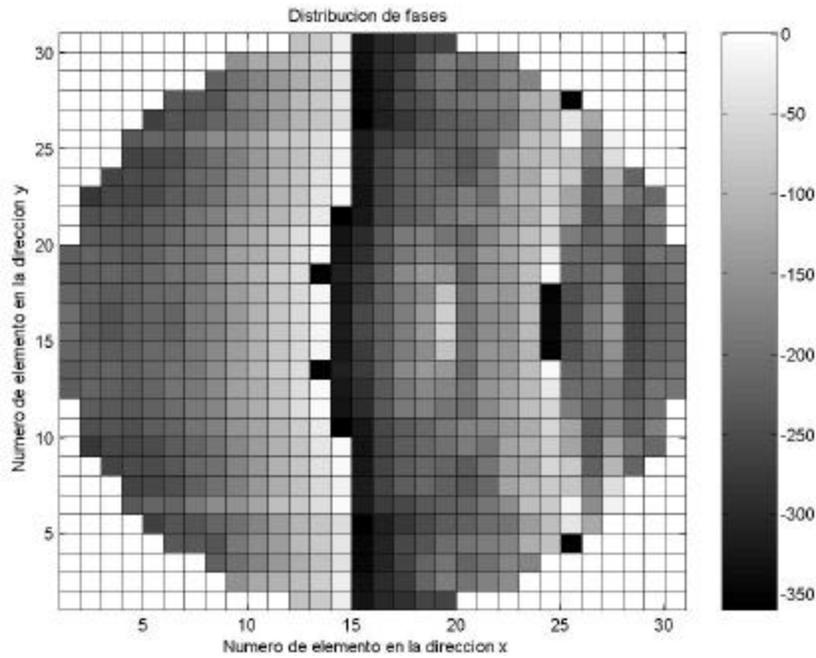


Figura 27. Distribución de fases para un haz lateral

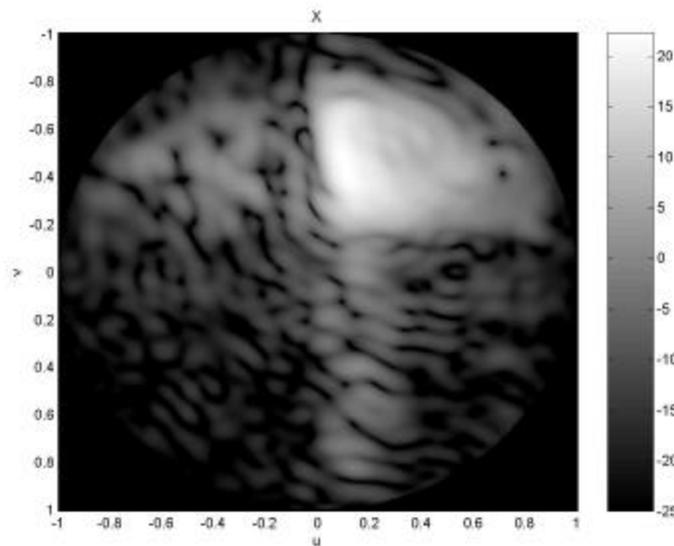


Figura 28. Patrón de radiación de un haz lateral

Conclusiones

Se ha presentado un panorama general del estado del arte de las antenas *reflectarray*, una tecnología poco difundida y de gran interés en los últimos años. Un *reflectarray* está formado por un arreglo de celdas periódicas utilizadas como elementos desfasadores. En este artículo se han estudiado dos tipos de celdas periódicas. El primero, consiste en un parche acoplado por apertura, donde el elemento desfasador es una línea de longitud variable. Este tipo de configuración permite aumentar el rango de fases posible y por ende el ancho de banda de la antena; además, presenta la posibilidad de incluir elementos activos que permiten reconfigurar el haz. En el segundo caso, se ha estudiado una configuración multicapa de parches rectangulares con tamaño variable como elementos desfasadores, presentándose resultados para un *reflectarray* de haz tipo pincel. Se ha demostrado que con las configuraciones multicapa se consigue estabilidad en ganancia, bajo nivel de polarización cruzada y una notable mejoría en el ancho de banda del *reflectarray*.

Finalmente, se ha presentado una técnica de síntesis de diagramas de radiación para *reflectarrays*, que es muy eficiente cuando el número de elementos del arreglo sobrepasa los diez mil. Dicha técnica se ha utilizado en una aplicación terrestre para estaciones base LMDS y en una aplicación espacial tipo DBS donde se requieren dos haces independientes, uno para cada polarización. Para este último caso se ha diseñado, construido y medido un prototipo, cumpliéndose satisfactoriamente las especificaciones de ganancia, ancho de banda, conformado y polarización cruzada.

Agradecimientos

Las investigaciones presentadas en este artículo han sido subvencionadas por el *Ministerio de Ciencia y Tecnología de España* bajo los proyectos de la CICYT TIC 2000-0401-P4-09 y TIC 2001-2744, por la *Agencia Espacial Europea* (ESA) bajo el proyecto ESTEC/16919/02/NL/JA y por el *Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología de México* (CONACYT).

Se agradece a la *Universidad Nacional Autónoma de México* (UNAM) por su participación a través del Programa de Doctorado Conjunto en Telecomunicación.

Referencias

- Berry D.G., Malech R.G. y Kennedy W.A. (1963). The Reflectarray Antena. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 11, No. 6, November, pp. 645-651.
- Bucci O.M, Franceschetti G., Mazzarella G. y Panariello G. (1990). Inter section Approach to Array Pattern Syntesis. *IEE Proceedings*, Vol. 137, pt. H, No. 6, December, pp. 349-357.
- Carrasco E., Alfageme B. y Encinar J.A. (2004). Design of a Multilayer Aperture-coupled Cell Used as Phase Shifter in Reflectarrays. *Journées Internationales de Nice sur les Antennes*, Nice, France, November.
- Chaharmir M.R., Shaker J., Cuhaci M. y Sebak A. (2003). Reflectarray with Variable Slots on Ground Plane. *IEE Proc.-Microw. Antennas Propag.*, Vol. 150, No. 6, December, pp. 436-439.
- Chakraborty A., Das B.N. y Sanyal G.S. (1982). Beam Shaping Using Nonlinear Phase Distribution in a Uniformly Spaced Array. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 30, No. 5, September, pp. 1031-1034.
- Chang D.C. y Huang M.C. (1995). Multiple-Polarization. Microstrip Reflectarray Antenna with High Efficiency and Low Cross-Polarization. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 43, pp.829-834, August.
- Collin R.E (1991). *Foundations for Microwave Engineering*. McGraw Hill, , pp. 569-571.
- Encinar J.A. (2001). Design of Two-Layer Printed Reflectarrays Using Patches of Variable Size. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 49, No. 10, October, pp. 1403-14010.
- Encinar J.A. y Zornoza J.A. (2003). Broad Band Design of Three-Layer Printed Reflectarrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, No. 7, pp. 1662-1664, July.
- Encinar J.A. y Zornoza, J.A. (2004). Three-Layer Printed Reflectarrays for Contoured Beam Space Applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 5, May, pp. 1138-1148.

- Huang J. (1995). Bandwidth Study of Microstrip Reflectarray and a Novel Phased Reflectarray Concept. Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 1, June, pp. 582 – 585.
- Huang J. (1998). A Ka-Band Microstrip Reflectarray with Elements Having Variable Rotation Angles. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 46, No. 5, May, pp. 650-656.
- Huang J. (2001). Improvement of the Three-Meter Ka-band Inflatable Reflectarray Antenna. IEEE, Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001, Vol. 1, 8-13 July, pp 122-125.
- Huang J. y Fera V.A. (2001). Houfei Fang; Improvement of the Three-Meter Ka-Band Inflatable Reflectarray Antenna. Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE, Vol. 1, 8-13 July, pp.122-125.
- Martynyuk A., Martínez J.I. y Martynyuk N. (2004). Spiraphase-Type Reflectarrays Based on Loaded Ring Slot Resonators. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 1, January, pp. 142-153.
- Mitra R., Chan C.H. y Cwik T. (1988). Techniques for Analyzing Frequency Selective Surfaces – A review. *Proc. IEEE*, Vol. 76, No. 12, December, pp. 1593-1615.
- Patel M. y Thraves J. (1994). Design and Development of a Low Cost, Electronically Steerable, X-band Reflectarray Using Planar Dipoles, in Proc. of Military Microwaves, London, U.K., pp.174-179.
- Pozar D.M. (1986). A Reciprocity Method of Analysis for Printed Slot and Slot-Coupled Microstrip Antenas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 34, No. 12, December, pp. 1439-1446.
- Pozar D.M. (1997). Design of Millimeter Wave Microstrip Reflectarrays Design of. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 45, No. 2, February, p.p. 287-296.
- Pozar D.M., Targonski S.D. y Pokuls R. (1999). A Shaped-Beam Microstrip Patch Reflectarray. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 47, No. 7, pp. 1167-1173, July.
- Pozar D.M. (2004). Microstrip Reflectarrays, Myths and Realities. Journées Internationales de Nice sur les Antennes, Niza, Francia, November.
- Rebeiz G.M. y Muldavin J.B. (2001). RF MEMS Switches and Switch Circuits. *IEEE Microwave Magazine*, December.
- Wan Ch. y Encinar J.A. (1995). Efficient Computation of Generalized Scattering Matrix for Analyzing Multilayered Periodic Structures. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 43, No. 11, November, pp. 1233-1242.
- Zawadzki M. y Huang J. (2000). Integrated RF Antenna and Solar Array for Spacecraft Application. Phased Array Systems and Technology, 2000. Proceedings 2000 IEEE International Conference on 21-25 May, pp. 239 – 242.
- Zornoza J.A., Moraga M. y Encinar J.A. (2003). Diseño de reflectarray impreso como antena sectorial de estación base de LMDS. XVIII Simposium Nacional URSI, A Coruña, España, Septiembre.
- Zornoza J.A. y Encinar J.A. (2004). Efficient Phase-Only Synthesis of Contoured-beam Patterns for very Large Reflectarrays. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*. Vol. 14, September, pp. 415-423.

Semblanza de los autores

Eduardo Carrasco-Yépez. Nació en la Ciudad de México, recibió el título de ingeniero en telecomunicaciones por la Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM), en 2000. Realizó un posgrado en gestión de las telecomunicaciones en la Escuela de Organización Industrial (EOI) de Madrid, en 2002. Ha laborado en Televisa, Directv-México y Vodafone-España, así como en la FI-UNAM y la FCA-UNAM. Actualmente cursa estudios de doctorado en el Departamento de Electromagnetismo y Teoría de Circuitos de la UPM, dentro del Programa de Doctorado Conjunto UNAM-UPM.

Manuel Arrebola-Baena. Nació en Lucena (Córdoba), España. Recibió el título de ingeniero de telecomunicación por la Universidad de Málaga, en septiembre de 2002. En enero de 2003 se incorporó al Departamento de Electromagnetismo y Teoría de Circuitos de la Universidad Politécnica de Madrid (UPM), en donde actualmente cursa estudios de doctorado.

José A. Encinar-Garcinuño. Nació en Madrid, España; recibió los grados de ingeniero y doctor en telecomunicación por la Universidad Politécnica de Madrid (UPM), en 1979 y 1985, respectivamente. Desde enero de 1980, forma parte del Grupo de Electromagnetismo Aplicado y Microondas de la UPM. Realizó una estancia post doctoral dentro del Programa de Ciencia de la OTAN, en la Universidad Politécnica de Brooklyn (NY), EEUU. Es catedrático del Departamento de Electromagnetismo y Teoría de Circuitos de la UPM desde 1991. En 1996, fue profesor visitante del Laboratorio de Electromagnetismo y Acústica en la Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL), Suiza.