

ANÁLISIS, DISEÑO Y REALIZACIÓN DE ANTENAS PLANAS RANURADAS MULTISATÉLITE

Manuel Sierra Castañer

Manuel Sierra Pérez

Departamento de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones
Universidad Politécnica de Madrid
manol@gr.ssr.upm.es

Ángel Álvarez Fernández

María Vera Isasa

Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones
Universidad de Vigo
mirentxu@tsc.uvigo.es

ABSTRACT

A review of designs of linearly polarized parallel-plate slot antennas developed by the authors is presented. Different combinations are described: broadside beam, one and dual tilted-beam, one and dual polarized antennas. The antenna structure, the analysis methods and the feasibility of getting a dual beam and dual linearly polarized antenna with interesting characteristics and low cost are analyzed. Several designs are proposed and their features are studied. As a conclusion, it can be said that parallel-plate slot arrays are quite promising.

1. INTRODUCCIÓN

El importante crecimiento que la televisión digital ha experimentado en los últimos años ha convertido a las antenas multihaz y multipolarización, capaces de recibir a la vez la señal procedente de dos satélites, en una solución muy atractiva desde el punto de vista comercial.

En este artículo se presenta una recopilación de las antenas planas ranuradas sobre guía biplaca rectangular desarrolladas por los autores para la recepción de TV vía satélite [1-4].

2. ESTRUCTURA DE LA ANTENA

La estructura básica de este tipo de antenas se observa en las figuras 1 y 2, que muestran respectivamente una sección longitudinal de la guía biplaca y un esquema de la estructura de la antena, las ranuras se ubican en columnas paralelas para que ésta esté linealmente polarizada.

Además esas columnas son paralelas a la alimentación, que se elige como una estructura microtira donde los elementos excitadores son parches microtira [5], con igual amplitud y fase, para lograr una onda plana que se desplaza a través de la guía produciendo un campo eléctrico bajo las ranuras descrito por:

$$\vec{E}_{in} = \hat{z}E_0e^{-jk_g x} \quad (1)$$

donde \hat{z} es perpendicular al plano del papel, E_0 es la amplitud del campo eléctrico en $x=0$ y $k_g = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$ con μ y ϵ permeabilidad y permitividad del dieléctrico que rellena la guía.

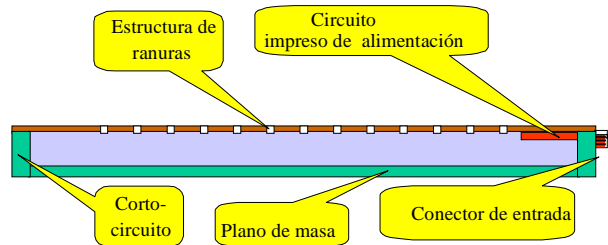


Figura 1. Sección longitudinal de la guía biplaca.

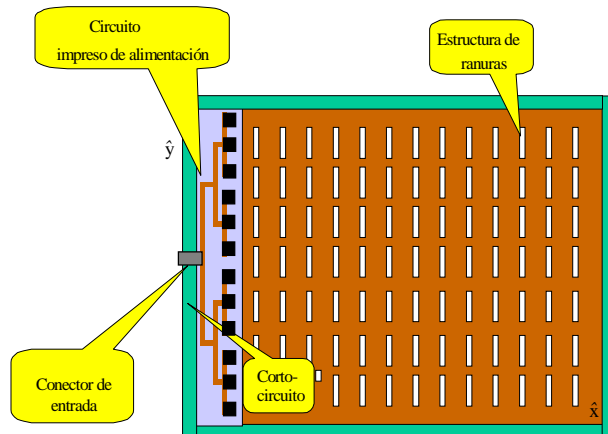


Figura 2. Esquema de la estructura de la antena.

Otras posibilidades para el sistema de alimentación son una guía-onda rectangular alimentada a su vez por una sonda, o un conjunto de sondas. Sin embargo, la mejor opción es la que se presenta, pues con respecto a la guía rectangular (alimentación serie) se consigue aumentar el ancho de banda de la antena y con respecto a las sondas se obtiene una solución más compacta.

3. MÉTODOS DE ANÁLISIS

Para analizar las características de una antena de este tipo se han de conocer los siguientes parámetros:

- Dimensionamiento y caracterización de la estructura biplaca.
- Acoplamiento entre la alimentación y la guía biplaca.
- Acoplamiento entre la alimentación y las ranuras.
- Acoplamiento entre las ranuras a través de la guía.
- Acoplamiento entre las ranuras en el campo de radiación.

Se han empleado dos métodos de análisis rápidos y contrastados empíricamente.

El primero es el propuesto en [6] para guía radial, adaptado para la geometría rectangular en [3]. Consiste en modelar los distintos elementos, bien de alimentación o bien radiantes, como puertas caracterizadas por una tensión y una corriente. De este modo, calculando únicamente los acoplamientos entre pares de puertas, lo cual es relativamente sencillo, se puede definir el multipolo equivalente de la figura 3 que permite estudiar el comportamiento de la antena de forma notablemente simplificada.

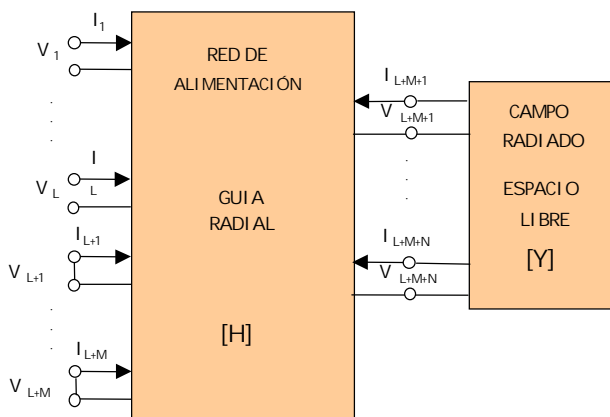


Figura 3. Multipolo equivalente.

El segundo método se basa en el propuesto en [7] sobre el que se han realizado dos ampliaciones importantes: análisis de haz orientado y de estructura con doble dieléctrico [1]. La base del mismo radica en la aplicación del teorema de Floquet para analizar una fila y de la Resonancia Transversal para analizar la introducción del segundo dieléctrico. Así los resultados finales se obtienen resolviendo mediante el método de Galerkin el sistema de ranuras al que se llega después de aplicar los principios de equivalencia electromagnética a los distintos elementos.

4. ELEMENTO RADIANTE

Por lo que respecta al elemento radiante, para evitar el elevado coeficiente de reflexión de la ranura resonante se hace necesario tomar dos elementos iguales, de forma que cada uno compense la reflexión del anterior; o agrupaciones de tres ranuras, la central

resonante y las dos laterales no resonantes de manera que entre ellas compensen la reflexión de la principal (figura 4). La razón de estas configuraciones es la condición de simetría que imponen los diseños de doble haz en los que cada uno de ellos se obtiene excitando la guía de placas paralelas desde lados enfrentados.

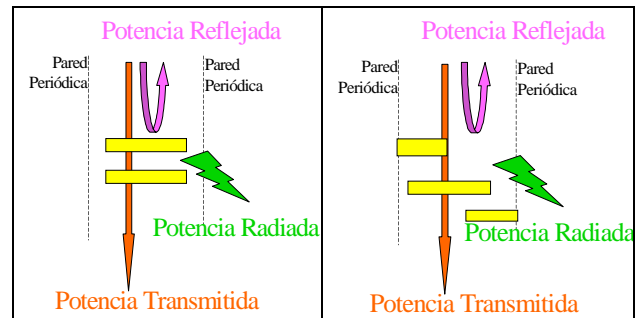


Figura 4. Esquema de elementos radiantes simétricos.

En el caso de polarización lineal doble, el elemento radiante forma una cruz en la que cada brazo es una ranura que genera una de las polarizaciones ortogonales.

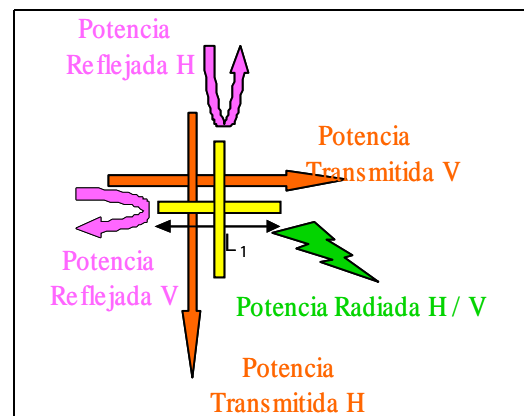


Figura 5. Esquema del elemento radiante para doble polarización lineal.

5. RESULTADOS

Se presentan los diseños completos (prototipo incluido) a los que se ha llegado en tres etapas sucesivas, con la intención de abordar progresivamente el problema de conseguir una antena de doble haz y doble polarización:

- Antena de haz orientado [9-10]. Configuración polarizada linealmente con un único haz orientado en la dirección de interés.
- Antena de doble haz [2]. Diseño con dos haces inclinados que permite recibir de dos direcciones diferentes.
- Antena de doble polarización [3, 11]. Diseño de haz perpendicular que permite la recepción de dos polarizaciones ortogonales.

5.1. Antena de haz orientado

Para obtener un haz que forme un ángulo α con la perpendicular al plano de la antena es necesario que las columnas de ranuras estén separadas una distancia

$$d = \frac{\lambda_0}{|\sin \alpha - \sqrt{\epsilon_r}|} \quad (2)$$

donde ϵ_r es la permitividad relativa del dieléctrico que rellena las placas.

Se construyeron diferentes modelos en los que la línea biplaca se alimentaba mediante una guía de onda rectangular excitada a través de un único conector de tipo SMA y rellena de aire.

El primer prototipo consiste en una estructura biplaca formada por una lámina inferior de aluminio y otra superior de acero inoxidable sobre la que se practican las ranuras mediante corte láser. El interior de la guía está relleno de aire y los elementos radiantes son ranuras simples (figura 6). Dependiendo de la separación entre ellas (2) y teniendo en cuenta (1) así será la orientación del haz.

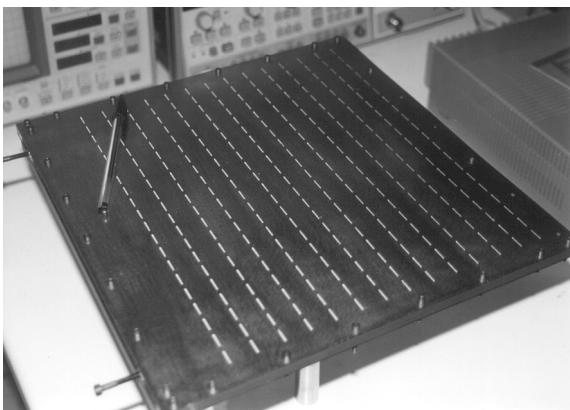


Figura 6. Antena de ranuras de haz orientado.

Los resultados obtenidos (coeficiente de reflexión y diagrama de radiación), los cuales se reflejan en las figuras 7 y 8 respectivamente, muestran cómo el coeficiente de reflexión se puede ajustar fácilmente en una banda estrecha, tal y como corresponde a una alimentación serie; mientras que la falta de dieléctrico de relleno provoca la aparición de lóbulos de difracción importantes.

Tras una segunda versión de transición, los resultados más interesantes se obtienen empleando tríos de ranuras como elementos radiantes (figura 4), para reducir las pérdidas de retorno. En este caso las ranuras están grabadas sobre un sustrato de fibra de vidrio de 1.6 mm de espesor y constante dieléctrica 4.8, sustentado por una espuma de 5 mm de grosor y constante dieléctrica 1.05.

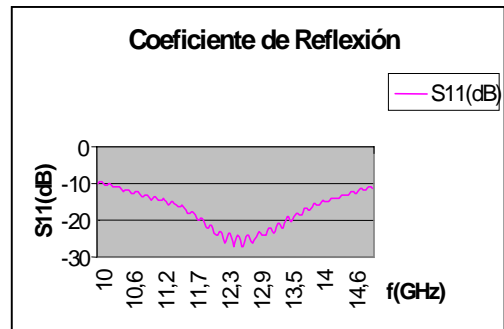


Figura 7. Coeficiente de reflexión de la antena de la figura 7.

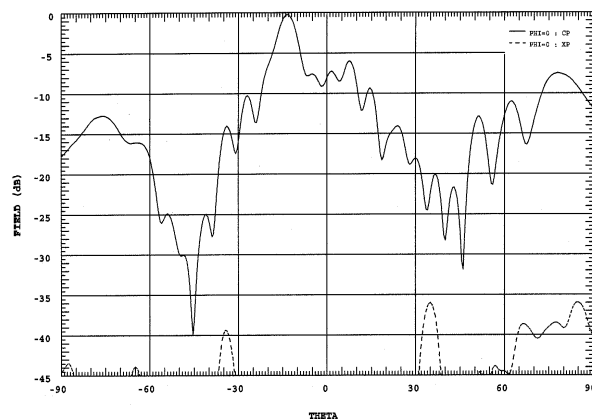


Figura 8. Diagrama de radiación de la antena de la figura 7.

El diseño de la estructura se realizó para obtener un haz apuntado en la dirección dada por 6° de elevación y 180° de azimut, lo cual se cumple bastante fielmente a tenor de los datos que aparecen en las figuras 9 y 10, donde también queda patente la reducción de los lóbulos de difracción. El único punto negro de este diseño es el de las elevadas pérdidas provocadas por la utilización de un material no de microondas.

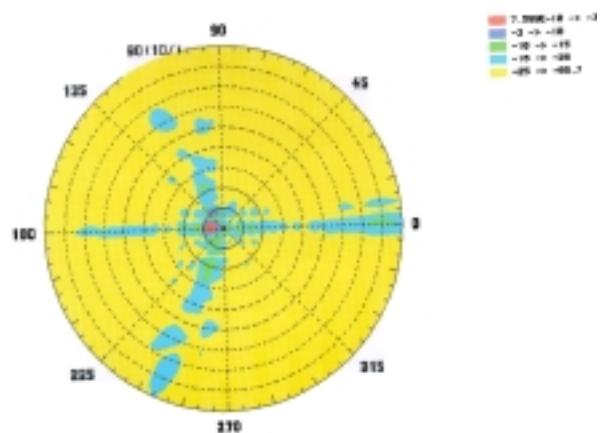


Figura 9. Diagrama de radiación a 12 GHz.

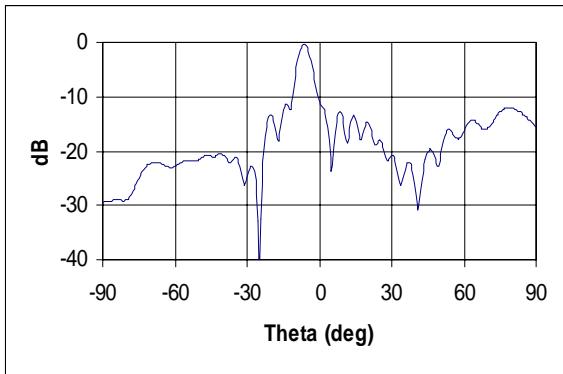


Figura 10. Corte del diagramas de radiación a 12 GHz.

5.2. Antena de doble haz

Para obtener una antena de doble haz se emplean dos redes de alimentación situadas paralelamente a las ranuras en los dos lados enfrentados de la estructura biplaca. En este caso se emplean redes impresas de parches, tal y como se muestra en la figura 11. La estructura radiante, compuesta por tríos de ranuras (figura 12), genera dos haces inclinados, para apuntar a dos satélites simultáneamente, como se observa en la figura 13. En la figura 14 se muestran las pérdidas de retorno en la banda de interés.

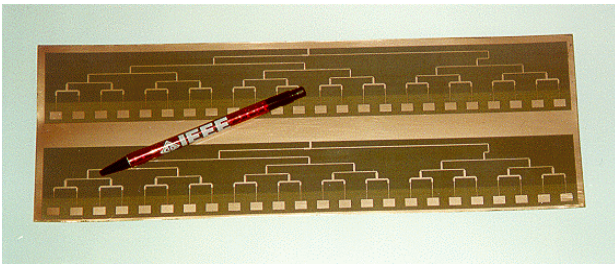


Figura 11. Circuitos excitadores con parche microtira.

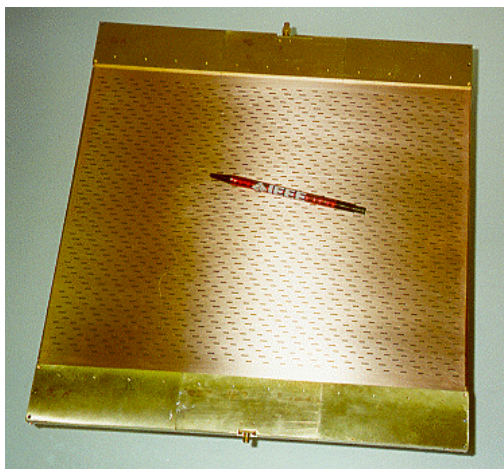


Figura 12. Antena de doble haz.

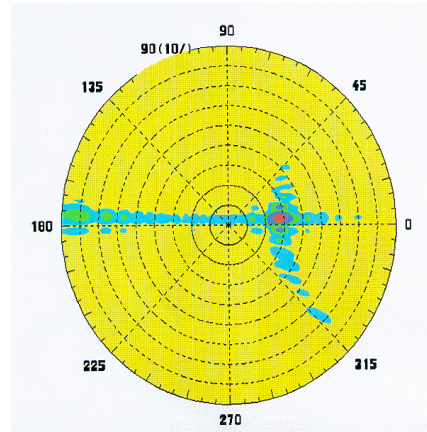


Diagrama de recepción Hispasat

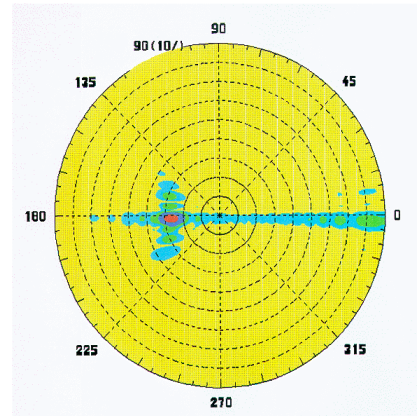


Diagrama de recepción Astra

Figura 13. Diagramas de radiación de la antena de doble haz.

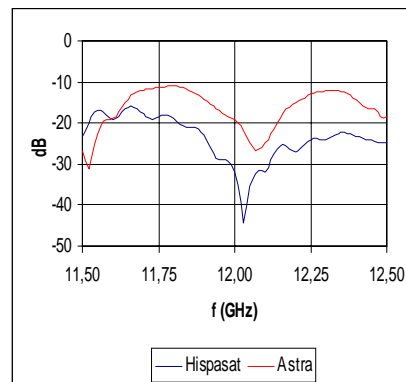


Figura 14. Pérdidas de retorno medidas en cada puerta.

De los resultados se desprende que es factible apuntar a dos satélites muy separados angularmente con eficiencias de apertura en torno al 40%, así como que las alimentaciones en paralelo mejoran sensiblemente el ancho de banda con respecto a las serie.

5.3. Antena de doble polarización

Para obtener una antena con doble polarización lineal se han contemplado dos opciones muy diferentes. Por un lado un diseño que no emplee dieléctrico, para abaratar costes, y por otro una red de alimentación y una estructura de antena más complejas que permitan obtener mejores prestaciones.

En el primer caso la alimentación se realiza desde dos lados ortogonales de la línea biplaca, uno para cada polarización. Los elementos radiantes son ranuras perpendiculares entre sí, como se observa en la figura 15, de modo sólo se acoplen a la alimentación que corresponda. La utilización de ranuras de diferentes longitudes permite eliminar los lóbulos de difracción sin necesidad de emplear dieléctrico entre las placas, como se puede apreciar en la figura 16.

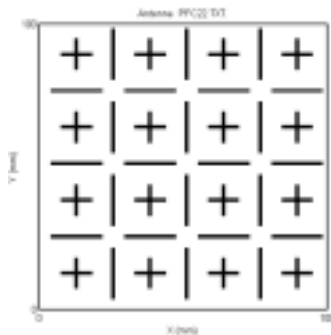


Figura 15. Diseño sin dieléctrico

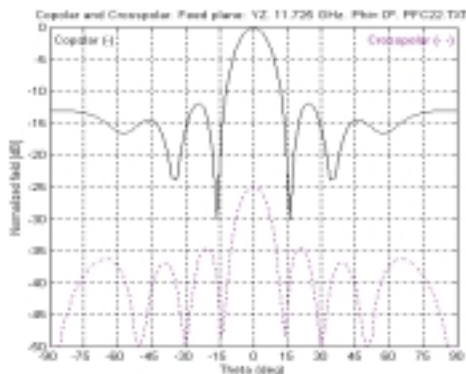


Figura 16. Diagrama de radiación de la antena de la figura 15

Los resultados son satisfactorios en cuanto a aislamiento de polarización y reducción de los lóbulos de difracción, el problema radica en la pobre eficiencia que se consigue fruto de la necesidad de colocar ranuras de longitudes muy diferentes de la de resonancia. Así, en el diseño de la figura 14 las longitudes de las ranuras son del orden de $0.7\lambda_0$ y $0.4\lambda_0$ y se acoplan muy poco al campo interior.

También sería posible intercalar ranuras a una distancia menor, $0.25\lambda_0$ por ejemplo, lo cual mejoraría notablemente la eficiencia porque las longitudes de las ranuras serían aproximadamente $0.52\lambda_0$ y $0.45\lambda_0$, mucho más cercanas a la de resonancia. No obstante, tampoco es una solución plausible porque la reducción en el nivel de los lóbulos de difracción es solamente de 3dB, y porque para longitudes próximas a la resonancia, la fase de las ranuras varía muy rápidamente, lo que supondría un aumento del coste por el incremento en la meticulosidad tanto en la etapa de diseño como en la de fabricación.

La segunda opción consiste en cuatro subarrays de 18 cm de lado que dan lugar a un cuadrado de 36 cm de lado. En la figura 17 se muestran las diferentes capas que forman cada uno de los subarrays: capa de *foam* sobre plano de masa, capa de *kapton* en la que se graba el circuito de excitación, capa de *foam*, capa de *kapton* sobre la que se graban unas ranuras de alimentación, capa de *foam* y una última capa de *kapton* que soporta las ranuras radiantes.

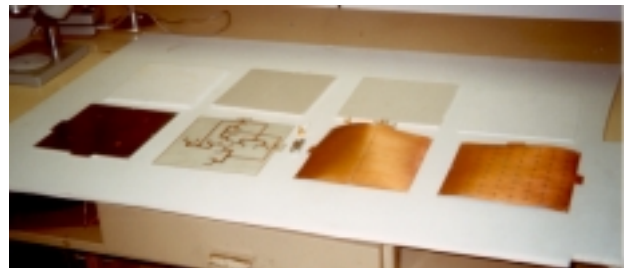


Figura 17. Distintas capas de un subarray

El elemento radiante está compuesto por dos ranuras en cruz y la red de alimentación es compleja y prácticamente en paralelo. El diagrama obtenido con esta configuración se muestra en la figura 18.

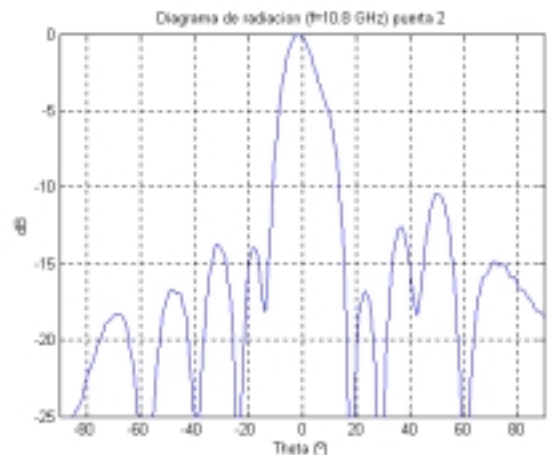


Figura 18. Resultados para el prototipo de la figura 17

Queda patente la necesidad de elementos radiantes que generen reflexiones internas lo más reducidas posibles para minimizar el nivel de los lóbulos secundarios; así como de un sustrato de dieléctrico lo

suficientemente grueso para evitar los lóbulos de difracción. Sin embargo, se han obtenido unos valores de coeficiente de reflexión, ancho de banda y aislamiento entre puertas muy interesantes, a costa del incremento en complejidad y precio de la red de alimentación.

6. CONCLUSIONES

Las principales conclusiones que se desprenden del estudio acerca de antenas planas ranuradas sobre estructura biplaca, son las siguientes:

- Para conseguir diseños de alta ganancia y gran ancho de banda la red de alimentación ha de ser bastante compleja, lo cual implica un coste económico importante.
- Es factible un comportamiento de doble haz con un aislamiento entre los haces superior a 25 dB.
- Se puede lograr un comportamiento de doble polarización con un aislamiento entre polarizaciones superior a 20 dB.
- Los elementos radiantes se han de diseñar de forma que la reflexión de cada uno no sea demasiado elevada.
- Para evitar los lóbulos de difracción se debe emplear un dieléctrico de constante dieléctrica media (superior a 2) a no ser que estudios posteriores permitan conseguir estructuras como la de la figura 15, pero eficientes. Una posible solución consiste en una estructura bicapa, la inferior de *foam*, por ejemplo, y la superior de un material de microondas y con un espesor de al menos 1.5 mm. Obviamente, el precio del producto se incrementa lo que hace muy atractiva la búsqueda de configuraciones sin dieléctrico eficientes.

7. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado mediante fondos FEDER-CICYT-TELEVÉS S.A. a través del proyecto de investigación: "Diseño de antenas ranuradas multisatélite para recepción de televisión digital" (1FD97-0276-C02-02).

8. REFERENCIAS

- [1] Sierra Castañer M., "Contribución a las Técnicas de Diseño y Análisis de Antenas de Ranuras sobre Placas Paralelas", Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Madrid, 2000.
- [2] Sierra Castañer M., Sierra M., Fernández J.L., Vera M., Moreno O., "Dual Beam Parallel Plate Slot Antenna", AP-2000, Davos, Suiza, abril 2000.
- [3] Álvarez Á., "Diseño de Antenas Planas Ranuradas de Doble Haz y Polarización Lineal", Proyecto Fin de Carrera, E.T.S.I. de Telecomunicación de Vigo, 2001.
- [4] Vera M., Álvarez Á., Sierra Castañer M., Sierra M., "Broadside Parallel-Plate Slot Antenna without Dielectric", I. Symposium URSI 2001, Boston, EEUU, julio 2001.
- [5] Izquierdo J., Sierra M., Sierra Castañer M., Vera M., Moreno O., "Desarrollo de una Antena Plana de Doble Haz para

Televisión Digital por Satélite", Symposium Nacional URSI 2000, Zaragoza, septiembre 2000.

- [6] Vera M., "Diseño de Antenas de Ranuras sobre Guía Radial. Análisis, Diseño y Aplicaciones", Tesis Doctoral, Universidad de Vigo, 1996.
- [7] Hirokawa J., "A Study of Slotted Waveguide Array Antennas", Doctoral Dissertation. Tokyo IT, November 1993.
- [8] García J.A., "Diseño de Antenas de Ranuras para Recepción de Televisión Vía Satélite", Proyecto Fin de Carrera, Universidad Politécnica de Madrid, junio 1999.
- [9] Moreno O., García J.A., Sierra Castañer M., Sierra M., Vera M., "Antena de Ranuras sobre Estructura Biplaca Rectangular", Symposium Nacional URSI 1999, Santiago de Compostela, pp. 561-562, septiembre 1999.
- [10] Sierra Castañer M., Izquierdo J., Sierra M., Fernández J.L., Vera M., "Linear Polarization Parallel Plate Slot Antenna", APS-2000, SALT Lake City, EEUU, julio 2000.
- [11] Martínez A., "Diseño y Construcción de Antena Plana para Recepción de TV Digital Vía Satélite", Proyecto Fin de Carrera, Universidad Politécnica de Madrid, 2002.