

Estudio de reflectarray multihaz para aplicaciones de satélite en banda Ka utilizando discriminación en frecuencia

Daniel Martínez deRioja⁽¹⁾, Eduardo Martínez de Rioja⁽¹⁾, José A. Encinar⁽¹⁾

jd.martinezderioja@alumnos.upm.es, emartinez@etc.upm.es, jose.encinar@upm.es

⁽¹⁾ Dpto. Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones. Universidad Politécnica de Madrid.

ETSI de Telecomunicación, Av. Complutense, 30, 28040 Madrid.

Abstract- This contribution describes a design concept based on beam squint effect in printed reflectarrays that allows to produce multiple contiguous beams at 19.5 and 20 GHz, by discriminating in frequency. A 1.6-m reflectarray has been proposed to produce 10 beams separated 0.5 degree using five feeds with frequency reuse. The simulated radiation patterns show a peak gain better than 47.6 dBi, with side-lobe levels close to -24 dB. The proposed concept can be suitable for multiple spot beam satellites in Ka-band.

I. INTRODUCCIÓN

Una antena de tipo reflectarray está compuesta por una agrupación plana de elementos impresos en una lámina de dieléctrico, situada a su vez sobre un plano de masa, que se ilumina mediante un alimentador (habitualmente una antena de bocina) de forma similar a un reflector. La fase del campo reflejado en cada elemento se ajusta variando las dimensiones de los elementos impresos para producir un haz colimado o conformado [1].

El efecto de desviación del haz (en inglés, *beam squint*), que aparece en antenas reflectarray con configuración descentrada, implica que la dirección del haz principal cambia con la frecuencia. Este fenómeno ha sido estudiado previamente por otros autores [2], comprobando que se debe principalmente a un desplazamiento del punto focal a frecuencias diferentes de la de diseño, más que a otros factores como el tipo de elemento reflectarray utilizado o el tamaño de la celda periódica. Suponiendo que la antena genera un haz colimado en la dirección θ_b , con un frente de fase plano en la dirección perpendicular al haz, la desviación del haz con la frecuencia se relaciona con una diferencia de distancias entre el alimentador y los distintos puntos de dicho frente de fase (ver Fig. 1 y Fig. 2). Cuando la distribución de fases en la superficie del reflectarray ha sido preajustada para generar el haz a una determinada frecuencia f_1 , dicho ajuste de fases corrige los retardos por diferencia de caminos únicamente a la frecuencia de diseño. Al variar la frecuencia, los retardos por diferencia de caminos varían, dando lugar a que el haz se desvíe de la dirección deseada.

Para recuperar la dirección de apuntamiento original, bastaría con desplazar el alimentador de forma que su centro de fases coincidiera con el nuevo punto focal, pero en la práctica esto no es posible. Por esta razón, se han llegado a proponer algunos métodos para reducir o eliminar el efecto de desviación del haz, como por ejemplo, diseñar el reflectarray para que radie en la dirección especular a la que se encuentra el alimentador [3], o emplear un esquema con

dos alimentadores colocados de forma simétrica, de forma que la antena funcione como un combinador de potencia [4].

En este trabajo, los autores presentan el diseño preliminar de una antena reflectarray para generar haces múltiples, próximos entre sí, con reutilización de frecuencias ($f_1 = 19.5$ GHz y $f_2 = 20$ GHz), utilizando el efecto de desviación del haz para lograr la discriminación en frecuencia. Las frecuencias seleccionadas se encuentran dentro de la banda asignada para transmisión de los satélites multihaz que operan en banda Ka. El concepto propuesto permitirá una reducción del número de alimentadores necesarios para proporcionar la cobertura multihaz.

II. ESTUDIO DE LA DESVIACIÓN DEL HAZ

Con el objeto de generar un frente de onda plano a partir de la onda esférica incidente radiada por el alimentador, cada elemento reflectarray debe introducir un desfase determinado en función de la distancia a la que se encuentre del centro de fases del alimentador y de la dirección de apuntamiento del haz. La fase del campo reflejado en cada elemento será la suma de la fase del campo incidente y la fase del coeficiente de reflexión en dicho elemento. De esta forma, el cambio de fase, ϕ_R , que es necesario introducir en cada elemento puede calcularse mediante la expresión [1] (pág. 34):

$$\phi_R = k_0(d_i - (x_i \cos \varphi_b + y_i \sin \varphi_b) \sin \theta_b) \quad (1)$$

donde x_i e y_i son las coordenadas del elemento respecto al centro del reflectarray, d_i es la distancia al centro de fases del alimentador y (θ_b, φ_b) es la dirección de radiación del haz.

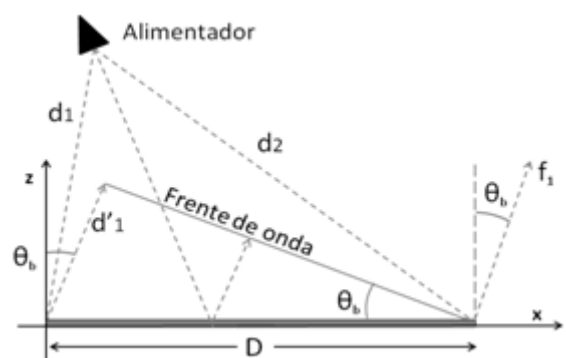


Fig. 1. Representación esquemática del reflectarray indicando su principio de funcionamiento para una frecuencia f_1 .

El procedimiento descrito anteriormente para el cálculo de ϕ_R se ha realizado para una frecuencia f_1 determinada. Al variar la frecuencia de trabajo, también cambiará el desfase originado por el camino recorrido entre el alimentador y cada elemento del reflectarray, mientras que el retardo de fase introducido en los elementos permanecerá constante. Esto trae como consecuencia el efecto de desviación del haz.

Se pretende aprovechar el efecto de desviación del haz para calcular la posición del alimentador de manera que proporcione dos haces adyacentes, en las direcciones correspondientes, a dos frecuencias relativamente próximas. Para ello, se considera un reflectarray diseñado para radiar un haz enfocado en la dirección (θ_{b1}, ϕ_{b1}) a la frecuencia f_1 . El objetivo será modificar la dirección de apuntamiento un pequeño ángulo en el plano de elevación a la frecuencia f_2 , utilizando el mismo alimentador (ver Fig. 2).

Particularizando para los dos elementos ubicados en los extremos del plano de simetría del reflectarray, situados a unas distancias d_1 y d_2 del alimentador, podemos calcular el retardo de fase producido en ambos caminos, que debe ser el mismo para poder generar un frente de onda plano:

$$\varphi_1 = k_0 \cdot (d_1 + d'_{f1}) + \phi_{R1} \quad (2)$$

$$\varphi_2 = k_0 \cdot d_2 + \phi_{R2} \quad (3)$$

$$k_0 \cdot (d_1 + d'_{f1}) + \phi_{R1} = k_0 \cdot d_2 + \phi_{R2}, \quad (4)$$

siendo ϕ_{R1} y ϕ_{R2} el desfase introducido en los elementos del reflectarray en los extremos izquierdo y derecho (ver Fig. 2) respectivamente. El valor de d'_{f1} es igual a cero en el caso de que la antena radie en dirección normal o *broadside* ($\theta_{b1} = 0^\circ$), es decir, cuando el plano ortogonal a la dirección del haz coincide con la superficie del reflectarray. En el resto de casos, considerando D como el diámetro del reflectarray, d'_{f1} puede calcularse de la siguiente manera:

$$d'_{f1} = D \cdot \sin(\theta_{b1}) \quad (5)$$

Si variamos la frecuencia de trabajo a f_2 , la constante de propagación k_0 toma un valor distinto, dando lugar a una variación en los desfases de los caminos recorridos que genera un nuevo frente de onda a la frecuencia f_2 . Es decir, se produce una modificación en la dirección de máxima radiación del haz generado por el reflectarray. La distancia d'_{f1} , que depende del ángulo de radiación, también se ve alterada, pasando a denominarse d'_{f2} . Por tanto, podemos establecer las siguientes definiciones para la nueva frecuencia f_2 :

$$\Delta k_0 = \frac{2\pi \cdot (f_2 - f_1)}{c} = \frac{2\pi \cdot \Delta f}{c} \quad (6)$$

$$d'_{f2} = D \cdot \sin(\theta_{b2}) \quad (7)$$

Con estas consideraciones, la expresión (4) quedaría de la siguiente forma:

$$(k_0 + \Delta k_0)(d_1 + d'_{f2}) + \phi_{R1} = (k_0 + \Delta k_0)d_2 + \phi_{R2} \quad (8)$$

Calculando la diferencia de los retardos de fase entre los distintos frentes de onda a las frecuencias f_1 y f_2 , dados

respectivamente por (4) y (8), se obtiene una ecuación que relaciona las distancias d_1 y d_2 con los ángulos de radiación:

$$\Delta k_0 \cdot d_1 + k_0 \cdot (d'_{f2} - d'_{f1}) + \Delta k_0 \cdot d'_{f2} = \Delta k_0 \cdot d_2 \quad (9)$$

Sustituyendo los valores de d'_{f1} y d'_{f2} por sus expresiones en (5) y (7), y teniendo en cuenta la siguiente relación:

$$\frac{k_0}{\Delta k_0} = \frac{f_1}{\Delta f} \quad (10)$$

se llega a la fórmula final que relaciona las distancias d_1 y d_2 entre el reflectarray y el alimentador con la variación producida en el ángulo de radiación:

$$d_2 = d_1 + D \sin(\theta_{b2}) + \frac{f_1}{\Delta f} D [\sin(\theta_{b2}) - \sin(\theta_{b1})] \quad (11)$$

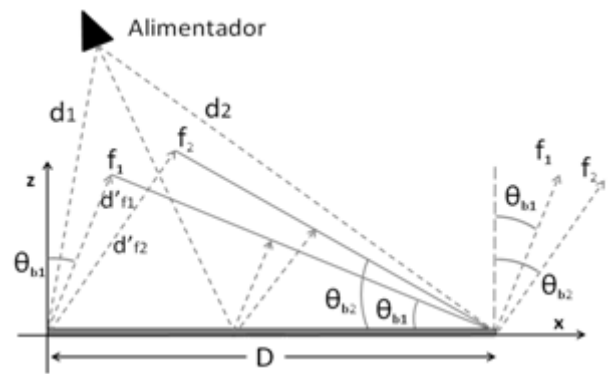


Fig. 2. Representación esquemática del reflectarray para el análisis del efecto de desviación del haz.

Por tanto, para un valor de d_1 fijado previamente, las expresiones anteriores pueden ser utilizadas para obtener el valor correspondiente de d_2 . De esta forma, las coordenadas del punto en que debe situarse el centro de fases del alimentador para que el haz a la frecuencia f_2 se desvíe un cierto ángulo $\Delta\theta_b = \theta_{b2} - \theta_{b1}$, se calculan trazando dos circunferencias de radios d_1 y d_2 centradas en los extremos del reflectarray y obteniendo sus puntos de corte, como puede observarse en la Fig. 3.

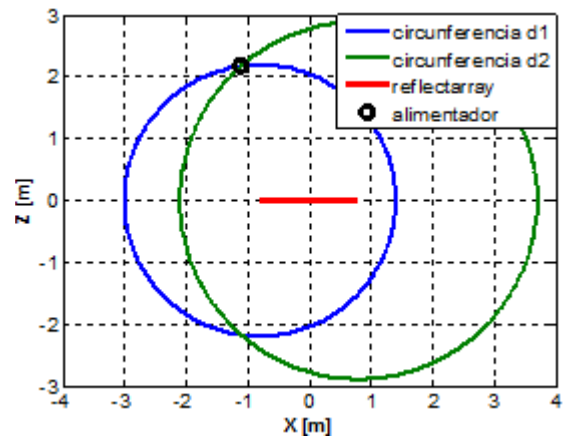


Fig. 3. Obtención de la posición del alimentador para aprovechar el efecto de desviación de haz.

III. DISEÑO DEL REFLECTARRAY

Se ha diseñado un reflectarray circular de 160 cm de diámetro para producir dos haces colimados en las direcciones $\theta_{b1} = 5^\circ$, $\varphi_{b1} = 0^\circ$ a $f_1 = 19.5$ GHz, y $\theta_{b2} = 5.5^\circ$, $\varphi_{b2} = 0^\circ$ a $f_2 = 20$ GHz. El reflectarray se compone de 31.428 elementos dispuestos en una malla de tamaño 200 x 200 (celdas cuadradas con periodo de 8 mm).

La antena se ilumina con una bocina alimentadora, cuyo centro de fases se encuentra en las coordenadas $x_F = -109$ cm, $y_F = 0$ cm, $z_F = 218$ cm, medidas con respecto al centro del reflectarray. La posición de esta bocina ha sido calculada de acuerdo con el procedimiento descrito en la sección anterior para aprovechar el efecto de desviación del haz. El campo radiado por la bocina se modela mediante una distribución de tipo $\cos^q(\theta)$, con el parámetro $q = 25$ para la banda de 19-20 GHz. Esto nos proporciona un nivel de iluminación en bordes del reflectarray de -12 dB con el que buscamos maximizar la ganancia de la antena, al encontrarnos cerca del punto en que la eficiencia combinada de iluminación y *spillover* es máxima.

La distribución de fases en el reflectarray, que puede observarse en la Fig.4, ha sido calculada mediante (1) considerando para ello los valores de $\theta_b = 5.25^\circ$, $\varphi_b = 0^\circ$ a una frecuencia de 19.75 GHz, con objeto de reducir la distorsión en los diagramas de radiación resultantes a las frecuencias f_1 y f_2 . En la práctica, el desfase requerido puede conseguirse ajustando las dimensiones de los elementos impresos, por ejemplo, mediante parches de tamaño variable o dipolos paralelos [5], aunque para los resultados que se presentan a continuación se suponen celdas reflectarray ideales que proporcionarán el mismo desfase a f_1 y f_2 .

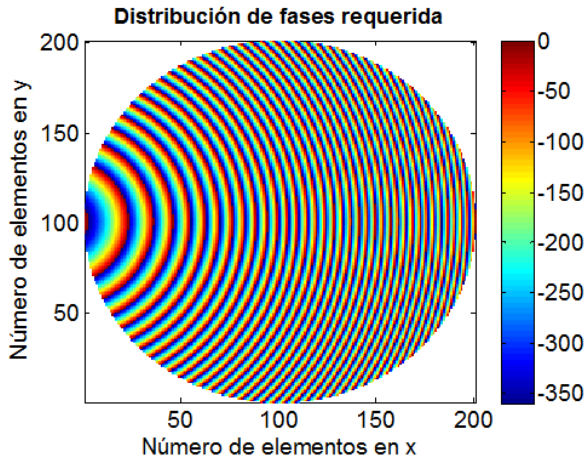


Fig. 4. Distribución de fase en el reflectarray.

Además del reflectarray alimentado por una única bocina, se realiza el diseño y la simulación de un reflectarray multihaz. Para ello, una vez definida la distribución de fases con respecto al primer alimentador, se calculan las posiciones de otros cuatro alimentadores para generar haces con una separación de $\pm 1^\circ$ y $\pm 2^\circ$ respecto al central. Cada alimentador es capaz de generar dos haces, por lo que la antena resultante producirá un total de 10 haces en el plano XZ con una separación de 0.5° , estando alimentada por cinco bocinas que trabajan a 19.5 GHz y 20 GHz.

IV. RESULTADOS

En la Fig. 5 se muestran los diagramas de radiación en ganancia (dBi) en el plano de elevación (XZ) para el reflectarray diseñado, alimentado con una única bocina. Los diagramas se han obtenido a partir de las componentes tangenciales del campo reflejado en cada elemento del reflectarray. Como se puede comprobar, los haces apuntan en las direcciones $\theta_{b1} = 5^\circ$, $\varphi_{b1} = 0^\circ$ a 19.5 GHz, y $\theta_{b2} = 5.5^\circ$, $\varphi_{b2} = 0^\circ$ a 20 GHz, tal como se pretendía. La ganancia que se alcanza es de 49.1 dBi a 19.5 GHz y de 49.3 dBi a 20 GHz. El ancho de haz medido a -3 dB es menor de 0.65° , y el nivel de lóbulos laterales se encuentra en torno a 24 dB por debajo del máximo de radiación.

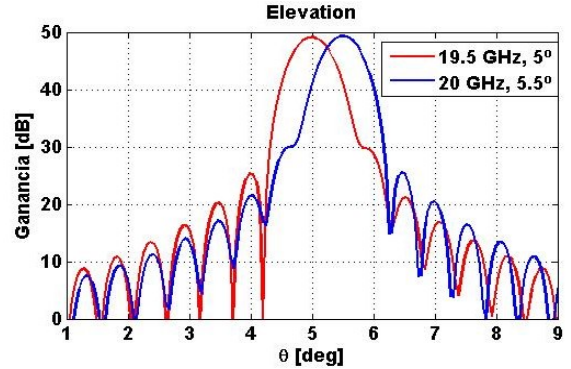


Fig. 5. Diagrama de radiación en el plano XZ para el reflectarray con un único alimentador con un haz a cada frecuencia.

A partir de este diseño, se añaden cuatro alimentadores más en las posiciones indicadas en la Fig. 6 para generar 10 haces contiguos a las frecuencias de 19.5 y 20 GHz. Las posiciones de los alimentadores se calculan aplicando el procedimiento descrito en la Sección II, resultando finalmente unas distancias entre cada pareja de bocinas consecutivas de: 49.7, 50.3, 50.9 y 51.4 mm. Los diagramas de radiación en el plano de elevación para la antena multihaz resultante se muestran en la Fig. 7. Los diagramas obtenidos presentan una ganancia de entre 47.6 dBi y 49.3 dBi (ver Tabla I), con bajos niveles de lóbulos secundarios y una anchura de haz menor de 0.76° . Los haces más alejados presentan una cierta distorsión, que puede minimizarse optimizando la distribución de fases requerida y la celda reflectarray en un diseño final de la antena.

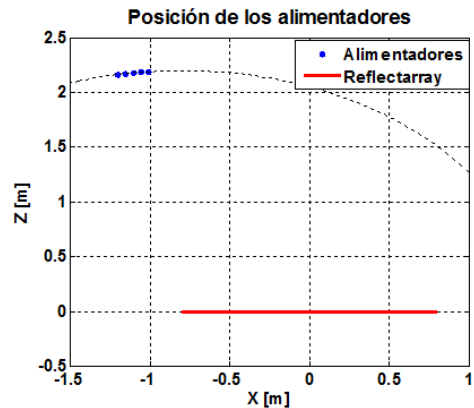


Fig. 6. Posición de los 5 alimentadores del diseño de reflectarray multihaz, separados aproximadamente 5 cm.

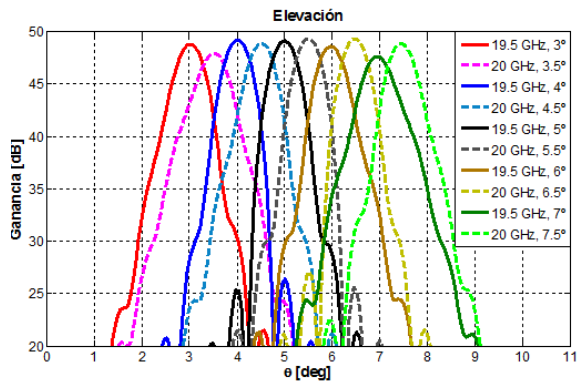


Fig. 7. Diagramas de radiación en el plano XZ del reflectarray multihaz, diseñado para generar 10 haces con una separación de 0.5° a 19.5 GHz y 20 GHz.

TABLA I
CARACTERÍSTICAS DEL REFLECTARRAY MULTIHAZ

Dirección del haz ($^\circ$)	Ganancia (dBi)	Ancho de haz a -3 dB ($^\circ$)	Frecuencia (GHz)
3	48.79	0.67	19.5
3.5	47.93	0.73	20
4	49.16	0.64	19.5
4.5	48.86	0.63	20
5	49.11	0.64	19.5
5.5	49.32	0.61	20
6	48.6	0.65	19.5
6.5	49.32	0.61	20
7	47.6	0.76	19.5
7.5	48.81	0.66	20

V. CONCLUSIONES

Los resultados de las simulaciones llevadas a cabo son bastante prometedores, porque demuestran que un único alimentador puede generar haces adyacentes a diferentes frecuencias en antenas multihaz en banda Ka, utilizando el efecto de desviación del haz. Se ha realizado un diseño preliminar en donde se ha mostrado cómo generar 10 haces contiguos en el mismo plano, empleando sólo 5 bocinas alimentadoras con reutilización de frecuencias. En el ejemplo presentado, se ha fijado un diámetro del reflectarray de 160 cm, pero en un diseño real el diámetro se elegiría en función de las especificaciones dadas para el ancho de haz y la ganancia.

Para llevar a cabo el análisis final de la antena, habría que considerar elementos de reflectarray reales, como por ejemplo los utilizados en [5], para implementar las distribuciones de fase obtenidas a cada frecuencia. Esto podría introducir errores en la fase del coeficiente de reflexión y generar radiación contra-polar, aunque la utilización de técnicas de optimización, como las empleadas en el diseño de reflectarrays reales [6], serviría para mejorar el comportamiento del reflectarray en las bandas de trabajo.

En el ejemplo considerado, las frecuencias f_1 y f_2 están muy próximas, limitando la banda de utilización a 100 MHz,

para una desviación del haz de 0.1° . El diseño de una antena con elementos reales puede resultar más sencillo si se eligen frecuencias más separadas, como las utilizadas en América (17.5 GHz y 19.95 GHz). En ese caso, la optimización de los elementos del reflectarray para su operación en dos frecuencias se puede realizar siguiendo el procedimiento descrito en [7], consistente en ajustar las dimensiones de los elementos para conseguir las distribuciones de fase necesarias a la frecuencia central y las frecuencias extremas de cada banda.

El concepto de diseño presentado en este trabajo, aprovechando el efecto de desviación del haz para lograr discriminación en frecuencia, será investigado con mayor detalle en el futuro, así como su aplicación al diseño de antenas multihaz.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Economía y Competitividad mediante el proyecto TEC2013-43345-P, y por el Gobierno Regional de Madrid dentro del proyecto SPADERADAR-CM (P2013/ICE-3000).

REFERENCIAS

- [1] J. Huang and J. A. Encinar, "Reflectarray Antennas", IEEE Press/Wiley, Piscataway, New Jersey, 2008.
- [2] E. Almajali, D.A. McNamara, J. Shaker, M.R. Chaharmir, "On Beam Squint in Offset-Fed Reflectarray", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 11, pp. 937-940, August 2012.
- [3] S. D. Targonski and D. M. Pozar, "Minimization of Beam Squint in Microstrip Reflectarrays Using an Offset Feed," IEEE Antennas and Propagation Soc. International Symposium, pp. 1326-1329, July 1996.
- [4] E. Almajali, D. A. McNamara, J. Shaker, M. R. Chaharmir, "Beam Squint Suppression in Offset-Fed Reflectarray", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 12, pp. 587-590, December 2013.
- [5] R. Florencio, J. A. Encinar, R. R. Boix, V. Losada, G. Toso, "Reflectarray Antennas for Dual Polarization and Broadband Telecom Satellite Applications," IEEE Trans. on Antennas and Propag., vol. 63, no.4, pp. 1234-1246, April 2015.
- [6] J. A. Encinar, L. Datashvili, J. A. Zornoza, M. Arrebola, M. Sierra-Castañer, J. L. Besada, H. Baier, H. Legay. "Dual-Polarization Dual-Coverage Reflectarray for Space Applications", IEEE Trans. on Antennas and Propag., vol. 54, no. 10, pp. 2827-2837, Oct. 2006.
- [7] J. A. Encinar, M. Arrebola, L. F. de la Fuente, G. Toso, "A Transmit-Receive Reflectarray Antenna for Direct Broadcast Satellite Applications", IEEE Trans. on Antennas and Propag. vol. 59, no. 9, pp. 3255-3264, Sep. 2011.