

# ANTENA IMPRESA CON ESCANEO ELECTRÓNICO EN SISTEMAS EMBARCADOS PARA COMUNICACIONES POR SATÉLITE EN BANDA X

Gonzalo Expósito<sup>(1)</sup>, Adrián Sánchez<sup>(2)</sup>, Noelia Ortiz<sup>(2)</sup>, Manuel Sierra Castañer<sup>(1)</sup>.

gexposito@gr.ssr.upm.es, asanchez@tтинorte.es, nortiz@tтинorte.es, mscastaner@gr.ssr.upm.es

(1) Dpto. de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones, Universidad Politécnica de Madrid. Avda. de la Complutense nº30 “Ciudad Universitaria” 28040 Madrid, España.

(2) Dpto. Radiofrecuencia & Microondas, Tecnologías de Telecomunicaciones e Información. C/Albert Einstein, 14. 39011 Santander, España.

**Abstract-** A broadband circularly polarized and electronically steering antenna for satellite communication in X band is presented. The antenna operates with Left Hand Circular Polarization in Reception band (7.25-7.75 GHz) and Right Hand Circular Polarization in Transmission band (7.9-8.4 GHz). The key element is a resonant double stacked patch, which is fed by a 90° branch-line coupler to obtain the desired circular polarizations (RHCP or LHCP) and ensures adequate port coupling isolation. The arrangement features and the compactness are required for airborne antenna arrays. The design procedure of the antenna, able to get an electronically steering direction, are outlined.

## I. INTRODUCCIÓN

El objetivo de este trabajo es el desarrollo de un terminal embarcado de comunicaciones por satélite en banda X para su aplicación a *STEALTH*. El proyecto *STEALTH* comprende el estudio de sensores integrados de comunicaciones para aviones de baja observabilidad. La función principal de esta antena es la transmisión de video por satélite en tiempo real en misiones de reconocimiento. Un ejemplo de la antena se muestra en la Fig. 1. La antena terminal es una antena impresa [1] de escaneo variable en elevación, y mecánico en azimut capaz de orientar el haz principal en la dirección del satélite en función de la posición terrestre del aeroplano.

## II. ESPECIFICACIONES Y ARQUITECTURA

La antena terminal requiere una ganancia de 31dB para ofrecer cobertura en las diferentes longitudes y latitudes de la tierra, y debe cumplir las recomendaciones UIT-R S.580-7 y UIT-R S.742. Para cumplir los gálibos de lóbulos secundarios y obtener la ganancia necesaria, la estructura estará compuesta por un array [2] de 16 filas separadas 20.7mm ( $0.5\lambda$  a 7.25 GHz) y 24 columnas separadas 35.17mm ( $0.85\lambda$  a 7.25 GHz).

El rango de apuntamiento que debe cubrir la antena es de 10° a 60° sobre el horizonte en elevación y 360° en azimut.

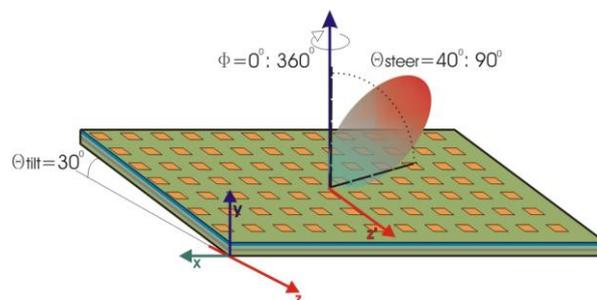


Fig. 1. Rangos de direccionamiento del haz.

La dirección de apuntamiento en azimut se consigue mecánicamente gracias a un soporte rotatorio, por el contrario el direccionamiento en elevación se consigue electrónicamente con una red activa (*ver apartado: III.B. Red de alimentación activa*). Para evitar los ángulos próximos a “end-fire” y la pérdida de ganancia que eso conlleva cuando se apunta al horizonte, es necesario inclinar la antena. Sin embargo no podemos olvidar que esta antena tiene que estar integrada en el fuselaje del avión y por tanto debe cumplir unos requisitos de aerodinámica. Por eso, se llega a una solución de compromiso donde la antena es inclinada mecánicamente 30° como se muestra en la Fig. 1.

La antena final tiene una dimensión máxima de 35x85x5cm, sin embargo el perfil de la estructura se ve incrementado al inclinar la superficie ( $\Theta_{tilt}=30^\circ$ ), resultando unas dimensiones finales de 33x85x20cm. El terminal de reducidas dimensiones y bajo peso es óptimo para este tipo de sistemas embarcados.

## III. DISEÑO DE LA ESTRUCTURA

Una de las principales características del sistema es el gran ancho de banda de los elementos radiantes ~15% (capaces de cubrir las bandas de Tx y Rx simultáneamente) además de tener un gran ancho de haz, que permite la comunicación sin necesidad de estabilizar y apuntar

minuciosamente cuando se instala sobre una plataforma en movimiento.

El trabajo que se presenta a continuación es el diseño del elemento radiante y su red de alimentación para conseguir la polarización circular que va a componer la antenna. Cada uno de estos 384 elementos está conectado a un híbrido 90°, y tras este, simultáneamente a dos redes de distribución, una para Tx (7.9-8.4 GHz) que proviene de los amplificadores de potencia (HPA) (Fig. 7), y otra para Rx (7.25-7.75 GHz) que termina en los amplificadores de bajo ruido (LNA) (Fig. 8), consiguiendo así poder trabajar de manera independiente a las frecuencias asignadas.

### A. Elemento radiante

El elemento radiante principal está compuesto por dos parches cuadrados apilados [3, 4, 5] de dimensiones  $L_2=12.6\text{mm}$  (superior) y de  $L_1=12.3\text{mm}$  (inferior). Para conseguir la polarización circular, el parche inferior se alimenta con dos vías separadas del centro 3.5mm y con un desfase de 90°, obtenido con el acoplador “branch line”, tal y como se observa en Fig. 2.

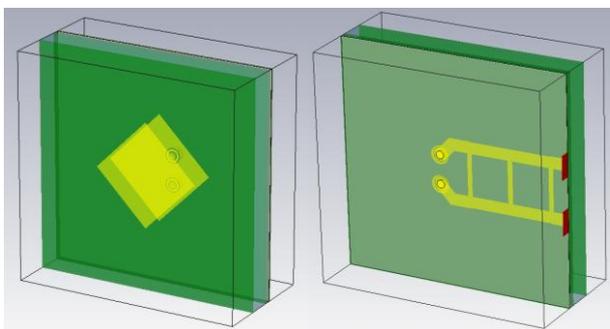


Fig. 2. Elemento radiante + híbrido doble.

El sustrato usado para grabar los elementos radiantes y la red de alimentación es el NELTEC NY de constante dieléctrica  $\epsilon_r=2.17$  y de espesor de 1.14 mm en el parche inferior ②, y 0.254mm tanto en el parche superior, como en la red de alimentación inferior ① y ③. El espesor de la espuma es de 3mm. Un esquema de las capas de las que consta se muestra en la Fig. 3.

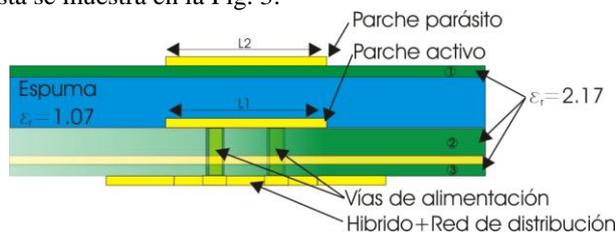


Fig. 3. Estructura de capas.

En la implementación de la red pasiva (ver apartado: III.C. Red de alimentación pasiva). El problema de construir líneas demasiado estrechas, hizo necesario disminuir la impedancia característica de los divisores de potencia, es por eso que la impedancia característica del elemento es 25Ω.

Las características del elemento se ven afectadas por este cambio de impedancia característica, ya que las vías estarán más juntas, el diámetro de estas será menor, y el ancho de las líneas en el acoplador híbrido será mayor.

Para ofrecer una buena adaptación de impedancias en el ancho de banda requerido (7.25 – 8.4GHz), se implementa un

híbrido 90° [6] en dos etapas consiguiendo finalmente para la estructura un  $S_{11}<-18\text{ dB}$ , como se muestra en la Fig. 4.

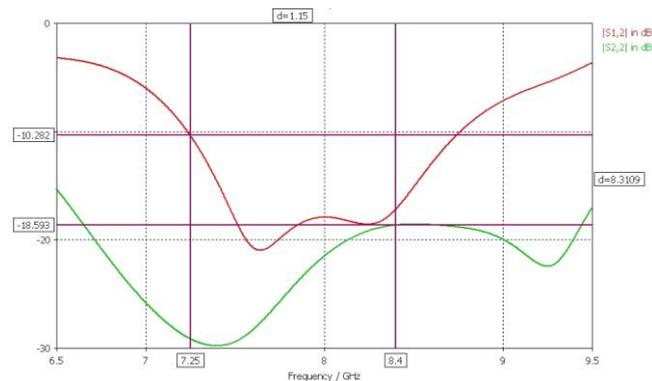


Fig. 4. Parámetros S de la antena + híbrido.

El aislamiento entre puertas es relativamente bajo debido a la reducida separación que existe entre las dos vías que alimentan al parche inferior  $S_{12}<-10\text{ dB}$  (Fig. 4). Sin embargo, se ha optimizado, para conseguir un mayor aislamiento en la banda de frecuencias de transmisión, que será donde circule mayor potencia.

En la Fig. 5 se muestra el diagrama de radiación para  $\phi=0^\circ$  de la componente de polarización circular a izquierdas, y a derechas para la frecuencia central de trabajo ( $f=7.825\text{ GHz}$ ).

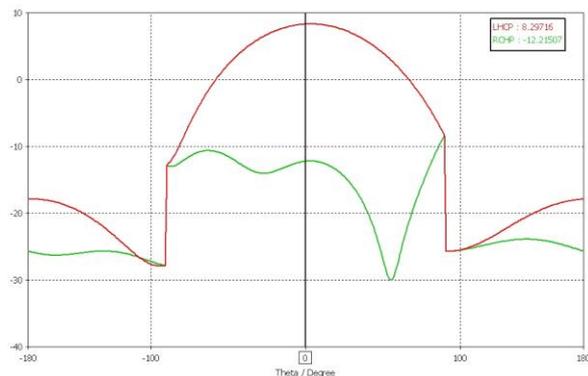


Fig. 5. Diagrama de radiación en  $\phi=0^\circ$ : LHCP para la frecuencia central de trabajo,  $f=7.825\text{ GHz}$ .

A continuación se muestra la relación axial a las tres frecuencias principales (7.5 GHz, 7.825 GHz, 8.15 GHz) (Fig. 6). Se observa que se cumplen perfectamente las especificaciones de relación axial  $AR<-3\text{ dB}$  en toda la banda de trabajo.

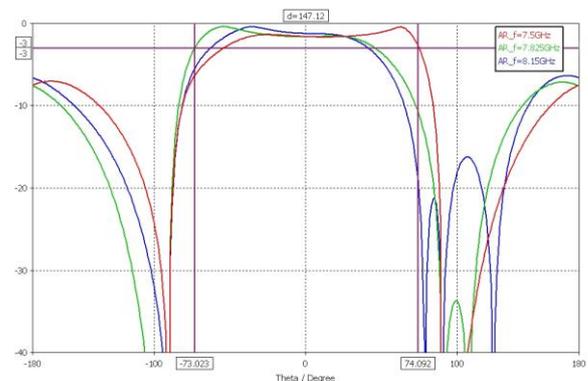


Fig. 6. Relación axial a las frecuencias principales 7.5 GHz, 7.825 GHz y 8.15 GHz.

### B. Red de alimentación activa

La red activa está compuesta por subsistemas, que filtrarán, mezclarán, amplificarán y en definitiva, adecuarán la señal para ser transmitida. En cada una de las 16 ramas verticales, tanto en Tx (Fig. 7), como en Rx (Fig. 8) se introduce un defasador electrónico variable. Estos defasadores serán los responsables de orientar el haz en elevación.

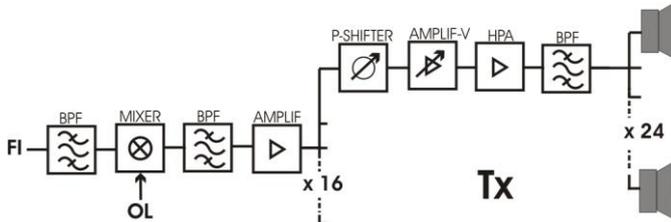


Fig. 7. Esquema transmisor.

En el esquema del receptor (Fig. 8) los filtros tendrán un gran rechazo a la frecuencia de transmisión (7.9 – 8.4GHz), para evitar en la mayor medida posible el acoplamiento de la gran potencia usada en Tx.

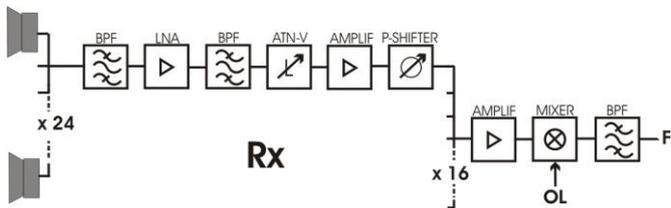


Fig. 8. Esquema receptor.

El rango de apuntamiento necesario en elevación es de  $10^\circ$  a  $60^\circ$  sobre el horizonte. Sin embargo al inclinar la estructura  $30^\circ$ , el nuevo margen a cubrir electrónicamente es de  $40^\circ$  a  $90^\circ$ . En la Fig. 9 se muestra el diagrama de radiación calculado analíticamente para el corte Plano E,  $\varphi=0^\circ$ , para los ángulos de apuntamiento de  $40^\circ$ ,  $50^\circ$  y  $90^\circ$ . Se presenta también en la Fig. 9 en línea discontinua, la simulación electromagnética con CST para esos mismos ángulos de apuntamiento. Se puede apreciar también (Fig. 9) como existe una pérdida de ganancia en el haz principal de hasta 3 dB en función del ángulo de separación respecto de  $90^\circ$  (broadside) [6].

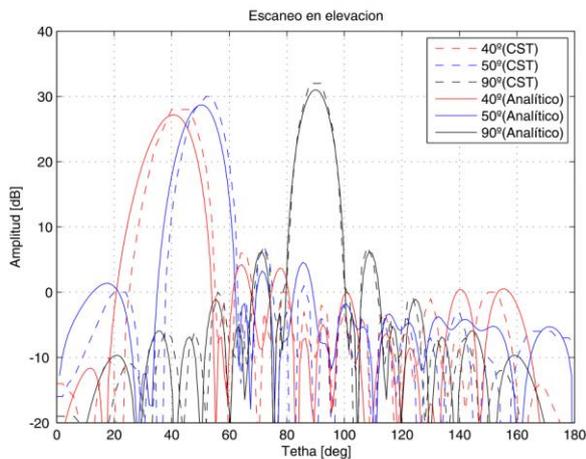


Fig. 9. Simulaciones del diagrama de radiación plano E, en función de la dirección de apuntamiento.

En la Fig. 10 se muestran las alimentaciones de cada una de las 16 filas, de amplitud constante y de fase variable. (Variando para cada uno de los ángulos de apuntamiento).

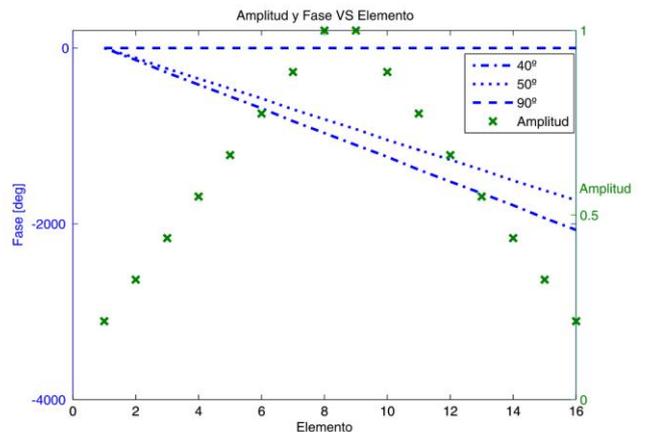


Fig. 10. Amplitud y fase de los elementos en la red activa.

### C. Red de alimentación pasiva

Las redes de distribución (una para Tx y otra para Rx) que reparten la potencia se componen de divisores desbalanceados, con los que se consigue una distribución no uniforme de amplitud. Tanto el ancho de haz máximo como el nivel de lóbulos secundarios es muy estricto y por tanto la excitación de los elementos en amplitud ha de ser muy escalonada. Debido a la gran diferencia de impedancias entre las ramas centrales y laterales, es necesario normalizar la impedancia de referencia a  $25\Omega$  para que las líneas de transmisión en los divisores sean implementables. El gálibo para estas antenas según la UIT-R S.580-7 y UIT-R S.742 y el diagrama de radiación, plano H  $\varphi=90^\circ$  (analítico y electromagnéticamente simulado) se muestra en la Fig. 11.

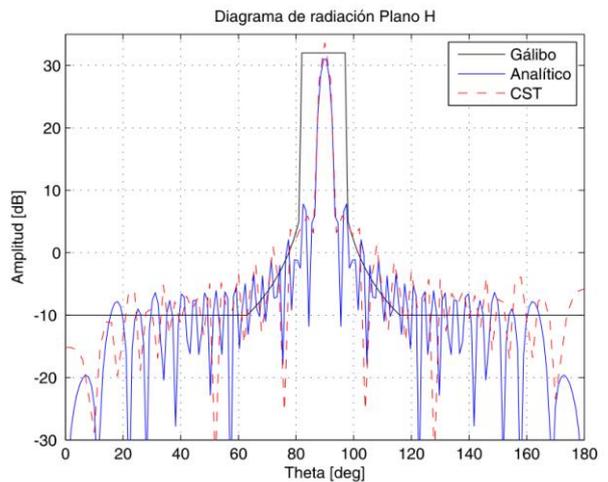


Fig. 11. Simulación del diagrama de radiación plano H, apuntando a broadside.

Elemento	Amplitud	Elemento	Amplitud
1 y 24	0.299	7 y 18	0.682
2 y 23	0.363	8 y 17	0.745
3 y 22	0.427	9 y 16	0.809
4 y 21	0.491	10 y 15	0.873
5 y 20	0.555	11 y 14	0.936
6 y 19	0.618	12 y 13	1

Tabla 1. Coeficientes de amplitud de la red pasiva de distribución (en cada fila).

En la Tabla 1, se muestran los coeficientes de amplitud que la red de distribución pasiva consigue para cada uno de los 24 elementos dentro de cada una de las 16 filas. Al orientar el haz en azimut mecánicamente, la diferencia de fase entre los elementos será  $0^\circ$  de manera que apunte a broadside.

#### IV. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha presentado una antena impresa con escaneo electrónico en sistemas embarcados para comunicaciones por satélite en banda X. Se ha desarrollado un elemento radiante con ancho gran ancho de banda para el terminal de comunicaciones, para su aplicación a *STEALTH*. También se ha estudiado y analizado las diferentes posibilidades para alimentar cada elemento mediante un híbrido con el que se consigue la polarización circular deseada (RHCP ó LHCP). Finalmente se presentan las redes de alimentación (activa y pasiva) con las que se asegura el cumplimiento tanto del rango de apuntamiento del haz de la antena, como el nivel de lóbulos secundarios exigido.

Los resultados de los prototipos se mostrarán en la presentación de la URSI 2010.

#### AGRADECIMIENTOS

El presente trabajo se ha llevado a cabo en el Grupo de Radiación del departamento de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones en colaboración con la empresa Tecnologías de Telecomunicaciones e Información (TTI). Todas las simulaciones utilizando CST Microwave Studio 2010 con licencia de cooperación entre CST y la Universidad Politécnica de Madrid. Los substratos NY que se van a utilizar en los prototipos son amablemente cedidos por NELTEC SA. Se agradece al plan AVANZA2 por la financiación al proyecto STEALTH TSI 020100-2009-76.

#### REFERENCIAS

- [1] J.R. James, P.S. Hall, "Handbook of Microstrip Antennas", IEE Electromagnetic waves series, Peter Peregrinus Ltd, 1989.
- [2] D.M. Pozar, D.H. Schaubert, "Microstrip Antennas: The Analysis and design of Microstrip Antennas and Arrays". IEEE Press, 1995.
- [3] Randy Bancroft, "Microstrip and Printed Antenna Design", Noble Publishing, 2004.
- [4] R. Garg, P. Barthia, I. Bahl, A. Ittipiboon, "Microstrip Antenna design handbook", Ed. Artech House, 2001.
- [5] I.J. Bahl, P. Bhartia, "Microstrip Antennas", Artech House, Dedham, 1980.
- [6] C.A. Balanis, "Antenna Theory, Analysis and Design", Ed. Jhon Wiley & Sons, New York, 1997.